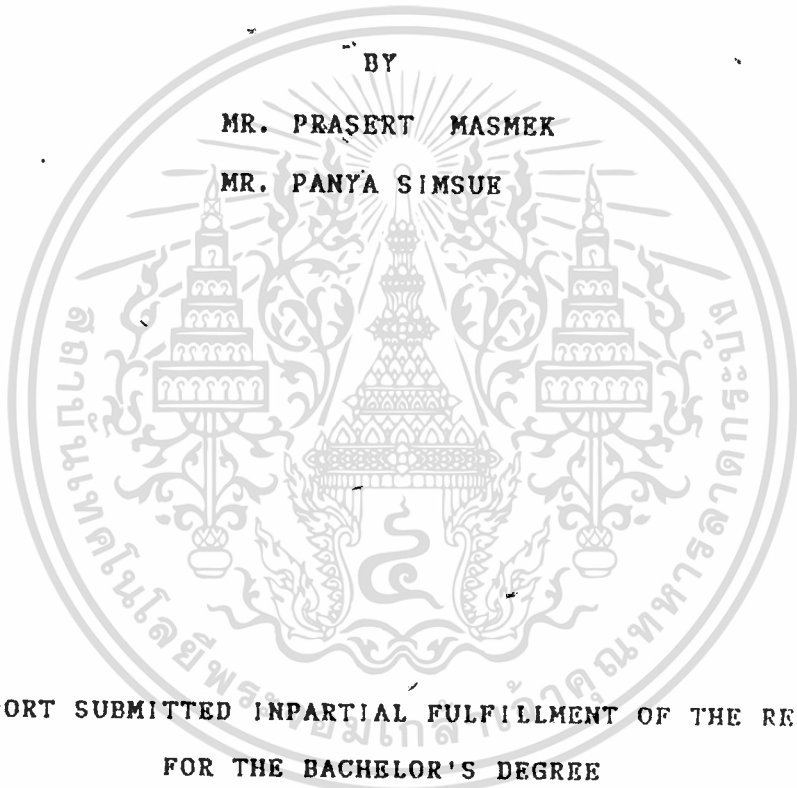


SWITCHING POWER SUPPLY

BY

MR. PRASERT MASMEK

MR. PANYA SIMSUE



PROJECT REPORT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENTS
FOR THE BACHELOR'S DEGREE

DEPARTMENT OF INDUSTRIAL TECHNOLOGY

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

ACADEMIC YEAR 1994

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

12/ การแก้ไขใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

033283

SWITCHING POWER SUPPLY

โดย

นายประเสริฐ มาศเมฆ 35-102011

นายปัญญา ภูมิหล่อ 35-102012

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์นิกร สุขุมตันติ

ปริญญานิพนธ์นี้

เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะวิศวกรรมศาสตร์

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2536

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

SWITCHING POWER SUPPLY

โดย

นายประเสริฐ มาคเมฆ

นายปัญญา ชิมลือ

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์นิกร สุขุมตันติ

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2536

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติ
ให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

1

อาจารย์ที่ปรึกษา

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

()

กรรมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
()

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สวิตซิ่ง เพาเวอร์ ทัพลาย

SWITCHING POWER SUPPLY

โดย

1. นาย ประเสริฐ มาคเมฆ 35-102011

2. นาย ปัญญา ชิมลือ 35-102012

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. นิกร สุขตมตันต์

บทคัดย่อ

ในแหล่งจ่ายกำลังไฟตรง ที่ต้องการเอาต์พุตโวลท์ที่คงที่แหล่งจ่ายมีน้ำหนักเบา
และใช้ไอซีที่มีขนาดเล็กกว่าพวงจรรวมจวิตซิ่งเพาเวอร์ทัพลายจึงเป็นวงจรถูกที่เหมาะสมที่จะนำมา
แทนที่วงจรรวมจวิตซิ่งเพาเวอร์ทัพลายที่มีปัญหาดังกล่าวข้างต้น

วงจรถูกใช้ในส่วนตัวาง ๆ จะใช้ไอซีออปแอมป์เป็นส่วนควบคุมเป็นส่วนใหญ่และส่วนทำ
หน้าที่เป็นสวิตช์จะเลือกใช้เฟลก เบอร์ MTP12N10 เนื่องจากมีความทนทานกว่าเพาเวอร์ทราน
ซิสเตอร์

ABSTRACT

The D.C. Power supply which need constant output voltage,
lightly noise, lower area and more efficiency. Switching power
supply circuit topologies are particularly suitable better than linear
power supply.

In the branch of circuit used I.C. op amp for control and
FET number MTP 12N10 for switches ; because it to be durable than
power transistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

การทำปริญญานิพนธ์เรื่อง SWITCHING POWER SUPPLY นี้ได้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีนั้น ผู้เขียนขอขอบคุณ อาจารย์นิกร สุขุมตันติ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาในการทำปริญญานิพนธ์ครั้งนี้ ที่ได้ให้รายละเอียดและคำปรึกษาในการแก้ปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น ตั้งแต่เริ่มปฏิบัติงานจนถึงงานสำเร็จตลอดทั้งได้ให้ความสะดวกในการจัดหาเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทดลอง และ ขอขอบคุณ อาจารย์อรรถสิทธิ์ หล้าสกุล ที่ได้ให้คำปรึกษาเพิ่มเติม จึงเป็นผลทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัตถุประสงค์

ในการดำเนินงาน Project มีวัตถุประสงค์ดังต่อไปนี้

1. สามารถวางแผนการทำงานตามขั้นตอนต่าง ๆ ได้
2. สามารถนำความรู้แขนงต่าง ๆ มาประยุกต์ใช้งานได้
3. ศึกษาการทำงานของสวิตทิ่งเพาเวอร์ที่พหุหลาย
4. สร้างสวิตทิ่งเพาเวอร์ที่พหุหลายที่มีคุณสมบัติต่อไปนี้
 - แรงดันเอาต์พุต 45 โวลต์
 - กระแสเอาต์พุตต่อเนื่อง 10 แอมป์ ที่แรงดันต่ำกว่า 30 โวลต์
5 แอมป์ ที่แรงดันต่ำกว่า 40 โวลต์
 - กระแสปรับได้ต่ำสุด 0.00 มิลลิแอมป์
 - กระแสสูงสุด 10 แอมป์
 - มีการแสดงผลบนใช้กระแสเกินจากที่ตั้งไว้
 - มีการแสดงผลบนแรงดันไม่เรกูเลต
 - ป้องกันการลัดวงจรเอาต์พุตโดยมีกระแสโวลแทจ
น้อยกว่า 2 แอมป์
 - มีสวิตตัดโวลตออกจากเอาต์พุตโดยไม่ต้องงัดปลั๊ก
 - สามารถปรับตั้งแรงดันคงที่ได้ (13.8 โวลต์)
5. สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้
6. สามารถแก้ปัญหาและอุปสรรคที่เกิดขึ้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทนำ

- เทคโนโลยีกับการใช้งานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง.....	1
- แหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น.....	2
- แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง.....	2
- สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ (SMC).....	3
- SMC ชนิดไม่มีหม้อแปลงเฟอไรต์.....	3
- บัคเรกทูเลเตอร์ (BUCK REGULATOR).....	3
- บูลสต์เรกทูเลเตอร์ (BOOST REGULATOR).....	6
- SMC ชนิดมีหม้อแปลงเฟอไรต์.....	7
- การทำงานแบบฟลายแบค.....	8
- การทำงานแบบฟอร์เวิร์ด.....	8
- เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ (RMC).....	9
- ความเป็นไปของ SMPS.....	9
- ประโยชน์จาก SMPS.....	11
- ระบบจ่ายไฟในคอมพิวเตอร์.....	11
- ขั้นตอนการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นกับแหล่งจ่ายไฟในคอมพิวเตอร์.....	11

บทที่ 1

- สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเรกติไฟร์และฟิลเตอร์.....	14
- หลักการเบื้องต้น.....	14
- ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง.....	15
- ภาคแรกของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง.....	16
- ความต้านทานประสิทธิผล (R_{Σ}).....	18
- รูปคลื่นของวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านอินพุต.....	18
- FULL-WAVE RECTIFICATION.....	19
- กระแสประสิทธิผล (I_r) และเพาเวอร์แฟกเตอร์ (P_r).....	24
- แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์.....	26
- การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟร์อินพุต.....	26
- การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่อินพุต.....	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การหาค่าความจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์.....	29
- การพิจารณาฟิลเตอร์.....	34
- โวลต์เตจเรกูเลชั่น.....	35
- เคอร์เร้นท์เรกูเลชั่น.....	35
- Ripple factor of rectifier signal.....	35
- Simple capacitor filter.....	36
- Ripple Voltage $V_{r(rms)}$	38
- Filter capacitor Ripple r.....	39
- Diode conduction Period and Peak Diode Current.....	39

บทที่ 2

- การจำกัดกระแสกระชาก.....	42
----------------------------	----

บทที่ 3

- ดิซิทิตีคอนเวอร์เตอร์.....	45
- คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค.....	47
- ขนาดของอุปกรณ์สวิตซิ่งที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค.....	48
- หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค.....	50
- คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คในรูปแบบอื่น.....	52
- คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด.....	53
- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด.....	53
- หม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด.....	54
- คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดในรูปแบบอื่น.....	55
- คอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล.....	55
- หม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล.....	56
- เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พุล.....	57
- ข้อเสียของวงจรพุก-พุล.....	57
- คอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ฟบริดจ์.....	59
- ตัวเก็บประจุคัปปลิง.....	60
ไดโอดคอมมิวเตตติ้ง.....	62
คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์.....	63
คอนเวอร์เตอร์แบบซึก (Cuk).....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ผู้อื่นนำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อนี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแส.....	68
- คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์.....	68
- คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรม.....	69
- การเลือกใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์.....	70

บทที่ 4

- การออกแบบหม้อแปลงกำลัง.....	71
- การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์.....	71
- การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรเรโซแนนซ์ L_{μ}	71

บทที่ 5

- การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับแหล่งจ่ายสวิตชิง.....	75
- ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า.....	76
- อิเล็กทรอนิกส์สวิตชิง.....	78
- ทฤษฎีหม้อแปลง.....	78
- การเลือกลักษณะแกนและชนิดของวัสดุ.....	82
- การออกแบบโซ่ที่เอาต์พุต.....	87
- ตัวอย่างการออกแบบ.....	88
- หมายเหตุ.....	90

บทที่ 6

- Power MOSFETS.....	92
- Steady-State characteristics.....	96
- Switching characteristics.....	96
- Performance parameters.....	97
Gate drive design.....	99
- Pulse-width Modulator Controlled.....	100
- Reference Regulator.....	101
- Oscillator.....	101
- Dead-time and PWM Comparators.....	101
- Soft start.....	102
Overvoltage Protection.....	102
- หม้อแปลงกำลังความถี่สูง.....	103

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ในการ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Topology factors, K.....	105
- Primary area factor, Kp.....	105
- Window utilisation factor, Ku.....	105
- Current factor, Kt.....	106
- Push-pull Converter transformer.....	106
- การคำนวณหา series Coupling Capacitor.....	106
- Snubber Networks.....	107
- Snubber Circuit (with lode line Shaping).....	107
- Operating principle.....	108
- ค่าของ Snubber component ที่เป็นที่ยอมรับจากการทดลอง.....	112
- การเลือกค่า Snubber component ที่เป็นที่ยอมรับจากการคำนวณ.....	113
- turn-off dissipation in transistor Q1.....	114
- Snubber resistor values.....	114
- Dissipation in Snubber resistor.....	115
- ภาค Out put	
out put power inductor.....	116
- Out put filter capacitor.....	117

บทที่ 7

- ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด.....	119
- แนะนำฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด.....	119
- เอปิตาเซียลเทคโนโลยี.....	119
- ไดโอดกับแหล่งจ่ายแรงดันแบบสวิตชิง.....	125
- แรงดันทางตรง (Forward Voltage).....	126
- การลดกระแสรีเวิร์ด-รีคัพเวอรี.....	130
- แรงดันกลับทาง (Reverse Voltage).....	131
- การเลือกไดโอดใช้งาน.....	132

บทที่ 8

- การคำนวณ.....	135
- วงจรสวิตชิง.....	139
- การทำงานของวงจรสวิตชิง.....	140

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ลายวงจรพิมพ์.....	143
- การลงอุปกรณ์บนแผ่นปริ้น.....	144
- รายการอุปกรณ์ของสวิตชิง.....	145

บทที่ 9

- ผลการทดลอง.....	149
-------------------	-----

บทที่ 10

- ปัญหาและอุปสรรค.....	169
- สรุป.....	170
- แนวทางการพัฒนา.....	171

บรรณานุกรม.....	172
-----------------	-----

ภาคผนวก

- ไดโอดและซีเนอร์ไดโอด.....	A-1 ถึง A-35
- FET.....	B-1 ถึง B-5
- อินเวอร์สดีเอ็มพี.....	C-1 ถึง C-7
- ออปโตคัปเปิลเลอร์.....	D-1 ถึง D-7
- ออปแอมป์.....	E-1 ถึง E-15
- อินดัคเตอร์.....	F-1 ถึง F-14
- ทรานซิสเตอร์.....	G-1 ถึง G-20
- Regulator.....	H-1 ถึง H-7

บทนำ

เทคโนโลยีกับการใช้งานของ แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง

แหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นตรงมีการสูญเสียมากและขนาดใหญ่

แนวความคิดในยุคต้น ๆ ของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง เพียงประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้า เพื่อเป็นตัวลดระดับแรงดันไฟฟ้าลงตามที่ต้องการ และยังเป็นการแยกกันทางไฟฟ้าของวงจรออกจากระบบไฟฟ้าหลัก และมีส่วนประกอบอื่นคือ วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดัน เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียบเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติแล้วแรงดันไฟตรงเอาต์พุต ที่เรียบนั้น อาจจะไม่สามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ตลอดได้ เนื่องจากสาเหตุ 2 ประการคือ

1. ระดับแรงดันไฟฟ้าหลักไม่คงที่ ซึ่งมักจะเกิดขึ้นเสมอ ๆ และยากที่จะตรวจสอบหรือแก้ปัญหา

2. ภาวะของโหลดมีการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากบางครั้งโหลดดึงกระแสมากจนทำให้แรงดันเอาต์พุตตกลงมา

แหล่งจ่ายไฟฟ้านี้ จึงถูกจัดว่าเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ไม่มีการรักษาเสถียรภาพของแรงดันเอาต์พุต (unregulation) การรักษาเสถียรภาพของแรงดันเอาต์พุตจัดเป็นสิ่งสำคัญมากในการจ่ายพลังงานไฟฟ้า ซึ่งขึ้นอยู่กับองค์ประกอบให้แก่โหลดเหล่านี้คือ

1. เสถียรภาพของแรงดันขาออกซึ่งต้องพยายามรักษาให้คงที่ หรืออยู่ในช่วงที่ยอมรับได้

2. การแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างเอาต์พุตในแหล่งจ่ายไฟฟ้า เพื่อป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นระหว่างการใช้งาน และเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดกับอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตชิงได้ (ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต ฯลฯ)

3. มีแรงดันเอาต์พุตหลายค่า (multiple output) เพื่อการใช้งานกับโหลดเป็นไปได้อย่างกว้าง เพราะระบบหนึ่งอาจใช้ทั้งไฟบวก และไฟลบที่ต่างระดับแรงดันกัน

4. ขนาดและน้ำหนักของแหล่งจ่ายไฟ ต้องประหยัดเนื้อที่ และน้ำหนักซึ่งแนวโน้มของเทคโนโลยีสมัยใหม่สามารถทำให้มีขนาดเล็กลง

5. ประสิทธิภาพต้องพยายามให้เกิดการสูญเสียให้น้อยที่สุด เพื่อจะได้ใช้กำลังงานคุ้มค่าที่สุด

แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีใช้กันในปัจจุบัน ซึ่งสามารถแบ่งได้ 2 ชนิดใหญ่ ๆ คือ

<1>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบเชิงเส้น
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิง

แหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น

แหล่งจ่ายไฟชนิดนี้มีส่วนประกอบดังรูปที่ 1 จะเห็นว่ามีส่วนที่เพิ่มเข้ามาคือ ทรานซิสเตอร์ วงจรควบคุมกระแสเบส, วงจรป้อนกลับ และวงจรกรองกระแสแรงดัน

โดยมีการทำงานคือ ทรานซิสเตอร์จะทำหน้าที่ในการจ่ายกระแสให้กับโหลดซึ่งจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับวงจรป้อนกลับ และวงจรควบคุม โดยเป็นการเพิ่ม หรือลดกระแสเบส เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ตามต้องการ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟแบบนี้จะทำงานเป็นเชิงเส้นอยู่ในย่านแอกทีฟ แรงดันเอาต์พุตค่อนข้างเสถียรสภาพดีกว่าแบบสวิตชิง และมีการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพียงเล็กน้อย วงจรการทำงานไม่ซับซ้อนอุปกรณ์หาได้ง่ายจึงมีราคาถูกสำหรับเครื่องขนาดเล็ก

แต่ข้อเสียที่ต้องแก้ไขมากก็ได้แก่ การใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งจะมีย่านใหญ่และน้ำหนักมากกว่าหม้อแปลงที่ใช้ในความถี่สูง ? และอีกอันหนึ่งคือ ทรานซิสเตอร์ และหม้อแปลงมีการดูดซับพลังงาน เป็นผลของกระแสที่ไหลผ่านตัวมัน ฉะนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นมักมีประสิทธิภาพอยู่ในช่วง 30 % - 50 %

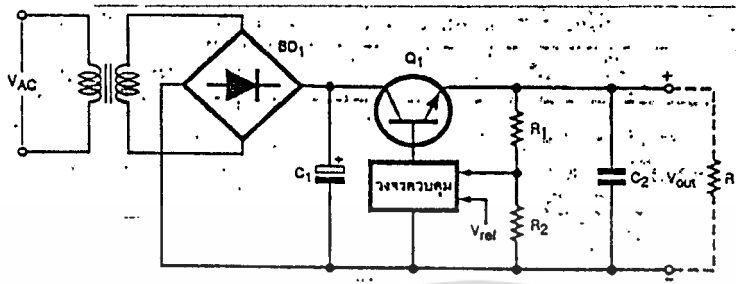
แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง

ความแตกต่างจากแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์อยู่ในส่วนเอาต์พุตของหม้อแปลงดังรูปที่ 2 จะเห็นว่าส่วนที่แตกต่างกัน คือ มีทรานซิสเตอร์, ภาควิตชิง, ไดโอดที่ใช้ในช่วงความถี่สูง และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งประกอบด้วย ขดลวด (L) และตัวเก็บประจุ (C_2) เพื่อทำหน้าที่เก็บพลังงาน และทำให้กระแส และแรงดันของโหลดมีการกระเพื่อม (ripple) น้อยลง

ส่วนทรานซิสเตอร์และภาควิตชิงนั้น จะทำงานต่างจากแบบเชิงเส้น โดยทรานซิสเตอร์จะทำงานแบบสวิต ที่ความถี่สูง มีการทำงาน 2 ช่วงคือ ช่วงไม่นำกระแส ซึ่งมี ความต้านทานสูงมาก เสมือนสวิตถูกเปิด กับช่วงนำกระแสอิ่มตัว มีความต้านทานต่ำ เสมือน ปิดวงจร การสวิตชิงด้วยความถี่สูงนี้เป็นการบังคับแรงดันเอาต์พุตด้วย

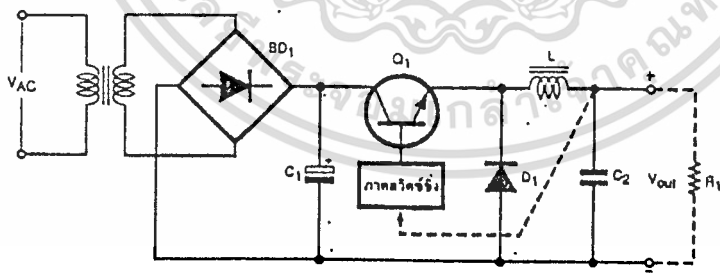
<2>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1 วงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น

โดยในภาคสวิตชิ่งจะมีวงจรควบคุมการสวิต เป็นการควบคุม การสวิต เป็นการ ควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ และวงจรควบคุมนี้จะใช้เทคนิคการมอดูเลตทางความกว้างของพัลส์ (PWM) เป็นส่วนใหญ่ ซึ่งจะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนขยายความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุต โดยรับสัญญาณความแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตที่ต่อกับโหนดกับแรงดันที่ตั้งเอาไว้ นำไปขยาย และนำไปยังส่วนต่อไปคือ ส่วนเปรียบเทียบ แล้วนำไปเปรียบเทียบ กับสัญญาณรูปฟันเลื่อยนั่นเอง ซึ่งสัญญาณที่ได้จะนำไปเป็นสัญญาณสำหรับการสวิตในภาคสวิตชิ่ง



รูปที่ 2 วงจรพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง

เนื่องจากใช้ความถี่ในการสวิตสูงมากประมาณ 200 kHz หม้อแปลงที่ใช้มักเป็นหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กและเบา ทั้งยังเป็นส่วนที่แยกทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พูดด้วย ในการออกแบบบางครั้งไม่ใช้หม้อแปลงลดแรงดันไฟสลับที่อื่นพูด เพราะหม้อแปลงความถี่สูงจะมีราคาสูงตามไปด้วย

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ทำงานเป็นแบบสวิต ทำให้เกิดการสูญเสียน้อยกว่าแบบเชิงเส้นมาก ทั้งยังสามารถจ่ายกำลังงานเอาต์พุตได้สูงกว่าด้วย ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งสูงขึ้น อยู่ในช่วง 70 % - 80 %

ถึงแม้ว่าจะมีข้อดีทางคุณสมบัติอยู่มาก แต่ก็ต้องสนใจในจุดด้อยของมันที่ว่าวงจรมีความซับซ้อน และอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้มักมีราคาสูง และหาซื้อได้ยากในประเทศ และจากการสวิต ที่ความถี่สูงจึงเกิดการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) กับอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่น ๆ ได้จากโครงสร้างพื้นฐาน และหลักการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงทั้ง 2 แบบนั้น เราสามารถนำมาเปรียบเทียบจุดดีจุดเสียกัน ดังแสดงในตารางที่ 1

สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง หรือเรียกว่าอีกแบบว่า สวิตโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย (Switched Mode Power Supplies) SMPS นั้นสามารถแบ่งตามชนิดของคอนเวอร์เตอร์ได้ 2 ชนิดคือ

- 1. สวิตโหมดคอนเวอร์เตอร์
- 2. เรโซแนนซ์โหมดคอนเวอร์เตอร์

ตารางที่ 1 ตารางเปรียบเทียบข้อมูลทางด้านต่าง ๆ ของแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นและสวิตชิ่ง

ข้อมูล	แบบเชิงเส้น	แบบสวิตชิ่ง
โครงสร้างของวงจร	ง่าย	ยุ่งยาก, ซับซ้อน
ส่วนที่เป็นแม่เหล็ก	ขนาดใหญ่, ราคาถูก	ขนาดเล็ก, ราคาแพง
ขนาดและน้ำหนัก	มาก	น้อย
ประสิทธิภาพ	ต่ำ	สูง
การกระเพื่อมของแรงดันและสัญญาณ - รบกวน	น้อย	มาก
RFI และ EMI	น้อย	มาก
ความเชื่อถือได้ในการทำงาน	สูง	ต่ำ
การตอบสนองผลทรานเซียนต์	เร็ว	ช้า

การแยกจากกันทางไฟฟ้าของอินพุตกับเอาต์พุต เสถียรภาพในการทำงาน ราคา	ปกติมีอยู่แล้ว ดีมาก ต่ำ	ขึ้นอยู่กับโครงสร้างวงจร ค่อนข้างต่ำ สูง
---	--------------------------------	--

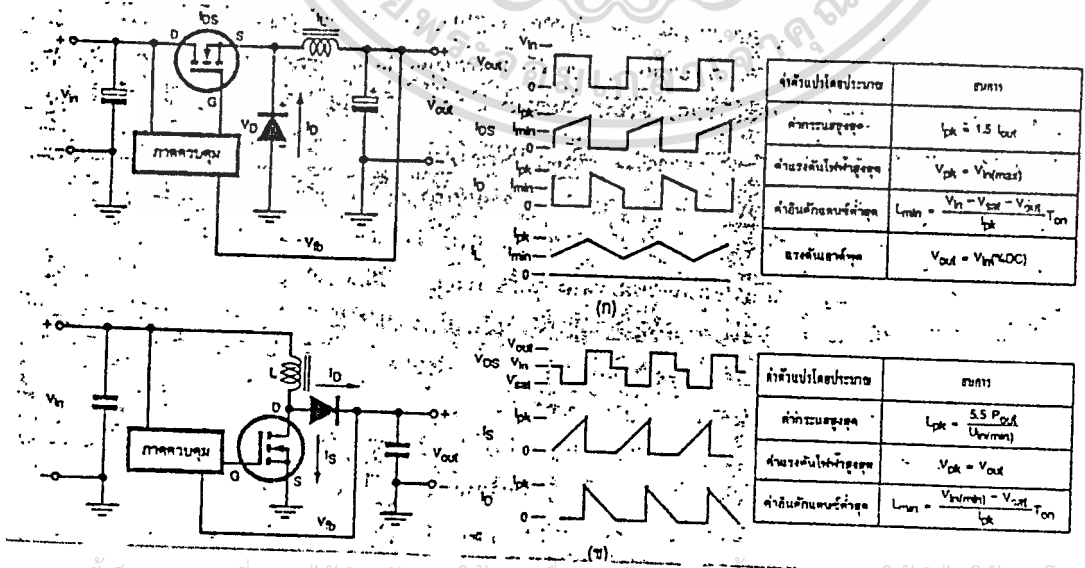
สวิตช์โหมดคอนเวอร์เตอร์ (SMC)

SMC ประกอบด้วย อุปกรณ์สามส่วนใหญ่ ๆ เช่นเดียวกับโครงสร้างพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งทั่วไปที่มี สวิต ไดโอดความถี่สูง และวงจรกรองความถี่ต่ำ และสามารถแบ่งชนิดของ SMC ได้โดยหม้อแปลงที่แยกอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งก็จะเหมาะกับการใช้งานแตกต่างกันไป

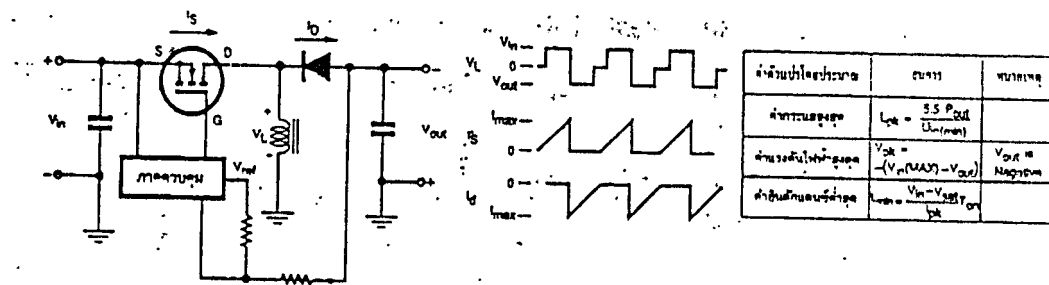
SMC ชนิดไม่มีหม้อแปลงเฟอไรต์

SMC แบบนี้จะใช้ขดลวดเป็นตัวเก็บพลังงานแม่เหล็กไว้ และเหมาะสมกับการควบคุมอุปกรณ์ไฟฟ้ากระแสตรง เช่น มอเตอร์ ซึ่งมีการจัดแบ่งวงจรได้ 2 ชนิด ตามลักษณะการวางของขดลวด (L) ดังนี้

บัคเรกูเลเตอร์ (Buck Regulator)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

รูปที่ 3 (ก) บัคเรกูเลเตอร์ (ข) บูลสต์เรกูเลเตอร์ (ค) บัค-บูลสต์เรกูเลเตอร์

ดังรูปที่ 3 (ก) เป็นเรกูเลเตอร์ที่ผลิตแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย (V_{out}) มีค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุต (V_{in}) เสมอ เมื่อสวิตช์เปิดไดโอดทำงานในสถานะป้อนกลับ ขดลวดมีกระแสไหลผ่านไปยังโวลต์และสะสมพลังงานในรูปสนามแม่เหล็กไว้ จนวงจรป้อนกลับตรวจสอบว่าแรงดันขาออกถึงระดับที่ตั้งไว้ วงจรควบคุมจึงจะสั่งให้เปิดสวิตช์ เส้นแรงแม่เหล็กที่ขดลวดยุบตัวและยังคงรักษากระแสให้ไหลไปยังโวลต์เช่นเดิม แต่จะกลับทิศทางการไหลไปไบอัสให้ไดโอดนำกระแสทำให้การทำงานครบวงจร ในทางทฤษฎีเราถือว่าแรงดันเอาต์พุตเรียบมาก ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเอาต์พุตจึงเป็นค่าคงที่และจากสมการ

$$i = C \frac{dV}{dt}$$

จึงได้ว่าไม่มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุนั้น เพราะฉะนั้นกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านขดลวดก็เป็นกระแสเดียวกันกับกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านโวลต์ ทำให้แรงดันเอาต์พุตน้อยกว่าอินพุตเสมอ

บูลสต์เรกูเลเตอร์ (Boost Regulator)

ในรูปที่ 3(ข) อุปกรณ์ต่าง ๆ ของเรกูเลเตอร์ แบบนี้คล้ายกับแบบแรก แต่มีการสลับตำแหน่งกันเล็กน้อย หลักการทำงานก็คล้ายคลึงกัน

เมื่อสวิตช์เปิด หรือมอสเฟตทำงานขดลวดสะสมพลังงานจากกระแสที่เพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้น จนกระทั่งสวิตช์เปิดตามคาบเวลาที่ตั้งเอาไว้ภาคควบคุม ขั้วแรงดันที่กลับกันนี้เองทำให้เป็นการยกแรงดันอินพุตให้สูงขึ้น ทำให้ V_{out} จึงมีค่าเท่ากับ $V_{in} + V_L$ หรือเท่ากับ $V_{in} + V_{out}$ จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตของเรกูเลเตอร์แบบนี้มีขนาดแรงดันที่สูงขึ้นกว่าอินพุตเสมอ

ส่วนกระแสที่ไหลผ่านขดลวดนั้นสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ ลักษณะแรกเป็นการสะสมพลังงานอีกครั้งดังรูป 1₂ และ 1₃ ในรูปที่ 3 (ข) อีกลักษณะคือ การไหลอย่างต่อเนื่องเกิดเนื่องจากยังมีพลังงานส่วนหนึ่งสะสมอยู่ใน ขดลวด หลังจากการคายพลังงานแล้ว ดังเช่นรูปคลื่น 1₂ ในรูปที่ 3 (ก) และผลรวมของรูปคลื่น 1₂ กับ 1₃ ในรูปที่ 3 (ข) ซึ่งในรูปนี้เป็นการไหลที่ต่อเนื่องพอดี

การประยุกต์ของเรกูเลเตอร์ทั้ง 2 ชนิดนี้มีมากมายตามการใช้งานของเรา อย่าง บิ๊ก - บูลต์เรกูเลเตอร์ในรูปที่ 3 (ค) เช่น ซึ่งเป็นการผสมรูปแบบการทำงานของ 2 วงจรพื้นฐาน ซึ่งขดลวดสะสมพลังงานช่วงปิดสวิตช์ พอเมื่อเปิดสวิตช์ จะคายพลังงานผ่านกราวด์ไปยังตัวเก็บประจุและไดโอด ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตเป็นลบทั้งขนาดที่สูงกว่าหรือต่ำกว่าแรงดันอินพุตก็ได้ขึ้นอยู่กับวงจรควบคุม

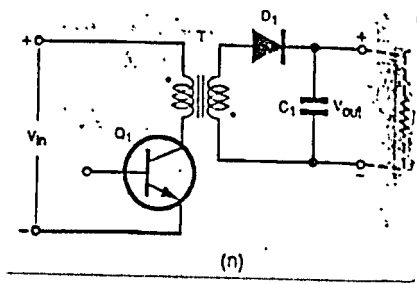
SMC ชนิดมีหม้อแปลงเฟอร์ไรต์

จากชนิดที่ไม่มีหม้อแปลงเฟอร์ไรต์จะมีข้อเสียที่ว่า มีเพียงแต่อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่แยกเอาตัวพุตออกจากอินพุต หากผลทางทรานเซียนต์อาจจะทำให้อุปกรณ์ลัด เสียหายได้ จึงทำการเพิ่มหม้อแปลงเฟอร์ไรต์ในวงจรเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวซึ่งโครงสร้างและหลักการทำงานต่างก็เป็นการดัดแปลงจากแบบแรกเล็กน้อย และยังเป็นตัวเก็บพลังงานแทนขดลวด

เหตุที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์เพราะเป็นการสวิตซ์ความถี่สูง ซึ่งไม่เหมาะสมกับการใช้แกนเหล็ก ซึ่งส่วนใหญ่จะใช้วัสดุผสมระหว่างแมกนีเซียมกับสังกะสี (MnZn) และนิเกิลกับสังกะสี (NiZn) ซึ่งทั้งสองชนิดนี้สามารถทำงานได้ถึงในย่าน 1-3 MHz

ซึ่งแบบนี้จะมีลักษณะการใช้งานอยู่ 2 แบบ คือ แบบฟอร์เวิร์ดและฟลายแบค และจะต่างกันตรงที่แบบฟอร์เวิร์ดกระแสของหม้อแปลงทางขดทุติยภูมิจะมีเฟสตรงทางปฐมภูมิ ส่วนแบบฟลายแบคจะใช้วิธีการเก็บพลังงานจากขดปฐมภูมิไว้ที่ขดทุติยภูมิก่อน ในขณะที่ภาคเรกติไฟร์อยู่ในสภาวะไม่นำกระแส

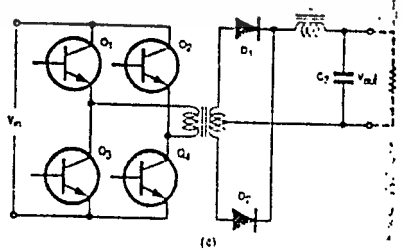
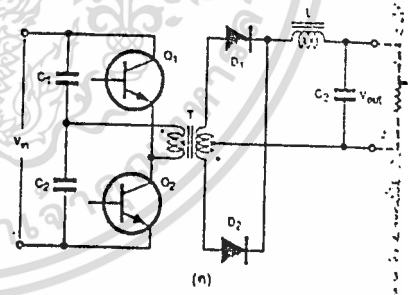
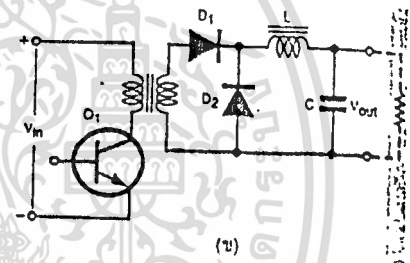
การทำงานของแบบฟลายแบค



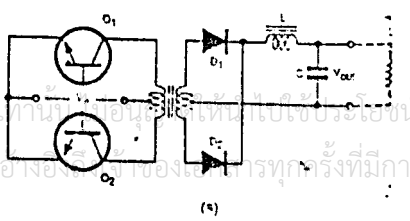
รูปที่ 4 (ก) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 4 (ก) T จะทำงานตามจังหวะการทำงานของ Q_1 ซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ของพัลส์ที่ป้อนให้ขาเบสของ Q_1 เช่นกัน แต่ D_1 นั้นจะทำงานเมื่อ Q_1 หยุดทำงาน และวิธีการนี้สามารถเลือกย่านการทำงานแบบต่อเนื่องหรือเป็นช่วง ๆ ได้ ตามลักษณะของโหลด

การทำงานของแบบฟอร์เวิร์ด



4 (ข) ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์



- (ค) อาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์
- (ง) ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์
- (จ) พุช-ฟูลคอนเวอร์เตอร์



ในรูปที่ 4 (ข) - (จ) เป็นรูปแบบต่าง ๆ ของการต่อแบบฟอร์เวิร์ด ซึ่งมีข้อแตกต่างจากแบบฟลายแบคตรงที่ การทำงานของ Q_1 กับ D_1 , D_2 จะตรงกัน นั่นคือ เมื่อ Q_1 ทำงานจะทำให้ มี V_{out} ปรากฏเช่นกัน และทางด้านอุปกรณ์แบบฟอร์เวิร์ดจะต้องมี L_s มาช่วยในการสวิตชิง ทำให้สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าทางเอาต์พุตได้สูงกว่าแบบฟลายแบค

เรโซแนนซ์คอนเวอร์เตอร์ (RMC)

จากหลักการของ SMC จะพบว่าอุปกรณ์สวิต ต้องทำงานเปิด-ปิดวงจรที่ความถี่สูง ถ้าหากแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมอุปกรณ์สวิต อยู่เมื่อทำการสลับสวิตทันทีทันใด ก็จะทำให้เกิดการกระชากทั้งแรงดันและกระแสของสวิต อย่างรวดเร็ว หรือเรียกว่าเป็นผลทรานเซียนต์ยิ่งถ้าเกิดที่ความถี่สูงมาก ๆ จะเป็นต้นเหตุทำให้เกิดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวน (EMI) และคลื่นวิทยุรบกวน (RFI) ทั้งยังเป็นการสูญเสียกำลังไฟฟ้าบางส่วนไปด้วย

การแก้ไขเป็นไปได้ถ้าสามารถทำการเปิด-ปิดสวิต ขณะที่แรงดันหรือกระแสเป็นศูนย์พอดี โดยเพียงการเพิ่มวงจรเรโซแนนซ์แบบแทงค์ (tank circuit) ที่ประกอบด้วย L_r กับ C_r เข้าไปในวงจร SMC ซึ่งเทคนิคนี้กำลังเป็นที่สนใจอย่างมากในปัจจุบัน เพราะสามารถทำงานในที่ความถี่สูงมากตั้งแต่ 1 MHz ขึ้นไป สามารถจ่ายกำลังงานไฟฟ้าได้สูงกว่าแบบเดิมที่สำคัญคือ มีประสิทธิภาพสูงกว่าแหล่งจ่ายไฟตรงชนิดอื่นคือ ประมาณ 85 % - 90 %

วงจรแทงค์มีการต่อใช้งาน 2 แบบ คือ แบบอนุกรมกับขดปฐมภูมิของหม้อแปลงเฟอร์ไรต์ ดังในรูปที่ 5 (ก) กับแบบขนานกับขดปฐมภูมิ ดังรูปที่ 5 (ข)

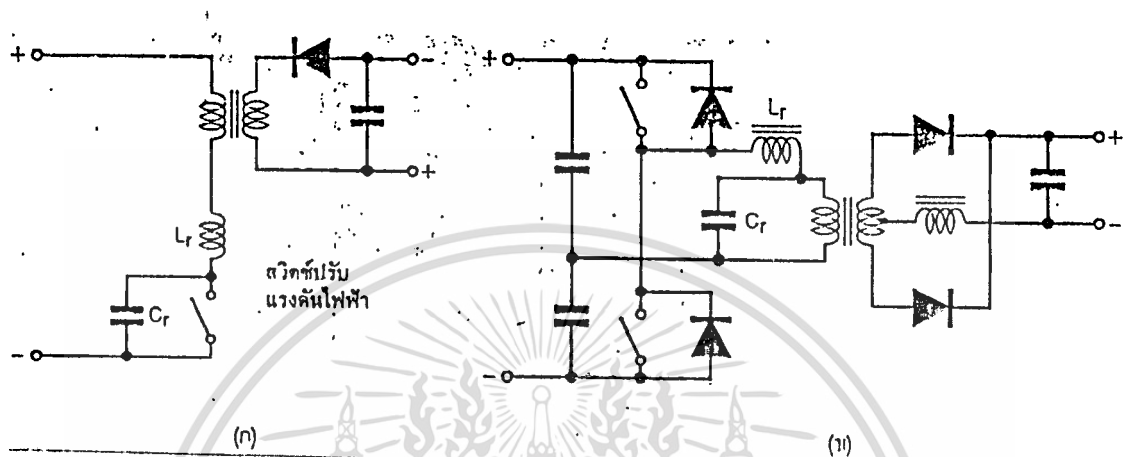
ความเป็นไปของ SMPS

จากที่แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่เคยเป็นแบบลิเนียร์เพียงอย่างเดียวที่มีข้อเสียต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วนั้น ได้มีการคิดค้นหารูปแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบใหม่ที่มีประสิทธิภาพและขนาดดีกว่าแบบเดิมนั่นคือ เหตุผลที่ทำให้เกิด SMPS ขึ้น

<9>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งปัจจุบันมีการยอมรับและใช้งาน SMPS กันมากขึ้น โดยดูจากการสำรวจที่ประเทศสหรัฐอเมริกาว่าใน ปี 2530 มีการใช้จ่ายเกี่ยวกับ SMPS เป็นจำนวนเงิน 5.6 พันล้านเหรียญสหรัฐ จนถึงปี 2536 นี้ได้มีการใช้จ่ายเช่นนี้เพิ่มขึ้นเป็น 10.3 พันล้านเหรียญสหรัฐ และจากจำนวนแหล่งจ่ายไฟฟ้าทั้งหมด 12.3 ล้านเครื่อง กว่า 60 เปอร์เซ็นต์ของทั้งหมดเป็น SMPS นับเป็นตัวอย่างได้ว่าการขยายตัวของ SMPS นี้จะคงมีต่อไปในอนาคต



รูปที่ 5 (ก) RMC แบบอนุกรมกับโหลด (ข) RMC แบบขนานกับโหลด

ในการสวิตชิงในช่วงแรก ๆ จะใช้แบบ PWM ซึ่งความถี่ในการสวิตชิงนั้นจะมีผลต่อประสิทธิภาพของพลังงานที่ใช้ใน SMPS ถ้าความถี่อยู่ในช่วง 200 kHz ประสิทธิภาพที่ได้จะอยู่ในช่วง 60 - 80 เปอร์เซ็นต์ และถ้าใช้ความถี่ตั้งแต่ 200 - 500 kHz ประสิทธิภาพก็จะอยู่ในช่วง 70 - 85 เปอร์เซ็นต์

แต่ความต้องการที่จะใช้ได้ประสิทธิภาพที่สูงมากกว่านี้ และขนาดที่เล็กกว่าแบบเดิมจึงต้องปรับเปลี่ยนรูปแบบการสวิตชิง โดยการรักษาระยะเวลาที่สวิต ปิดวงจรคงที่ แล้วปรับระยะทางระหว่างพัลส์เปลี่ยนแปลงตามความถี่หรือเรียกว่า PFM

ถ้าหากว่าการพัฒนาสารกึ่งตัวนำจันทรกึ่งตัวนำที่มีความสามารถทนแรงดันไฟฟ้าได้สูงกว่า 1,000 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้สูงกว่า 100 แอมป์ขึ้นไปแล้วนำไปใช้ควบคู่กับภาคเรกติไฟร์ที่ทนแรงดันไฟฟ้าสูง ด้วย ก็จะเป็นการนำไปสู่ SMPS ที่สามารถจ่ายกำลังสูง ๆ โดยไม่ต้องใช้หม้อแปลงแรงดันไฟฟ้าสลับทำให้ขนาดและรูปร่างของ SMPS เล็กกลงไปอีกมากทีเดียว

ประโยชน์จาก SMPS

เป็นเพราะคุณลักษณะทางกายภาพรวมถึงประสิทธิภาพของ SMPS ทางผู้ผลิตคอมพิวเตอร์ส่วนใหญ่จึงนำเทคโนโลยีนี้มาเป็นรูปแบบสำหรับแหล่งจ่ายไฟให้คอมพิวเตอร์

ระบบจ่ายไฟในคอมพิวเตอร์

ในปัจจุบันระบบจ่ายไฟที่ใช้ในคอมพิวเตอร์มีมากมายหลายแบบ แต่ระบบที่กำลังใช้กันมากที่สุด คือระบบที่ทำงานโดยตรงกับระบบไฟ AC ซึ่งจะไม่ต้องใช้หม้อแปลงอินพุตสำหรับลดแรงดันไฟสลับ เพียงแต่ต่อตรงเข้ากับเรกติไฟเออร์เพื่อทำการเรียงกระแส และส่งต่อไปภาคสวิตซ์ต่อไปดังในรูปที่ 6

ในการทำงานของระบบจ่ายไฟนี้มักจะมี 3 ส่วนหลัก ๆ คือ ส่วนแรกภาคกรอง EMI, RFI เพื่อเป็นการป้องกันความถี่สูงที่ผลิตโดย SMPS ออกไปรบกวนอุปกรณ์อื่น ๆ ในระบบไฟฟ้าหลัก ส่วนที่สองคือ ภาคโมโนลิธิค (monolithic) ซึ่งจะเป็นชิพสำหรับควบคุมการสวิต ที่จะผ่านไปยังหม้อแปลงเฟอร์ไรต์ วงจรทั้งหมดที่ใช้สำหรับควบคุมการสวิต จะอยู่ในชิพนี้เป็นส่วนมาก และส่วนสุดท้ายคือ วงจรควบคุมหรือวงจรที่ใช้ป้องกันความเสียหายของอุปกรณ์และรักษาระดับแรงดันและกระแสไฟฟ้าทางเอาต์พุตของ SMPS ซึ่งระบบคอมพิวเตอร์ทั่ว ๆ ไปต้องการแหล่งจ่ายไฟที่สามารถจ่ายกำลังได้ประมาณ 25- 500 W แล้วแต่นขนาดของคอมพิวเตอร์กับแรงดันหลายระดับ เช่น 5V, 12V, - 5V, -12V เป็นต้น

ขั้นตอนการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นกับแหล่งจ่ายไฟในคอมพิวเตอร์

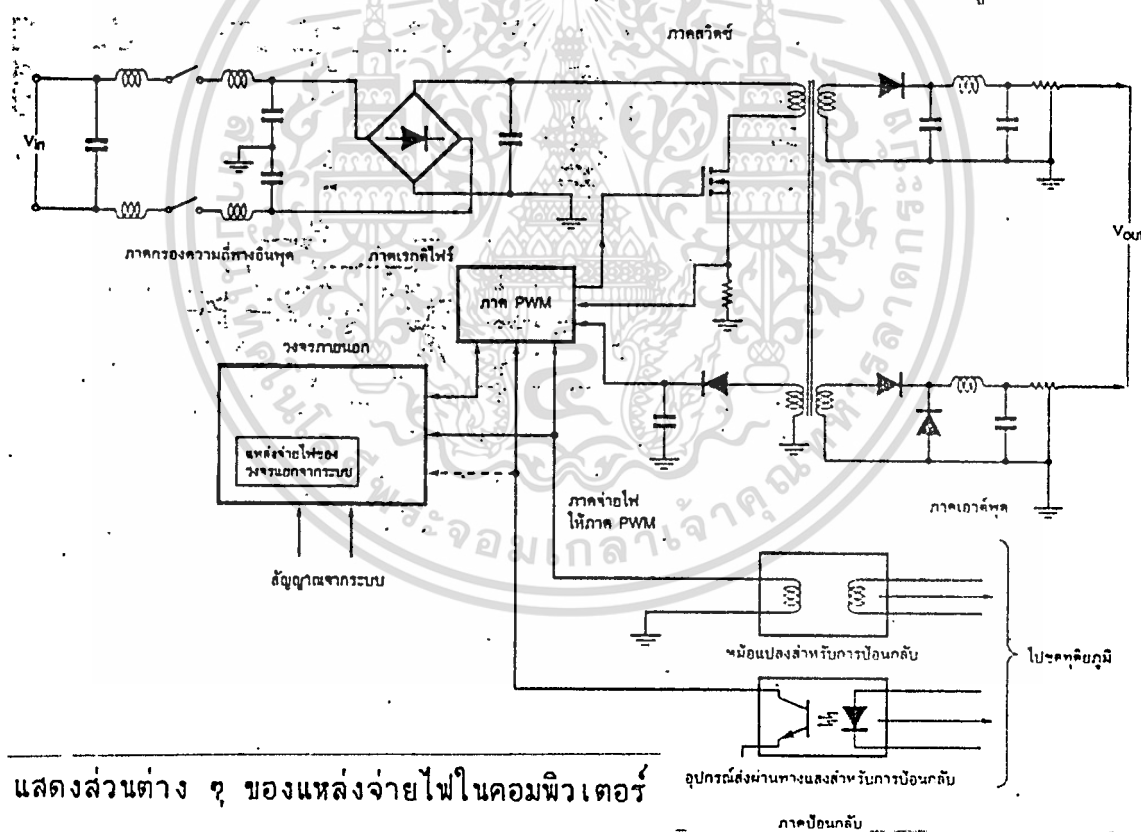
ปัญหาที่เกิดขึ้นกับการทำงานเครื่องคอมพิวเตอร์ หนึ่งในสี่ของปัญหานั้นเกิดจากแหล่งจ่ายไฟ ดังนั้นการแก้ปัญหาในจุดนี้ เราควรที่จะต้องรู้หลักการทำงานของมัน เพื่อจะสามารถตรวจสอบและแก้ปัญหาได้อย่างรอบคอบและรวดเร็ว

การตรวจสอบจุดบกพร่องต้องเริ่มจากภาคอินพุตเข้าไป ดังนั้นภาคแรกที่ต้องตรวจสอบก่อนคือภาคกรอง EMI, RFI ซึ่งภาคนี้จะต้องไม่ทำให้แรงดันไฟ AC ที่เข้ามาเกิดการเปลี่ยนแปลงแต่อย่างใด

ภาคต่อไปคือ ภาคแรงดันไฟตรงสูง ซึ่งประกอบด้วย ภาคเรกติไฟร์และกรองความถี่ที่เอาต์พุตภาคนี้จะมีแรงดันไฟตรงขนาดสูงประมาณ 350 V (ในกรณีไฟ AC 220 V) และมีการกระเพื่อมของแรงดันน้อย สามารถใช้มิเตอร์วัดแรงดันได้ ภาคควบคุมการสวิต จะมีการทำงานในลักษณะใดขึ้นกับกรรมวิธีที่จะควบคุมการสวิต ซึ่งมีแบบ PWM, PIM ฯลฯ

ถ้าแต่ละส่วนที่กล่าวมาทั้งหมดทำงานและมีสัญญาณควบคุมถูกต้องส่วนต่อไปนี้ คือ การป้อนกลับจากเอาต์พุตของวงจรเป็นการบอกสภาวะต่าง ๆ ของเอาต์พุตที่จ่ายกำลังออกไปให้ภาคควบคุมสวิต รับรู้ และเพื่อความปลอดภัยทางไฟฟ้าระหว่างการป้อนกลับ ก็จะใช้วงจรที่สามารถแยกสัญญาณทางไฟฟ้าจากแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตกับสัญญาณที่จะส่งผ่านไปยังภาคควบคุมการสวิต ได้ เช่นในรูปที่ 6 ซึ่งใช้หม้อแปลงหรือใช้อุปกรณ์ส่งผ่านโดยให้แสงออกไปโต้กลับเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการป้อนกลับ

ในระบบบางระบบที่ต้องการมีการทำงานของภาคแหล่งจ่ายไฟร่วมกับระบบภายนอก ซึ่งจะมีสัญญาณบางส่วนมาควบคุมการทำงานของภาคควบคุมสวิตในแหล่งจ่ายไฟได้ ดังรูปที่ 6



รูปที่ 6 แสดงส่วนต่าง ๆ ของแหล่งจ่ายไฟในคอมพิวเตอร์

บทสรุปของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีใช้กันอยู่ในปัจจุบัน 3 ลักษณะคือแบบเชิงเส้น, แบบสวิตชิ่งโหมตคอนเวอร์เตอร์ (SMC) และแบบเรโซแนนซ์ โหมตคอนเวอร์เตอร์ (RMC) ซึ่งจะ

มีข้อดีและข้อเสียดังที่กล่าวมาแล้ว ซึ่งในแบบ RMC นั้นจะมีประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้าสูงสุดประมาณ 85 % - 90 % รองมาคือ แบบ SMC มีประสิทธิภาพประมาณ 70 % - 80 % และแบบเชิงเส้นจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30 % - 50 % ซึ่งในการใช้งานจริงคงจะต้องพิจารณาข้อดีและข้อเสียของแต่ละแบบกับความสำเร็จในการใช้งานนั้น

ฉะนั้น การจะเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ในระบบใดระบบหนึ่งควรพิจารณาให้รอบคอบ เพราะจะเป็นเรื่องที่เกี่ยวข้องยาก ถ้าหากมีการเลือกใช้ผิดตั้งแต่ต้น



บทที่ 1

สวิตชิง เพาเวอร์สวิตซิงเรกติไฟร์และฟิลเตอร์

ในแหล่งจ่ายไฟแบบอิเล็กทรอนิกส์จะประกอบด้วยหม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนไฟสลับแรงดันสูงให้มีแรงดันต่ำลงตามต้องการ จากนั้นส่งเข้าวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ขั้นสุดท้ายก็จะผ่านวงจรเรกเลเตอร์เพื่อรักษาเสถียรภาพของแรงดัน ส่วนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิงนั้นไม่ต้องใช้หม้อแปลงกำลัง ไฟสลับแรงดันสูงจะต่อเข้าวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ โดยตรงเป็นไฟตรงที่มีแรงดันสูง จากนั้นจะต้องผ่านวงจรสวิตซิงเพื่อแปลงกลับเป็นไฟสลับความถี่สูง แรงดันไฟสลับนี้จะผ่านวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์สะสมพลังงานไว้ในตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตพร้อมใช้งาน

หลักการเบื้องต้น

ตามรูปที่ 1.1 เป็นแผนผังแสดงการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิงทั่ว ๆ ไป ซึ่งมี ส่วนประกอบหลัก 4 ส่วนด้วยกันคือ

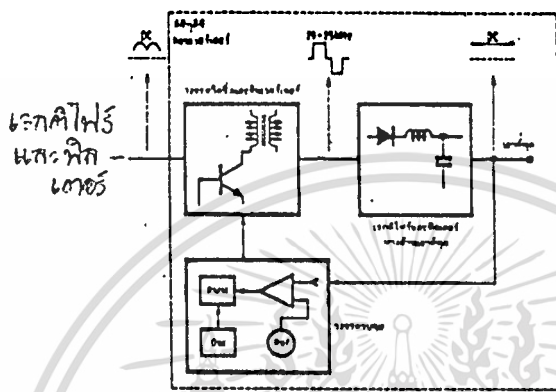
1. ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านอินพุต
2. ภาคอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง
3. ภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุต
4. วงจรควบคุม

ไฟสลับแรงดันสูงต่อเข้าภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านอินพุตเป็นไฟกระแสตรงแรงดันสูง จากนั้น วงจรอินเวอร์เตอร์จะทำการสวิต เปลี่ยนแรงดันไฟตรงเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมความถี่สูง ในช่วง 20 kHz - 500 kHz ซึ่งในวงจรสวิตซิงนี้อาจจะสร้างได้จากอุปกรณ์หลายชนิด เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพาเวอร์มอสเฟต เอลซีอาร์และอื่น ๆ พัลส์สี่เหลี่ยมแรงดันสูงจากวงจรสวิตซิงจะส่งเข้าหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตตามต้องการ และแยกกราวด์ไปในตัว แรงดันที่ได้นี้จะส่งเข้าภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุตอีกครั้งเป็นไฟตรงระดับแรงดัน ที่ต้องการ ส่วนหนึ่งจะถูกส่งกลับเข้าวงจรควบคุม เพื่อคอยตรวจสอบและควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ ไม่ว่าแรงดันไฟสลับด้านอินพุต หรือโหลดที่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปบ้างก็ตาม

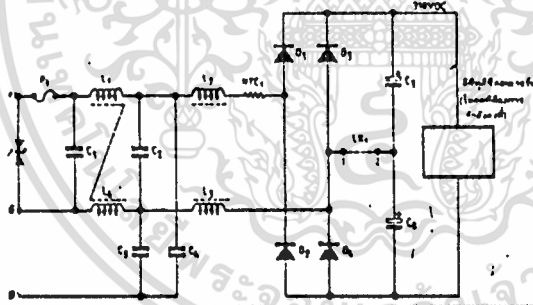
ในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรกำเนิดความถี่เพื่อป้อนแก่วงจรพัลส์วิธึมมอดูเลเตอร์ (PWM) วงจรขยายความผิดพลาด และแรงดันอ้างอิงเที่ยงตรง เมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง วงจรขยายความผิดพลาดจะทำการเปรียบเทียบแรงดันเอาต์พุตกับแรงดัน อ้างอิง

แล้วส่งค่าความผิดพลาดนั้นไปทำการปรับความกว้างของพัลส์ของ PWM ขบวนการพัลส์ที่ได้จะส่งมาควบคุมวงจรสวิตชิ่งให้สวิต ปิด-เปิด ปล่อยกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยไปสู่โหลดให้มีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเพื่อรักษาระดับแรงดันอินพุตให้คงที่

นอกจากนี้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังต้องมีส่วนประกอบอื่น ๆ อีก เช่น วงจรกรอง RFI วงจรป้องกันไฟกระชากวงจรจำกัดกระแสวงจรป้องกันแรงดันเอาต์พุตเกิน ฯลฯ



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของแหล่งจ่ายแบบสวิตชิ่ง



รูปที่ 1.2 แสดงวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์แบบเลือกได้ 2 ระดับแรงดัน

ข้อดีของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง

ในเรกูลเลเตอร์แบบลิเนียร์ไม่ว่าจะเป็นอนุกรมหรือ แบบขนาน จะนำกระแสตลอดเวลาการทำงาน กำลังสูญเสียที่อยู่ในรูปความร้อนจึงมีมาก ทำให้มีประสิทธิภาพต่ำประมาณ 40 % ถึง 50 % ส่วนเรกูลเลเตอร์แบบสวิตชิ่งหรือที่เรียกว่า ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์นั้นอุปกรณ์จะไม่นำกระแส

<15>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอลลด จะทำงานในลักษณะสวิต คือ ทำงานในช่วงอิมพัลส์และคัทออฟ อุปกรณ์สวิตซึ่งพวกนี้จะ มีแรงดันตกคร่อมตัวมันน้อยมาก จึงมีกำลังงานสูญเสียต่ำมากประสิทธิภาพจึงสูงประมาณ 60 % ถึง 90 % ซึ่งมากกว่าเรกูลเตอร์แบบลิเนียร์มาก

และด้วยเหตุที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซึ่งทำงานที่ความถี่สูงหม้อแปลง, ไซค์ และตัวเก็บประจุที่ใช้จึงมีขนาดเล็กน้ำหนักเบา และย่อมเยาด้วยราคา แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซึ่งมีความชันชันน้อยกว่าแบบลิเนียร์มาก ทำให้การทำความเข้าใจ วงจรค่อนข้างยาก ทั้งแบบและซ่อม นอก จากนี้สวิตซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังเป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าและความถี่วิทยุ (EMI /RFI) ตัวฉกาจทีเดียว มีความถี่ของการรบกวนอยู่ในช่วง 10 kHz ถึง 30 MHz เกิดจากการ สวิตในภาคอินเวอร์เตอร์ ขณะทำการเปลี่ยนไฟตรงแรงดันสูงเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมแรงดันสูง ซึ่งการ เปลี่ยนแปลงของแรงดันอย่างรวดเร็วจะเป็นรูปแบบของอาร์มอนิกความถี่สูงอย่างโดดเด่น และ ความถี่เหล่านี้สามารถจะรบกวนการทำงานของเครื่องใช้ไฟฟ้าต่าง ๆ ได้ ไม่ว่าจะเป็นเครื่องรับ โทรทัศน์ เครื่องมือวัด ระบบคอมพิวเตอร์ ระบบสื่อสาร ระบบควบคุม ฯลฯ ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟ แบบสวิตซึ่งที่ดีจึงต้องมีวงจรกรองสัญญาณรบกวน EMI/RFI ด้วย

ภาคแรกของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง

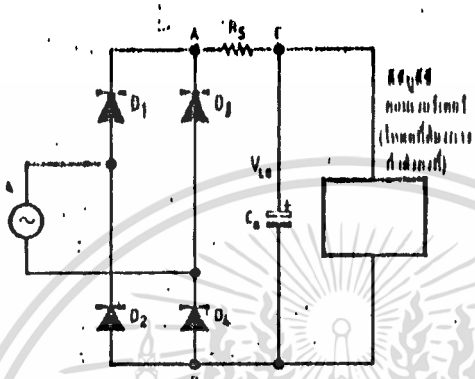
คือภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านอินพุตนั่นเอง ในส่วนนี้จะรับกำลังงานโดยตรงจากไฟ บ้าน โดยไม่ผ่านหม้อแปลงกำลัง ดังที่พบในแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์ ในตำราภาษาอังกฤษบาง เล่มจึงเรียกแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงว่า "direct-off-line" switchmode supply

ในปัจจุบันเครื่องใช้ไฟฟ้าและเครื่องมือต่าง ๆ ที่ตั้งใจผลิตออกมาขายทั่วโลก จะจัดวงจร เรกติไฟร์และฟิลเตอร์ให้สามารถเปลี่ยนแปลงเข้ากับระบบไฟประเทศนั้นได้ไม่ยากดูจากรูปที่ 1.2 ปกติเมื่อใช้กับไฟ 220 V_{ac} ไดโอด D₁ - D₄ จะทำหน้าที่เป็นบริดจ์เรกติไฟร์ธรรมดา โดยที่ตัวเก็บประจุ C₁ และ C₂ จะต่ออนุกรมกัน ได้แรงดันไฟตรงตกคร่อมรวมประมาณ 310 V_{dc} แต่ถ้านำไปใช้กับไฟ 110 V_{ac} จะต้องเชื่อมจุด 1 เข้ากับจุด 2 ไดโอด D₁ และ D₄ จะได้รับรีเวอร์สไบออลตลอดเวลาเหลือเพียง D₂ และ D₃ เท่านั้นที่ทำงาน ซึ่งแต่ละตัวจะทำงานแต่ละครึ่งไซเคิลเช่นเดียวกับตัวเก็บประจุ C₁ และ C₂ เมื่อรวมแรงดัน ไฟตรงตกคร่อมรวม C₁ และ C₂ จะได้แรงดัน 310 V_{dc} เท่าเดิม

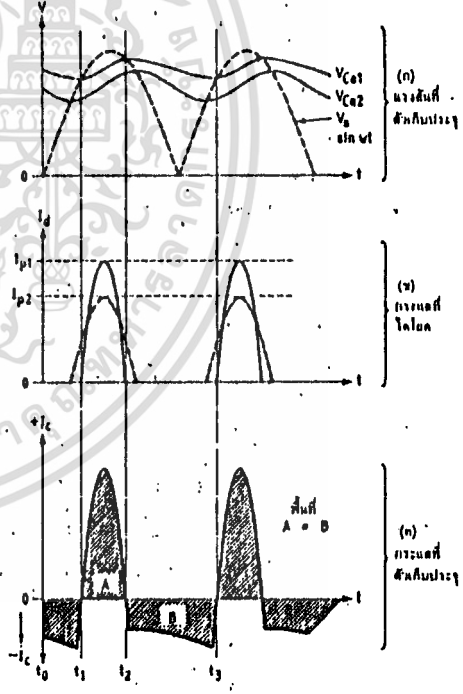
นอกจากนี้วงจรในรูปที่ 2 ยังประกอบไปด้วยวงจรกรองสัญญาณ (L₁, L₂, L₃, L₄, C₁, C₂, C₃ และ C₄) วาริสเตอร์ Z₁ ป้องกันแรงดันทรานเซียนต์ และเทอร์มิสเตอร์

ไม่ทราบชื่อใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NTC, ซึ่งทำหน้าที่จำกัดกระแสกระชาก เมื่อแรกจ่ายไฟให้วงจร
 จุดสำคัญในการออกแบบอยู่การเลือกแบบขนาดไดโอด, พิวส์อินพุต, ตัวเหนี่ยวนำ
 ในวงจรกรอง EMI/RFI ซึ่งจะต้องรู้ค่ากระแสสูงสุดแลและกระแส RWS ที่อินพุต ส่วนการเลือก
 ขนาดของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะต้องรู้ค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุด้วย



รูปที่ 1.3 วงจรร่ายง่ายของวงจรเรกติไฟร์ในรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.4 รูปคลื่นแรงดันของวงจรเรกติไฟร์และตัวเก็บประจุฟิลเตอร์แบบเต็มคลื่น (ก) แรงดัน
 ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (ข) รูปคลื่นกระแสจากไดโอดเรกติไฟร์ (ค) รูปคลื่นกระแสที่ตัวเก็บประจุ

ความต้านทานประสิทธิผล (R_{eff})

R_{eff} เกิดขึ้นจากความต้านทานรวมทั้งหมดที่แผ่มาในอุปกรณ์ต่างๆ ได้แก่ พิวส์อินพุต, ไดโอด, ตัวเหนี่ยวนำในวงจรกรอง EMI/RFI, อุปกรณ์จำกัดกระแสกระชาก รวมทั้งความต้านทานภายในของแหล่งจ่ายกำลังไฟสลับ (R_{src}) ด้วย

เพื่อให้การวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 1.2 ง่ายขึ้นจึงลดรูปการเขียนวงจรเสียใหม่เป็นรูปที่ 1.3 โดยรวม C_{in} กับ C_{in} เป็น C_{in} และให้ R_{eff} อยู่ระหว่างเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟร์กับตัวเก็บประจุ C_{out}

ในการนำค่า R_{eff} ไปคำนวณหาค่าต่างๆ โดยทั่วไปจะเขียนในรูปแฟกเตอร์ ของความต้านทาน R_{eff} โดยที่

$$R_{eff} = R_s \times \text{กำลังอินพุต}$$

รูปคลื่นของวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ทาง
ด้านอินพุต

รูปที่ 1.4 แสดงรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ ของวงจรเรกติไฟร์ในรูปที่ 1.3 เส้นประในรูปที่ 1.4 (ก) จะแสดงแรงดันตกคร่อมที่จุด A-B ส่วนเส้นทึบนั้นแสดงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุระหว่างจุด C-B ที่สภาวะ R_{eff} ไม่เท่ากัน

เมื่อแรงดันที่จ่ายให้วงจรเรกติไฟร์เกินกว่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} (ที่เวลา t_1) ไดโอดจะได้รับไบแอสตรงนำกระแสผ่าน R_{eff} ปล่อยให้แก๊สไหลและเก็บประจุ C_{in} ด้วยในช่วงที่ไดโอดนำกระแส (t_1 ถึง t_2) นี้ จะเป็นช่วงที่แรงดันตกคร่อม C_{in} มีค่าสูงขึ้น จนกระทั่งเวลา t_2 แรงดันอินพุตจะลดลงต่ำกว่าแรงดันตกคร่อม C_{in} ไดโอดก็จะหยุดนำกระแส

ในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 ตัวเก็บประจุ C_{in} จะคายประจุเป็นกระแสจ่ายแก่ไดโอด (ดีซิติวี่ซิคอนเวอร์เตอร์) แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุก็จะลดลงถึงเวลา t_3 แรงดันอินพุตก็จะมากกว่าแรงดัน V_{in} อีกครั้ง

แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{in} จะน้อยกว่าแรงดันที่จ่ายให้เสมอ เนื่องจากแรงดันตกคร่อมที่ R_{eff} และไดโอดซึ่งแรงดันนี้จะแปรตามกระแสที่ไหลและค่าของ R_{eff}

รูปที่ 1.4 (ข) จะเห็นว่ากระแสอินพุตที่ผ่านไดโอดจะผิดเพี้ยนไปจากคลื่นรูปซายน์มากมีลักษณะ

เป็นพัลส์ที่มีอาร์มอนิกส์ความถี่ต่างๆ ปนอยู่ ซึ่งจะมีผลทำให้วงจรเพาเวอร์แฟกเตอร์ต่ำ กระแสที่เพิ่มที่ตัวเก็บประจุมีค่าสูง และกำลังสูญเสียที่อินพุตที่ค่ามาก

เส้นประในรูปที่ 1.4 (ข) แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มค่า r_{π} จะให้แรงดัน $V_{c_{\pi 2}}$ มีค่าลดลงจาก $V_{c_{\pi 1}}$ มาที่ $V_{c_{\pi 2}}$ และจะลดค่ากระแสสูงสุด แต่เพิ่มช่วงการนำกระแสของไดโอดซึ่งเมื่อลดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดลงก็เท่ากับลดกำลังสูญเสียด้วย อีกทั้งยังทำให้เพาเวอร์แฟกเตอร์มีค่าสูงขึ้นอีกด้วย

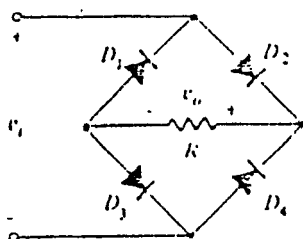
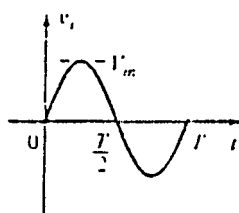
ในรูปที่ 1.4 (ค) ภายใต้สภาวะคงที่ พื้นที่ A จะเท่ากับพื้นที่ B เสมอ นั่นคือ ปริมาณกระแสที่ใช้ในการเก็บประจุจะต้องเท่ากับปริมาณกระแสที่จ่ายออก เพื่อพยายามรักษาแรงดันตกคร่อม C_{π} ให้คงที่

Full - wave - Rectification

Full-wave Rectification ก็คือ วิธีการที่ให้มาซึ่งระดับแรงดันไฟกระแสตรงจากทางด้านเอาต์พุตอย่างต่อเนื่องที่ Full-wave Rectification เป็นวิธีการปรับปรุงแรงดันทางด้านเอาต์พุตโดยใช้แรงดันทางด้านอินพุตมาปรากฏทางด้านเอาต์พุตทั้งหมด โดยลักษณะของวงจรแสดงให้เห็นดังรูป 1.5 โดยที่มีไดโอดจำนวน 4 ตัวนำมาต่อแบบบริดจ์ ส่วนรูปที่ 1.6 แสดงถึงลักษณะชั่วที่ปรากฏที่ตัวไดโอดแต่ละตัว เมื่อมีแรงดันอินพุตเข้ามา ที่เวลา T_0

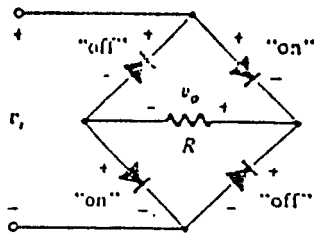
ดังรูปที่ 1.7 จะเห็นว่า D_2 และ D_4 จะนำกระแสในขณะที่ D_1 และ D_3 อยู่ในสภาวะไม่นำกระแสและมีแรงดันตกคร่อมโหด และเช่นกันดังรูปที่ 1.8 อินพุตที่เข้ามาที่เวลา $T-T$ มีค่าเป็นลบ ทำให้ D_1 และ D_3 นำกระแสในขณะที่ D_2 และ D_4 หยุดนำกระแสและมีแรงดัน

ตกคร่อมโหด (สมมติให้ไดโอดมีแรงดันตกคร่อมตัวมันเองเท่ากับ 0 โวลต์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 1.5 Full-wave bridge rectifier นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



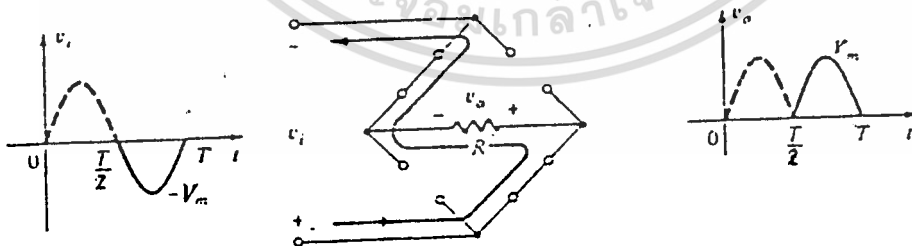
รูปที่ 1.6



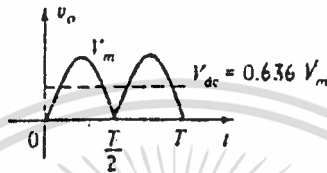
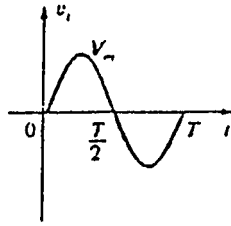
รูปที่ 1.7

ดังนั้นระดับแรงดันไฟกระแสตรงจะเท่ากับ

$$\text{average (D.C. value)} = 0.636 V_m$$



รูปที่ 1.8



รูปที่ 1.9

ดังแสดงในรูป 1.10 ซีลิกอนไดโอดมีแรงดันตกคร่อมตัวมันเองเท่ากับ 0.7 โวลต์ เมื่ออินพุตเข้ามามีค่าเป็นบวกทำให้ D_2 และ D_3 นำกระแสแต่เนื่อง $V_m = 2V_T$ ดังนั้น

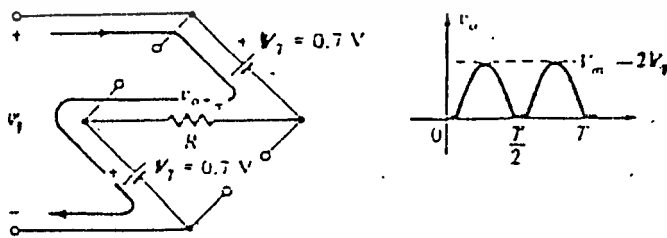
$$V.d.c = 0.636 V_m$$

หรือถ้าหากต้องการคิดค่าให้ตรงความจริงแล้วจะได้

$$V.d.c = 0.636 (V_m - 2V_T)$$

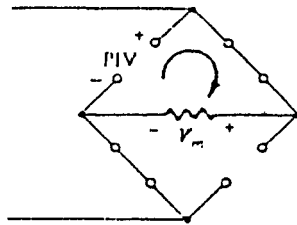
ดังนั้นค่า PIV ของไดโอดแต่ละตัวสามารถคำนวณได้จาก รูปที่ 1.11 จะได้เท่ากับค่าสูงสุดของสัญญาณอินพุต ดังนั้น

$$PIV = V_m$$



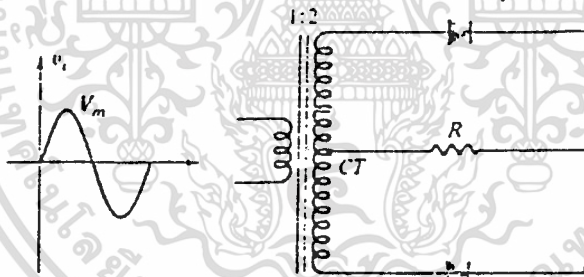
รูปที่ 1.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

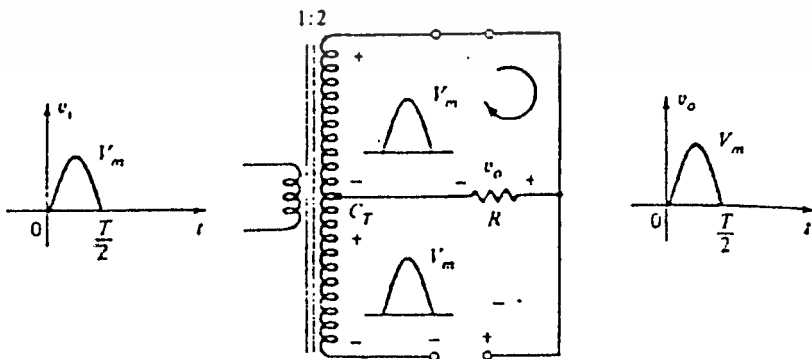


รูปที่ 1.11

และ Full-wave Rectifier แบบที่สองที่นิยมดังแสดงในรูปที่ 1.12 ซึ่งจะใช้ไดโอดเพียง 2 ตัว เท่านั้น แต่ว่าหม้อแปลงที่ใช้ต้องเป็นชนิดมีเซนส์เตอร์แทป เมื่ออินพุตเป็นบวกซึ่งจ่ายให้กับชุดหลอดปรุสมภูมิของหม้อแปลงทำให้แรงดันปรากฏขึ้นที่ขดลวดทุติยภูมิ เป็นเหตุให้ D_1 ลัดวงจรและ D_2 เป็ดวงจร และมีกระแสไหลดังแสดงในรูปที่ 1.13



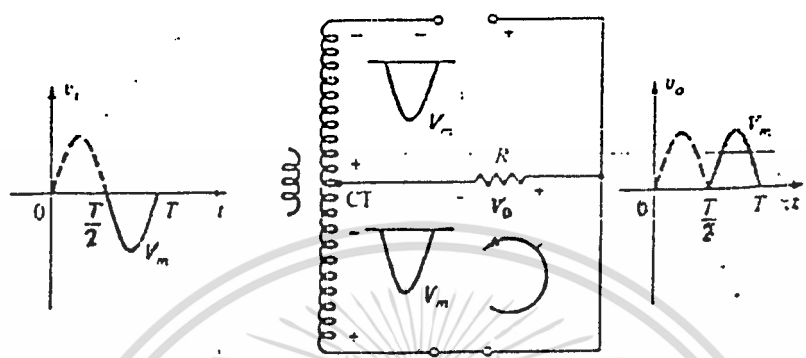
รูปที่ 1.12



รูปที่ 1.13

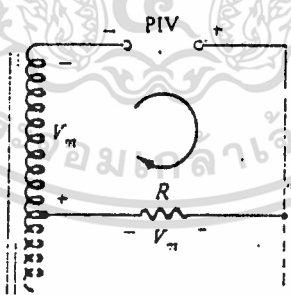
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 1.13 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข 22 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเช่นกันเมื่ออินพุตเข้ามาเป็นลบ ซึ่งจ่ายให้ชุดคลอปรวมภูมิของหม้อแปลงก็จะมีแรงดันปรากฏขึ้นที่ขดลวดทุติยภูมิเป็นเหตุให้ D_1 เป็ดวงจร D_2 ลัดวงจร มีกระแสไหล ดังรูปที่ 1.14



รูปที่ 1.14

จากวงจรในรูปที่ 1.15 จะทำให้เราหาค่า PIV สำหรับไดโอดแต่ละตัว ดังนี้



$$\begin{aligned}
 PIV &= V_{\text{secondary}} - V_L \\
 &= V_m - V_L \\
 \boxed{PIV} &= 2V_m
 \end{aligned}$$

รูปที่ 1.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสประสิทธิผล (I_{eff}) และเพาเวอร์แฟกเตอร์ (P_{eff})

ในรูปที่ 1.16, 1.17, 1.18 กระแส RMS ที่อินพุต และตัวเก็บประจุกับกระแสสูงสุดที่เก็บประจุจะถูกแสดงเป็นอัตราส่วนกับกระแสประสิทธิผล I_{eff}

โดยที่ $I_{\text{eff}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{eff}}}$

ส่วนค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ (P_{eff}) = $\frac{\text{กำลังงานจริง}}{\text{กำลังงานที่ปรากฏ}}$

ถ้าแรงดันอินพุตค่อนข้างคงตัวแล้ว ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ถูกกำหนดโดย

$P_{\text{eff}} = \frac{I_{\text{eff}}}{I_{\text{in}}}$ ซึ่งหาได้จากกราฟที่ 1.16

ตัวอย่างที่ 1 แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเครื่องหนึ่งมีประสิทธิภาพ 70 % ให้กำลังเอาต์พุต 250 วัตต์ ใช้กับไฟสลับ 110 V / 60 Hz ใช้วงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ดังรูปที่ 1.2 ลองหาขนาดของฟิวส์, ค่าของตัวเก็บประจุอย่างต่ำ, กระแส RMS ที่อินพุต, กระแสสูงสุดและกระแส RMS ที่ตัวเก็บประจุ

วิธีทำ เนื่องจากใช้กับไฟสลับ 110 โวลท์ ดังนั้นวงจรในรูปที่ 1.2 จึงต้องต่อจุด 1 เข้ากับจุด 2 ให้ตัวเก็บประจุทำงานเป็นวงจรทวิแรงดัน ถ้ากำหนดให้ค่าต่ำสุดของตัวเก็บประจุที่ใช้ไม่ต่ำกว่า 3 ไมโครฟารัด/วัตต์

ดังนั้นค่าความจุของตัวเก็บประจุ C_{eff} และ $C_{\text{eff}} = 3 \frac{\mu\text{F}}{\text{W}} \times 250 \text{ W} = 750 \mu\text{F}$ หรือมากกว่า

จากโจทย์เครื่องมีประสิทธิภาพ 70 % และมีกำลังเอาต์พุต (P_{out}) = 250 วัตต์
 $P_{\text{in}} = \frac{P_{\text{out}}}{\text{ประสิทธิภาพ}} = \frac{250 \text{ W}}{0.7} = 357 \text{ W}$

(คิดที่โหลด 100%)

ดังนั้นกระแสประสิทธิผลที่อินพุต

$$(I_e) = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{357 \text{ W}}{110 \text{ V}} = 3.25 \text{ A}$$

ถ้ากำหนดค่าความต้านทาน R_e เป็น 0.42 โอห์มจะได้ $R_{eff} = R_e \times P_{in} = 0.42 \times 357 \text{ W} = 150 \text{ W}$ จากนั้นนำค่า R_{eff} ไปใช้หาค่ากระแสต่าง ๆ จากกราฟ 1.16, 1.17, 1.18

กระแส RMS ที่อินพุต ($I_{in(rms)}$) จากกราฟรูป 1.16 คิดที่โหลด 100 % นั่นคือใช้กำลังอินพุต 100 % และ $R_{eff} = 150 \text{ W}$ จะได้ค่า

$$\frac{I_{in(rms)}}{I_e} = 1.48$$

$I_{in(rms)} = I_e \times 1.48 = 3.25 \text{ A} \times 1.48 = 4.8 \text{ A}_{(rms)}$ กระแส RMS ที่อินพุตนี้จะเป็นตัวกำหนดขนาดของฟิวส์อินพุต แต่ในทางปฏิบัติจะต้องมีเผื่อไว้ให้มากกว่าอีก 50 % กระแส RMS ที่ตัวเก็บประจุ ($I_{cap(rms)}$) จากกราฟรูป 1.17 คิดที่โหลด 100 % และ $R_{eff} = 150 \text{ W}$ เช่นกันจะได้ค่า

$$\frac{I_{cap(rms)}}{I_e} = 1$$

$I_{cap(rms)} = 1 \times 3.25 \text{ A} = 3.25 \text{ A}_{(rms)}$ ตัวเก็บประจุที่ใช้ต้องทนกระแสได้มากกว่า $3.25 \text{ A}_{(rms)}$ กระแสสูงสุดที่อินพุต (I_{peak}) ซึ่งเป็นตัวเดียวกับกระแสสูงสุดที่ตัวเก็บประจุ

จากกราฟรูป 1.18 จะได้ค่า $\frac{I_{peak}}{I_e} = 4.6$ ซึ่งจะให้กระแสสูงสุดที่อินพุต $= 3.25 \text{ A} \times 4.6$

$$= 14.95 \text{ A}$$

ดังนั้นไดโอดเรกติไฟร์ที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสสูงสุดชั่วขณะ (I_{FRM}) มากกว่า 15 แอมป์ จะต้องมียัตราทนกระแสแนวไบแอสตรง (I_{FSM}) มากกว่ากระแส RMS ที่อินพุต 1.5-2 เท่า

แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์

จากการพิสูจน์ มาแล้วว่าแรงดันเอาต์พุต ของวงจรเรกติไฟร์ และฟิลเตอร์ ที่มีโหลด เป็น ความต้านทานจะขึ้นอยู่กับค่า R_L และกำลังที่โหลดใช้ โดยที่ผลคูณของ $w \times C_L \times R_L$ ต้องมีค่ามากกว่า 50

รูปที่ 1.19 และ 1.20 แสดงกราฟที่ใช้ประมาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ โดยรูปที่ 1.19 ใช้เมื่อต่อวงจรเรกติไฟร์แบบบริดจ์ ส่วนรูปที่ 1.20 ใช้เมื่อต่อวงจรเรกติไฟร์แบบทรี แรงดัน โดยขึ้นอยู่กับกำลังที่โหลดต้องการและแรงดันอินพุตที่สภาวะ R_L ต่าง ๆ กัน และเพื่อให้ $w \times C_L \times R_L$ มีค่ามากกว่า 50 ค่าของ C_L จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโคร ฟารัด/วัตต์ ในกรณีใช้วงจรเรกติไฟร์แบบทรีแรงดัน

ตัวอย่าง 2 จากกราฟรูปที่ 1.20 ถ้าพิจารณาจากตัวอย่างที่ 1 ที่กำลังอินพุตเป็น 357 วัตต์ R_L ประมาณ 0.5 โอห์ม

กราฟจะให้ค่า
$$\frac{V_{out(DC)}}{V_{in(rms)}} = 2.61$$

ดังนั้นแรงดันไฟตรงเอาต์พุต $V_{out(DC)} = 2.61 \times 110V = 287.1V$

การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟร์อินพุต

ไดโอดที่ใช้จะต้องมีคุณสมบัติที่สำคัญ 4 อย่างคือ ทนกระแสกระชาก (I_{FSM}) ทนกระแสสูงสุดชั่วขณะ (I_{FSM}) ทนกระแสเมื่อไบแอสตรง (I_{FSM}) และทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (PRV)

กระแสกระชาก (I_{FSM}) จะเกิดขึ้นเมื่อเริ่มเปิดสวิตจ่ายไฟให้แก่วงจร ถ้า ขณะนั้นตัวเก็บประจุยังไม่มีประจุอยู่เลย ค่าความต้านทานรวมของวงจรต่ำมากคือ มีแค่ความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุ (ESR) กับ R_L เท่านั้น

ดังนั้น กระแสกระชาก
$$I_{FSM} = \frac{V_{out(DC)}}{R_L + ESR}$$

อัตราทนกระแสกระชาก I_{FSM} ของไดโอด จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า I_{FSM} ที่คำนวณได้

กระแสสูงสุดชั่วขณะ (I_{FSM}) เป็นกระแสสูงสุดขณะชาร์จตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

อีกครั้ง หลังจากคายประจุแก๊สโหลดซึ่งก็คือกระแสในช่วงเวลา $t_1 - t_2$ ในรูปที่ 1.4(ข) นั้นเอง การหาค่ากระแสสูงสุดชั่วขณะของไดโอดสามารถหาได้โดยใช้กราฟดังตัวอย่างที่ 1

อัตราทนกระแสไบแอสตรง (I_{FS}) เป็นค่ากระแสสูงสุดที่ไดโอดทนได้โดยไม่พังเสียก่อน โดยทั่วไปควรมีค่ามากกว่า 1.5-2 เท่ากับค่ากระแสปกติ ซึ่งค่ากระแสนี้ก็สามารถหาได้ ดังตัวอย่างที่ 1 เช่นนั้น

อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (PRV) หรือที่เรียกอีกชื่อว่า อัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด (PIV) เมื่อเราต่อไดโอดแบบขั้วตรงจะมีแรงดันตกคร่อมไดโอด เมื่อไบแอสกลับเท่ากับแรงดันเอาต์พุตของวงจร แต่เมื่อต่อแบบเรกติไฟร์แบบทวิแรงดัน จะมีแรงดันไบแอสกลับเป็น 2 เท่าของแรงดันเอาต์พุต ไดโอดที่ใช้ควรมีค่า PRV ไม่ต่ำกว่าข้อกำหนดข้างต้น

การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่อินพุต

ในทางปฏิบัติจะมีปัจจัยหลักอยู่ 5 ข้อที่ใช้ในการเลือกขนาดและค่าของตัวเก็บประจุคือ

อัตราทนกระแสเพื่อ R_{MS} กระแสกระแสเพื่อนี้ขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุ R_{MS} , โหลดและแรงดันอินพุตสามารถหาได้จากกราฟรูปที่ 1.17 ดังแสดงในตัวอย่างที่ 1 แม้ว่า อัตราส่วน $\frac{I_{cap(rms)}}{I_e}$ ในวงจรเรกติไฟร์แบบครึ่งคลื่นจะต่ำกว่าแบบบริดจ์ แต่กระแสเพื่อจะมีค่า

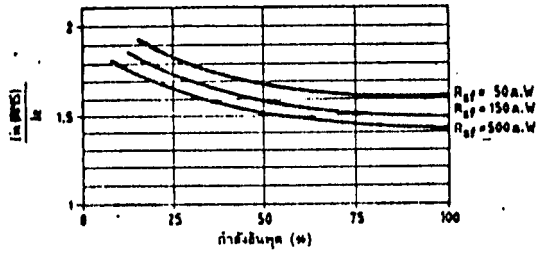
มากกว่า

แรงดันกระเพื่อม ข้อกำหนดนี้จะให้กำหนดค่าของตัวเก็บประจุต่ำในวงจร โดยทั่วไปในการออกแบบวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์จะกำหนดให้มีแรงดันกระเพื่อมได้ไม่เกิน 10% ของแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุต แรงดันกระเพื่อมนี้จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อโหลดใช้กระแสมาก

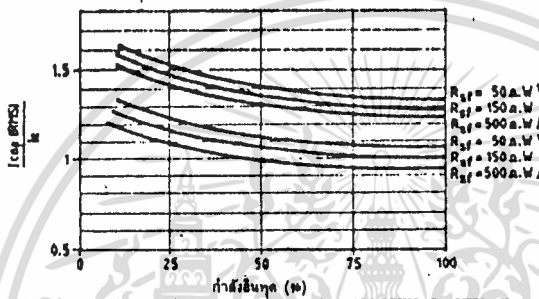
อัตราทนแรงดัน ตัวเก็บประจุที่ใช้ควรทนแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า 1.5 เท่าของแรงดันไฟตรงเอาต์พุต เช่น ที่แรงดันไฟตรง 300 โวลต์ ตัวเก็บประจุในกรณีเรกติไฟร์แบบบริดจ์จะต้องทนได้ 450 โวลต์เป็นอย่างต่ำ ส่วนในกรณีต่อแบบทวิแรงดันอัตราทนได้ก็จะลดลงมาครึ่งหนึ่งคือ 225 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

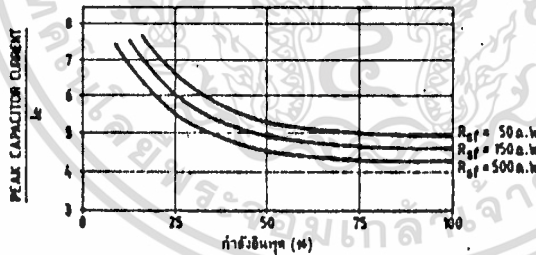
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ 27 ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



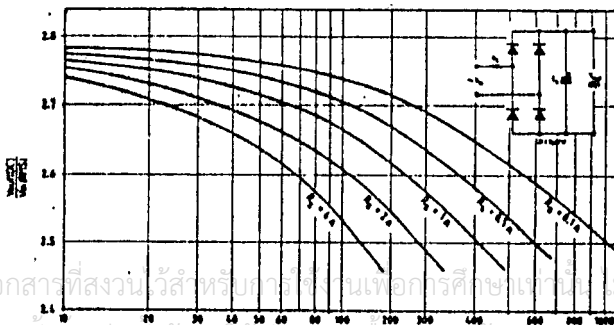
รูปที่ 1.16 ลักษณะเส้นกราฟของกระแสอินพุต RMS ต่อกำลังอินพุต R_{of} ต่างๆ กัน



รูปที่ 1.17 ลักษณะเส้นกราฟของกระแส RMS ที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ต่างๆ กัน



รูปที่ 1.18 ลักษณะเส้นกราฟแสดงอัตราส่วนกระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกับกระแสอินพุต ประสิทธิภาพต่อกำลังอินพุตที่ R_{of} ต่างๆ



รูปที่ 1.19 ลักษณะ เส้น กราฟของอัตราส่วนแรงดัน ไฟตรงเอาต์พุตต่อแรงดัน อินพุต RMS กับกำลังอินพุต ที่ R_{of} ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรีก่อนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงหรือทำซ้ำและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดและราคา ตัวเก็บประจุส่วนใหญ่ที่ใช้จะเป็นแบบอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งให้ค่าความจุ และแรงดันได้สูง แต่ก็ยังมีข้อเสียคือ มีขนาดใหญ่และมีราคาแพง

ช่วงเวลาโอเวอร์โวล เป็นระยะเวลาอย่างต่ำที่แหล่งจ่ายไฟจะยังคงรักษา ระดับแรงดันเอาต์พุต ภายในขีดจำกัดของเอาต์พุตเรกูเลชั่นเมื่ออินพุตหยุดจ่ายหรือลดลงต่ำกว่าระดับขีดจำกัดของอินพุตเรกูเลชั่นที่กำหนด

การหาค่าความจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

พิจารณาแรงดันที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ จะประกอบด้วยแรงดันไฟตรงเฉลี่ย (E_{avg}) บวกกับแรงดันกระเพื่อม V_r โดยที่ (E_{max}) คือระดับแรงดันเอาต์พุตสูงสุด และ (E_{min}) คือระดับแรงดันเอาต์พุตต่ำสุด

t_1 คือช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุคายประจุผ่านโหลด

t_2 คือช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุทำการเก็บประจุใหม่อีกครั้ง

t_1 ระยะเวลาที่คลื่นขาลงที่ $90^\circ +$ ระยะเวลาที่คลื่นขาลงที่ θ

t_2 ระยะเวลาที่คลื่นขาลงที่ $90^\circ -$ ระยะเวลาที่คลื่นขาลงที่ θ

จากสูตร $E_{o(min)} = E_{o(max)} * \sin \theta$

ดังนั้น $\theta = \arcsin(E_{o(min)} / E_{o(max)})$

จากสูตร $C = Q/V$ และ $Q = I * t$ ดังนั้น

$$C = (I_L * t_1) / V_r$$

เมื่อ I_L คือกระแสไฟตรงที่ไหลผ่านโหลด

V_r คือแรงดันกระเพื่อมที่ยอมรับได้ปกติจะไม่เกิน 10% ของแรงดันไฟตรงเอาต์พุต

ตัวอย่างที่ 3 จากตัวอย่างที่ 1 กำหนดให้ค่า R_L เท่ากับ 0.5 โอห์ม จงหาค่าความจุอย่างต่ำของตัวเก็บประจุ C_{min} และ C_{max}

วิธีทำ จากตัวอย่างที่ 1 กำลังที่อินพุต = 357 วัตต์ และจากตัวอย่างที่ 2 แรงดันไฟตรงเอาต์พุต = 287.1 โวลต์

จะได้กระแสไฟตรงที่เอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{P_{in}}{V_{DC}} = \frac{357W}{287.1V} = 1.24 A$$

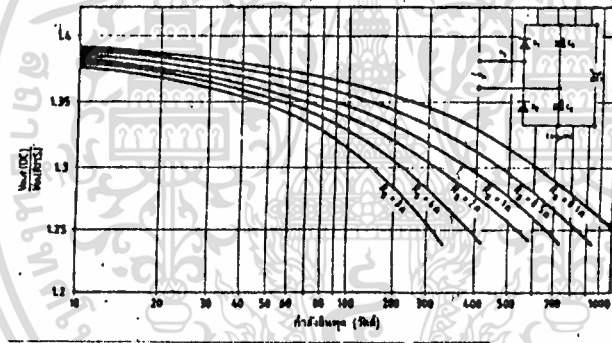
$$\text{ส่วนแรงดันกระเพื่อม } V_r = 10\% \text{ ของแรงดันเอาต์พุต} \\ = 0.1 * 287.1 = 28.7 V_{p-p}$$

$$\text{ดังนั้น } E_{o(max)} = 287.1 + 28.7 = 315.8 V$$

$$E_{o(min)} = 287.1 - 28.7 = 258.4 V$$

$$\text{และ } \theta = \sin^{-1} \langle E_{o(min)} / E_{o(max)} \rangle \\ = \sin^{-1} \langle 258.4 / 315.8 \rangle = 54.9^\circ$$

และคาบเวลา $T = 1/f = 1/60 \text{ Hz} = 16.6 \text{ ms}$ โดยที่ T เป็นคาบเวลาของคลื่นซายน์ใน 360°
 ดังนั้นระยะเวลาของคลื่นซายน์ใน $90^\circ = 16.6 \text{ ms} * \langle 90^\circ / 360^\circ \rangle = 4.16 \text{ ms}$



รูปที่ 1.20 ลักษณะเส้นกราฟของอัตราส่วนแรงดันไฟตรงเอาต์พุตต่อแรงดันอินพุต RMS กับแรงดันที่ R_L ในวงจรทวิแรงดัน

$$\text{และระยะเวลาของคลื่นซายน์ในเฟส } \theta = 16.6 \text{ ms} \times \frac{54.9^\circ}{360^\circ} = 2.54 \text{ ms}$$

$$t_1 = 4.16 \text{ ms} + 2.54 \text{ ms} = 6.7 \text{ ms}$$

$$\text{ค่าความจุอย่างต่ำของตัวเก็บประจุ } C_u = \frac{I_L \times t_1}{V_r}$$

$$= \frac{12.4 A \times 6.7 \text{ ms}}{28.7 V} = 289.7 \mu F$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร
 C_u และ C_s ต้องมีค่าอย่างต่ำตัวเลข 289.7 $\mu F \times 2 = 579.5$ ไมโครฟารัด จึง
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 28.7 V

จากการเปรียบเทียบค่าของตัวเก็บประจุในตัวอย่างที่ 1 กับตัวอย่างที่ 3 จะเห็นว่าค่าในตัว
อย่างที่ 1 จะมีค่ามากกว่าซึ่งถ้าไม่คำนึงถึงเรื่องราคามากนัก ก็สามารถใช้กำหนด $w \times C$
 $\times R_L$ ดังที่ใช้ในตัวอย่างที่ 1 ก็ได้ ซึ่งจะสะดวกและง่ายกว่ามาก

แต่ถ้ากำหนดให้แหล่งจ่ายไฟมีช่วงเวลาโวลต์อัมมากกว่าคาบเวลาของคลื่นไฟสลับอินพุต
(เช่น $220\text{V}/50 \text{ Hz}$ จะมีคาบเวลาในหนึ่งไซเคิลเป็น 20 ms) ก็จะไม่สามารถใช้ข้อกำหนดและ
การคำนวณดังที่ผ่านมาในการหาค่าตัวเก็บประจุได้ ค่าต่ำสุดของตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องคำนวณ
จากพื้นฐานของพลังงานที่เก็บสะสมไว้ในตัวเก็บประจุ ดังต่อไปนี้

ถ้าให้ C = ค่าต่ำสุดของตัวเก็บประจุที่ใช้

V_m = แรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุขณะที่แรงดันเริ่มตกหรือหยุดจ่าย

E_i = พลังงานอินพุตที่ใช้ไปในช่วงเวลาโวลต์อัม

$$\left(\frac{E_o}{\text{ประสิทธิภาพ}} \right)$$

ประสิทธิภาพ

E_o = พลังงานเอาต์พุตที่จ่ายแก่โหลดในช่วงเวลาโวลต์อัม (กำลังเอาต์พุต $\times$
ช่วงเวลาโวลต์อัม)

E_{cm} = พลังงานที่เก็บไว้ในตัวเก็บประจุ ขณะที่แรงดันเริ่มตกหรือหยุดจ่าย

E_{cr} = พลังงานที่ยังคงอยู่ในตัวเก็บประจุในช่วงเวลาหลังจากแรงดันตกหรือหยุดจ่าย

V_r = แรงดันที่ตัวเก็บประจุ ในช่วงเวลาหนึ่งหลังจากแรงดันตกหรือหยุดจ่าย

$$\text{จาก } E_{cm} = \frac{1}{2} C (V_m)^2 \text{ และ } E_{cr} = \frac{1}{2} C (V_r)^2$$

และพลังงานที่จ่ายเข้า (E_i) = พลังงานที่จ่ายออก (E_o)

$$\text{ด้วยเหตุนี้ } E_i = \frac{1}{2} C (V_m)^2 - \frac{1}{2} C (V_r)^2$$

$$= \frac{C(V_m^2 - V_r^2)}{2}$$

$$\text{ดังนั้นค่าความจุอย่างต่ำ } C_{\text{min}} = \frac{2E_i}{V_m^2 - V_r^2}$$

ตัวอย่างที่ 4 ลองคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ของวงจรเรกติไฟร์ในภาคอินพุต เมื่อ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาจะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหลดต้องการเอาต์พุต 90 วัตต์ประสิทธิภาพ 70 % แรงดันอินพุตก่อนที่ไฟจะตกหรือหยุดจ่ายเป็น 190 โวลต์ และเมื่อแรงดันตกแล้วเหลือแรงดัน 152 โวลต์ โดยมีช่วงเวลาโวลต์อ็อฟ 42 มิลลิวินาที กำหนด R_{L} เป็น 1 โอห์ม วงจรนี้ใช้กับไฟ 220 V / 50 Hz

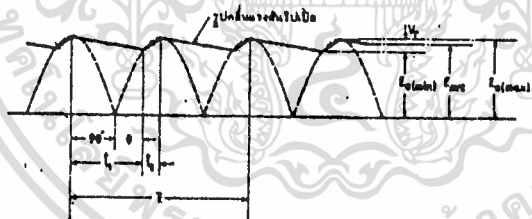
วิธีทำ ในภาวะปกติช่วงเวลาคายประจุของตัวเก็บประจุ (ช่วงเวลา t_{d}) ที่ความถี่ 60 เฮิร์ตซ์ สภาวะที่หนักที่สุดจะต้องใช้เวลาประมาณ 8 มิลลิวินาที ดังนั้นจะต้องใช้ช่วงเวลาในการคายประจุทั้งหมดเป็น $(8 + 42) \text{ ms} = 50 \text{ ms}$ ซึ่งเวลานี้จะนำมาใช้ในการคำนวณช่วงเวลาโวลต์อ็อฟที่แท้จริง

จากกราฟรูปที่ 1.19 แรงดันไฟตรงเอาต์พุตที่ตกคร่อม C_{L} และ C_{D} ก่อนที่ไฟจะตกหรือหยุดจ่าย

$$V_{\text{L}} = 1.35 \times 190 \text{ V} = 256 \text{ V}$$

$$\text{และแรงดันเอาต์พุตหลังจากช่วงเวลาโวลต์อ็อฟ } V_{\text{r}} = 1.35 \times 152 \text{ V} = 205 \text{ V}$$

$$\text{ในช่วงเวลาโวลต์อ็อฟ } E_{\text{L}} = \frac{E_{\text{r}}}{\text{ประสิทธิภาพ}}$$



รูปที่ 1.21 แสดงตัวแปรต่างๆ ของแรงดันเอาต์พุตจากวงจรเรกติไฟร์ ที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ แล้ว

$$= \frac{\text{กำลังที่เอาต์พุต} \times \text{ช่วงเวลาโวลต์อ็อฟ}}{\text{ประสิทธิภาพ}}$$

$$= \frac{90 \times 50 \times 10^{-3}}{0.7} = 6.43 \text{ J}$$

ดังนั้นค่าความจุอย่างต่ำที่ใช้ C_{L}

เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่างเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{2 \times 6.43}{(256)^2 - (205)^2}$$

$$= 547 \mu F$$

แต่ C_2 ก็คือ ตัวเก็บประจุ C_2 กับ C_2 ต่ออนุกรมกันดังนั้นค่าของ C_2 และ C_2 คือ $1094 \mu F$ เป็นอย่างต่ำ แต่ค่านี้ไม่มีขายในท้องตลาด ดังนั้นอาจจะใช้ตัวเก็บประจุขนาด $500 \mu F$ แทนก็ได้

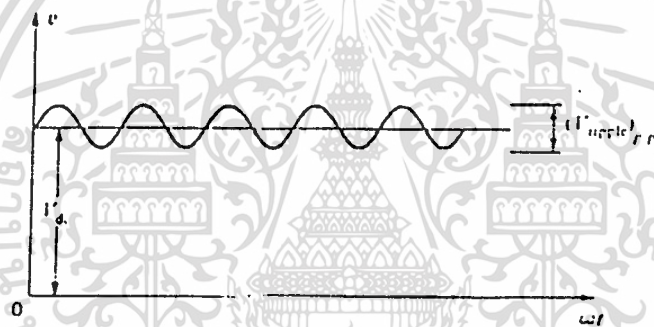
จากตัวอย่างนี้จะเห็นได้ชัดว่าเมื่อมีเวลาโวลต์อัมมาก ๆ ค่าของตัวเก็บประจุจะมากกว่าที่คำนวณหาได้จากข้อจำกัดของแรงดันกระเพื่อมและข้อกำหนด $w \times C_2 \times R_L$ มากกว่า 50 ดังนั้นผู้ออกแบบจึงควรคำนึงถึงช่วงเวลาน้อย่างน้อยอย่างถี่ถ้วนเพราะนั่นหมายถึง ราคาและขนาดของตัวเก็บประจุที่ใช้ด้วย



การพิจารณาฟิลเตอร์

เนื่องจากการแปลงแรงดันไฟกระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟกระแสตรง ซึ่งสัญญาณที่ได้ยังไม่ใช่แรงดันไฟกระแสตรงจริง ๆ ด้วยเหตุนี้เองเราจึงต้องมีการปรับปรุงแก้ไข เพื่อให้ได้แรงดันไฟกระแสตรงที่มีความเรียบของสัญญาณ

ก่อนที่จะเรากล่าวถึงวงจรฟิลเตอร์ เราต้องพิจารณาถึงรายละเอียดกันก่อน ในรูปที่ 1.22 แสดงให้เห็นถึงแรงดันเอาต์พุตของฟิลเตอร์ ซึ่งเรานิยามแฟคเตอร์ต่าง ๆ ดังกล่าวต่อไปนี้ จากรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของฟิลเตอร์จะประกอบด้วยค่า d.c component และ a.c component



รูปที่ 1.22

เมื่อเราพิจารณาการวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟิลเตอร์โดยใช้ ดี.ซี. โวลต์มิเตอร์ และ สัญญาณมิเตอร์จะวัดได้เฉพาะค่าเฉลี่ยหรือระดับ ดี.ซี. เท่านั้นของแรงดันเอาต์พุต และ เอ.ซี. โวลต์มิเตอร์ จะวัดเฉพาะค่าอาร์เอ็มเอสเท่านั้นของแรงดันเอาต์พุต ดังนั้นจึงนิยาม Ripple ว่า

$$\begin{aligned} r &= \frac{\text{ripple voltage (rms)}}{\text{d.c. voltage}} \times 100 \% \\ &= \frac{V_r(\text{rms})}{V_{d.c.}} \times 100 \% \end{aligned}$$

โวลต์เตจเรกูเลชัน

เป็นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันในสภาวะไม่มีโหลด และสภาวะฟูลโหลดนิยามโดยสมการ

$$\text{voltage Regulation} = \frac{\text{Voltage no load} - \text{Voltage at full load}}{\text{Voltage at full load}}$$

$$\text{V.R.} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100\%$$

ถ้าหากว่าค่าของแรงดันเมื่อ ฟูลโหลดเท่ากับแรงดันไม่มีโหลด นั้นก็จะได้ V.R. = 0% นั้นก็แสดงว่าการทำงานของซัพพลายอยู่ในขั้นที่ดี ดังนั้นในการออกแบบจะให้ค่า V.R. มีค่าน้อยมาก

เคอร์เร้นท์เรกูเลชัน

เป็นการเปลี่ยนแปลงของกระแสในสภาวะไม่มีโหลดและสภาวะฟูลโหลด นิยามโดยสมการ

$$\text{current Regulation} = \frac{\text{current at no load} - \text{current at full load}}{\text{current at full load}}$$

$$= \frac{I_{NL} - I_{FL}}{I_{FL}} \times 100\%$$

Ripple factor of rectifier signal

ถึงแม้ว่าแรงดันที่ถูกแปลงจาก a.c. มาเป็น d.c. จะไม่ใช่แรงดันเอาต์พุตของฟิลเตอร์ และแรงดันนี้ก็จะประกอบด้วย d.c. component และ ripple component เราก็สามารถคำนวณหาค่า d.c. voltage และ ripple voltage ได้จาก ripple factor สำหรับแรงดันของ half - wave และ full - wave rectified จากการคำนวณแสดงให้เห็นว่า full - wave rectified มีเปอร์เซ็นต์แ่ง ripple ต่ำ ดังนั้น rectified signal จึงดีกว่า half - wave rectifier ถ้าหากออกแบบให้เปอร์เซ็นต์ของ ripple ต่ำมาก ๆ เปอร์เซ็นต์ของ ripple ก็จะไม่มีความสำคัญเกี่ยวข้องในส่วนของ half - wave rectified ก็อาจจะยอมรับได้ ถ้าว่าวงจรฟิลเตอร์ไม่วิกฤต และเอาต์พุตฟิลเตอร์จ่ายกระแสจำนวนน้อยมากให้กับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ half - wave rectifier หาค่า ripple ได้จากสมการ

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{\text{d.c.}}} \times 100 \% = \frac{0.358 V_m}{0.318 V_m} \times 100 \% = 120 \%$$

และสำหรับ full - wave rectified หาค่า ripple ได้จากสมการ

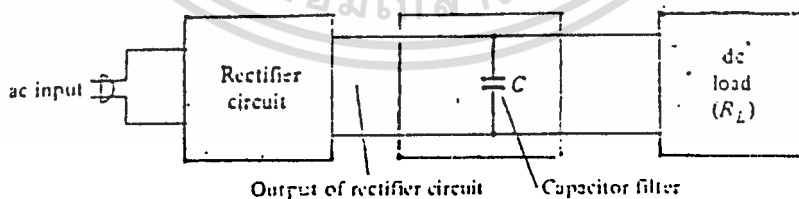
$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{\text{d.c.}}} \times 100 \% = \frac{0.308 V_m}{0.363 V_m} \times 100 \% = 48 \%$$

หมายเหตุ ค่าของ ripple factor ที่สมบรูณ์จะไม่ขึ้นอยู่กัค่าแรงดันสูงสุด ถ้าหากว่าแรงดันสูงสุดมีขนาดใหญ่ ค่า d.o. ของเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้น โดยจะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วน กันโดย ripple factor ยังคงเท่าเดิม

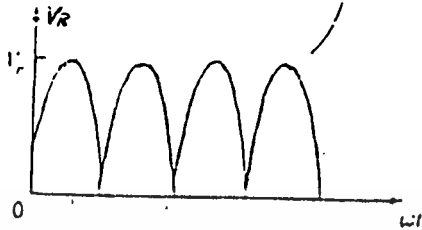
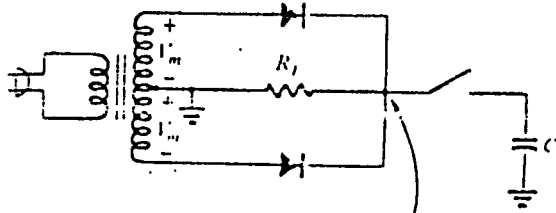
Simple capacitor filter

รูปที่ 1.23 เป็นวงจรฟิลเตอร์ที่นิยมกัน และรูปที่ 1.24 a, แสดงถึงแรงดันเอาต์พุต ของ full - wave rectified และรูปที่ 1.24 b, แสดงรูปคลื่นของเอาต์พุต โดยมี C ต่อคร่อมอยู่กัวงจร

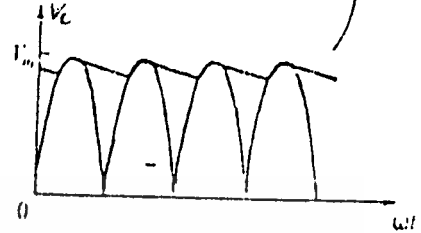
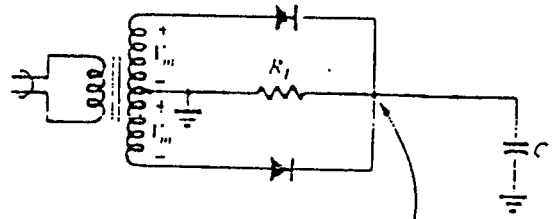
ในรูปที่ 1.25 ได้แสดงถึงรูปคลื่นเอาต์พุตเมื่อได้ต่อโหลด รูปคลื่นที่ได้จะมีระดับ ดี.ซี. โดยค่าแรกคือ ค่าเวลาที่ไดโอดนำกระแส และคาปาซิเตอร์เก็บประจุ จนถึงและค่า $T/2$ คือค่า เวลาที่แรงดัน rectifier ต่ำกว่า V_m และคาปาซิเตอร์คายประจุผ่านโหลด



รูปที่ 1.23

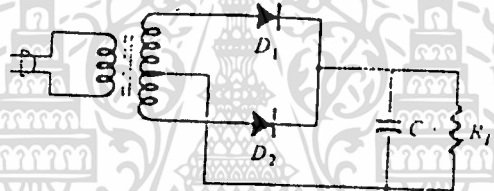


(a)

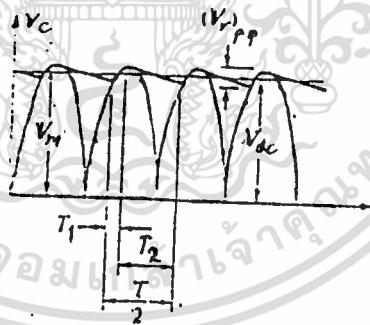


(b)

รูปที่ 1.24



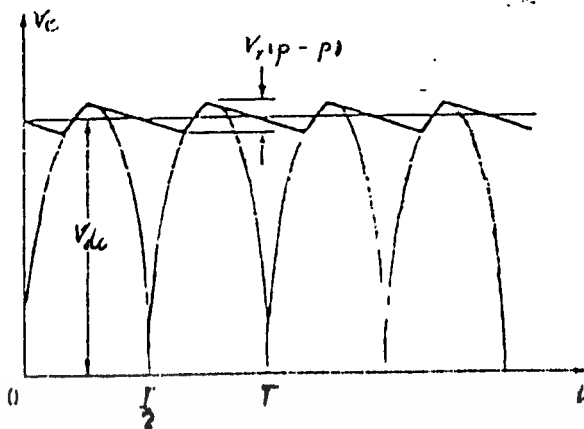
(a)



(b)

รูปที่ 1.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข<37>จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.26 แลคงถึงรูปคลื่นเอาต์พุตโดยประมาณ โดยที่การเก็บประจุ และคายประจุจะเป็นเส้นตรงเพื่อใช้ในการวิเคราะห์

จากรูปจะได้ $V_{d.c.} = V_m - \frac{V_r(p-p)}{2}$ } half - wave
 ดังนั้น $V_r(rms) = \frac{V_r(p-p)}{2\sqrt{2}}$ } full - wave

Ripple voltage $V_{r(rms)}$

$$V_r(rms) = \frac{I_{d.c.}}{4\sqrt{2} f C} \cdot \frac{V_{d.c.}}{V_m} \quad (\text{full - wave})$$

สำหรับโหลดเบาแล้วค่า $V_{d.c.}$ ต่ำกว่า V_m เล็กน้อย ดังนั้นถึงได้ $V_{dc} \approx V_m$
 แต่สำหรับโหลดเบาแล้ว ค่า $V_{d.c.}$ ต่ำกว่า V_m มาก

$$\begin{aligned} \text{D.C. voltage, } V_{d.c.} &= V_m - \frac{V_r(p-p)}{2} \\ &= V_m - \frac{I_{d.c.}}{4 f C} \cdot \frac{V_{dc}}{V_m} \quad (\text{full - wave}) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Filter capacitor Ripple r

$$r = \frac{V_r(\text{rms})}{V_{d.c.}} \times 100 \% = \frac{V_r(p-p)}{2\sqrt{3} V_{d.c.}} \times 100 \%$$

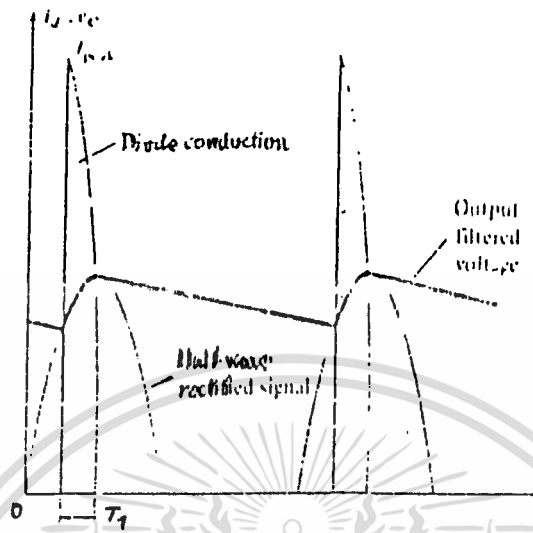
$$r = \frac{I_{d.c.}}{4 I_{r.m.s.}} \frac{V_{d.c.}}{V_{ill}} \times \frac{100 \%}{\sqrt{3} V_{d.c.}} = \frac{I_{d.c.}}{4\sqrt{3} I_{r.m.s.}} \frac{100 \%}{V_{ill}}$$

Diode conduction Period and Peak Diode Current

ถ้าค่าของคาปาซิเตอร์ขนาดใหญ่ จะทำให้ ripple น้อยและ d.c. voltage มีค่ามาก นั่นคือ filter ทำงานได้ดี แต่อย่างไรก็ตามคาปาซิเตอร์จะมีผลต่อกระแสสูงสุดที่ผ่าน rectifying Diode นั่นคือถ้าค่าคาปาซิเตอร์มากเกินไปจะทำให้กระแสสูงสุด ไหลผ่านไดโอดมีค่ามากด้วย

เมื่อย้อนกลับไปพิจารณา 1.25 b. หลังจากทีคาปาซิเตอร์เก็บประจุจนถึงค่าแรงดันสูงสุด (T_2) ช่วงเวลาที่ไดโอดไม่นำกระแสได้ผ่านพ้นไปขณะที่แรงดันทางเอาต์พุตได้คายประจุผ่านโหลดซึ่งเกิดหลังที่คาปาซิเตอร์เก็บประจุถึงค่าแรงดันสูงสุด จากนั้นแรงดันอินพุตจากแรงดันอินพุตเข้ามามากกว่าแรงดันคาปาซิเตอร์นั่นเอง คือช่วงเวลา T_1 คาปาซิเตอร์จะเก็บประจุจนถึงแรงดันสูงสุด ซึ่งกระแสที่จ่ายให้กับคาปาซิเตอร์และโหลดในระหว่างที่มีการเก็บประจุจะต้องเท่ากับที่ค่ากระแสที่คาปาซิเตอร์ที่คายประจุในช่วงเวลา T_2 ในรูปที่ 1.27 แสดงถึงรูปคลื่นกระแส ไดโอดสำหรับการทำงานของ half-wave rectifier

หมายเหตุ ไดโอดจะนำกระแสในช่วงเวลาสั้น ๆ ของคาบเวลา (ดังรูป)



รูปที่ 1.27

ในรูปที่ 1.28 แสดงถึงรูปคลื่นกระแสเอาต์พุต และแรงดันเอาต์พุตสำหรับค่าคาปาซิเตอร์น้อยและมาก แฟกเตอร์ที่สำคัญต่อการเพิ่มขึ้นของกระแสสูงสุดที่ผ่านไดโอด สำหรับคาปาซิเตอร์มาก ดังนั้น กระแสจากแหล่งจ่ายจะต้องเท่ากับค่ากระแสที่ผ่านไดโอดในระยะเวลาที่เก็บประจุซึ่งได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$I_{d.c.} = \frac{T}{T_1} I_{peak}$$

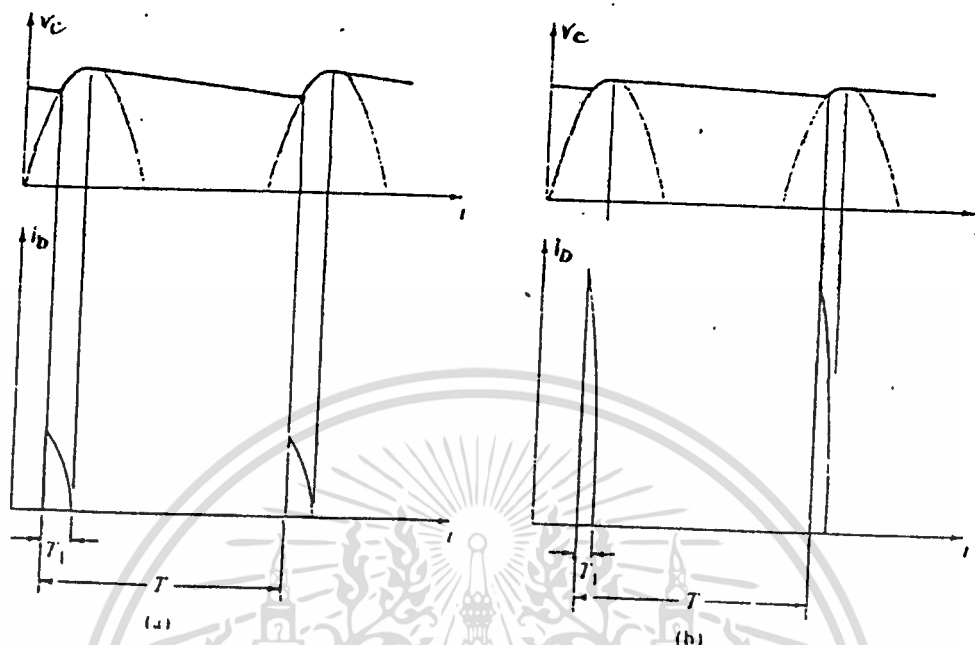
$$\text{ดังนั้น } I_{peak} = \frac{T}{T_1} I_{d.c.}$$

โดย T_1 เวลาที่ไดโอดนำกระแส

$$T = \frac{1}{f} \text{ ของแหล่งจ่าย}$$

I_{peak} กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอด

$I_{d.c.}$ กระแสเฉลี่ยจากวงจรฟิลเตอร์



รูปที่ 1.28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข <41> และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

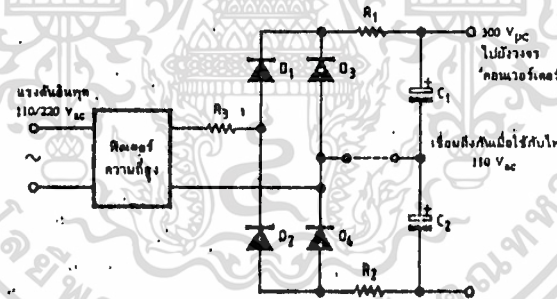
บทที่ 2

การจำกัดกระแสกระชาก

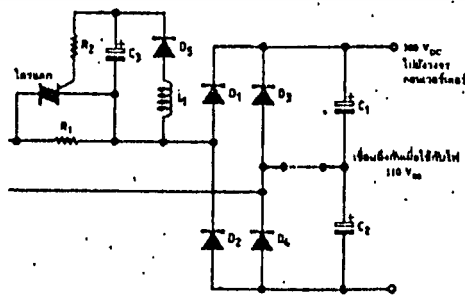
ในตัวเก็บประจุที่ไม่มีประจุอยู่เลย ทางทฤษฎีจะถือว่าค่าความต้านทานเป็นศูนย์เมื่อเริ่มเก็บประจุ แต่ในทางปฏิบัติจะมีค่าความต้านทานแฝง ESR อยู่เล็กน้อย เมื่อเริ่มจ่ายไฟสลับที่ อินพุตก็จะมีกระแสไหลผ่านไดโอดและตัวเก็บประจุอย่างมากมายในช่วงเวลาเริ่มต้น

ด้วยเหตุนี้จึงต้องหาทางจำกัดกระแสกระชากนี้ เพื่อไม่ให้อุปกรณ์ในวงจรอย่างไดโอดหรือฟิวส์พังเสียหาย มีอยู่ 3 วิธีที่ใช้กันคือ แบบใช้ตัวต้านทานต่ออนุกรม, แบบใช้เทอร์มิสเตอร์ชนิด NTC และวงจรจำกัดกระแส

แบบใช้ตัวต้านทานต่ออนุกรม ในการใช้งานที่กำลังต่ำอาจใช้ตัวต้านทานต่ออนุกรม ดังรูปที่ 2.1 ก็ได้ การใช้ตัวต้านทานในการลดกระแสกระชากจะมีข้อดีคือ ลดความเค้นทางไฟฟ้าให้ไดโอด, ตัวเก็บประจุและอุปกรณ์กรองสัญญาณรบกวน แต่ก็มิผลทำให้เกิดการสูญเสียกำลังเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรจึงลดลงและแรงดันเอาต์พุตจะลดลงด้วย เมื่อเวลาทำงานปกติ



รูปที่ 2.1 วงจรจำกัดกระแสกระชากด้วยตัวต้านทานอนุกรม



รูปที่ 2.2 วงจรจำกัดกระแสด้วยตัวต้านทานอนุกรมแบบใช้ไดรแอคควมคุมการจำกัดกระแส

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงข้อเปรียบเทียบระหว่างแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์กับแบบสวิตซิ่ง

แบบลิเนียร์	แบบสวิตซิ่ง
-ประสิทธิภาพต่ำ -มีการสูญเสียกำลังในรูปความร้อน -วงจรไม่ซับซ้อน ออกแบบและซ่อมได้ง่าย -มีค่ากำลังต่อน้ำหนักต่ำ -มีความหนาแน่นกำลังต่ำ -มีแรงดันกระเพื่อมต่ำ -ให้สัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำ -การใช้งานที่กำลังมีราคาถูก แต่ถ้ากำลังปานกลาง, สูงจะมีราคาแพง -ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็นหลอดที่ติดกระแสดังที่	-ประสิทธิภาพสูง -ที่กำลังสูญเสียต่ำ -วงจรซับซ้อนมากออกแบบและซ่อมได้ยาก -มีค่ากำลังน้ำหนักสูง -มีความหนาแน่นกำลังสูง -มีแรงดันกระเพื่อมสูง -ให้สัญญาณรบกวน EMI/RFI สูง -การใช้งานที่กำลังต่ำ ๆ จะมีราคาแพง แต่ถ้ากำลังสูงจะมีราคาถูกกว่า -ในส่วนของเรกูเลเตอร์มีลักษณะเป็นหลอดที่ติดกำลังคงที่

ตัวต้านทานที่ใช้จะต้องทนทานต่อความเค้นจากแรงดันและกระแสที่มีค่าสูง ปกติมักจะใช้ตัวต้านทานแบบไวร์วาวด์

ในรูปที่ 2.1 แสดงตำแหน่งการติดตั้งตัวต้านทานอนุกรมอาจจะเป็นตัวต้านทาน R_1 และ R_2 หรือตัวต้านทาน R_3

แบบใช้เทอร์มิสเตอร์ชนิด NTC สามารถใช้แทน R_1 , R_2 และ R_3 ในรูปที่ 2.1 ได้เลย มักจะใช้ในงานที่กำลังไม่สูงนัก ค่าความต้านทานของ NTC จะมีค่าสูงเมื่อเริ่มเปิดสวิตจ่ายไฟเข้าเครื่อง เมื่อกระแสไหลผ่าน NTC แล้วจะทำให้ตัวมันเริ่มร้อนขึ้น ความต้านทานก็จะลดลงที่การทำงานสภาวะปกติ ซึ่งให้ลดการสูญเสียได้มาก มีประสิทธิภาพดีขึ้นแต่ก็มีข้อเสียคือ เมื่อเปิดสวิต ของแหล่งจ่ายไฟแล้วเปิดอีกครั้งในเวลาใกล้เคียงกัน NTC จะยังร้อนอยู่ จึงไม่สามารถจะจำกัดกระแสกระชากได้ และอาจทำให้อุปกรณ์เสียหายได้

แบบใช้วงจรจำกัดกระแส หรือจะเรียกว่าแบบใช้ไดร์แอกก็ได้ มักจะใช้กำลังสูง ในรูปที่ 2.2 แสดงวงจรจำกัดกระแสกระชากเอกทีฟ หลักการทำงานคือเมื่อเริ่มเปิดสวิต จ่ายไฟ C_1 และ C_2 จะเก็บประจุผ่าน R_1 ซึ่งมีค่าสูง เป็นการจำกัดกระแสกระชากตัวเก็บประจุ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อเรื่องจะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

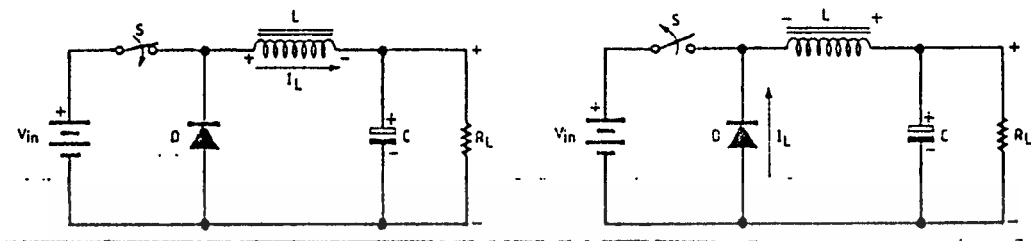
C_2 จะเริ่มเก็บประจุหลังจากที่เปิดสวิตช์ไปได้สักครู่ จนมีระดับแรงดันพอ จะทริกเกตไตรแอก
ได้ เมื่อไตรแอกนำกระแสก็จะลัดวงจร R_1 เพื่อเลิกการจำกัดกระแส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาหรือต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The diagram shows a parallel RLC circuit. A voltage source V_{in} is connected in series with a switch S . After the switch, the circuit splits into three parallel branches: an inductor L , a diode D (pointing right), and a parallel combination of a capacitor C and a resistor R_1 . The current through the inductor is labeled I_L with a downward arrow. The circuit is labeled with '+' at the bottom and '-' at the top.

<45>



รูปที่ 3.2 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

รูปที่ 3.1 แสดงลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คเมื่อสวิตช์ s ปิด รูป (ก) กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ L สะสมพลังงานในรูปของสนามแม่เหล็ก ไดโอด D จะถูกไบแอสกลับจึงยังไม่มีแรงดันตกคร่อมโหลด R_L ในขณะนั้น ต่อมาเมื่อสวิตเปิด รูป (ข) ตัวเหนี่ยวนำก็จะคายพลังงานออกมา (เนื่องจากสนามแม่เหล็กยุบตัว) แต่ชั่วแรงแต้นจะกลับกันกับที่ป้อนเข้ามา (ซึ่งเป็นไปตามธรรมชาติของตัวเหนี่ยวนำ) ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรงนำกระแสจากการคายพลังงานกับช่องตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลด และจะมีชั่วแรงแต้นตรงกันข้ามกับแรงดันอินพุต ถ้าสวิต ปิด-เปิดเป็นจังหวะอย่างต่อเนื่อง กระแสอินพุต และเอาต์พุตก็จะมีลักษณะเป็นพัลส์อย่างต่อเนื่องด้วยจึงพอสรุปได้ว่าในคอนเวอร์เตอร์ฟลายแบ็คนี้ พลังงานจะถูกเก็บในตัวเหนี่ยวนำในระหว่างที่ สวิตปิด และ พลังงานจะถูกปล่อยไปสู่โหลดในระหว่างสวิตเปิด หรือฟลายแบ็คนั่นเอง

รูปที่ 3.2 แสดงการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด เมื่อ สวิตปิดกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลดทำให้แรงดันตกคร่อมโหลด และมีชั่วเหมือนกันอินพุตดังแสดงในรูปที่ 3.2 (ก) ไดโอดจะถูกไบแอสกลับในตอนี้ และเมื่อสวิตเปิด สนามแม่เหล็กที่ตัวเหนี่ยวนำ จะยุบตัวคายพลังงานออกมาในรูปที่ 3.2 (ข) ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรงนำกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ และโหลดแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจึงยังมีชั่วเหมือนเดิม ไดโอดในวงจรนี้มักจะถูกเรียกว่าไดโอดฟรี-วิลลิง หรือไดโอดฟลายวิล (free-wheeling or fly wheel diode) เพราะการทำงานดังกล่าวกระแสเอาต์พุตที่ได้จะต่อเนื่องถึงแม้ขณะที่กระแสอินพุตจะมีลักษณะเป็นพัลส์

ส่วนในรูปที่ 3.3 เป็นวงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล ซึ่งที่จริงคือ การนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด 2 วงจรมาทำงานร่วมกันโดยให้ผลัดกันทำงานนั่นเอง

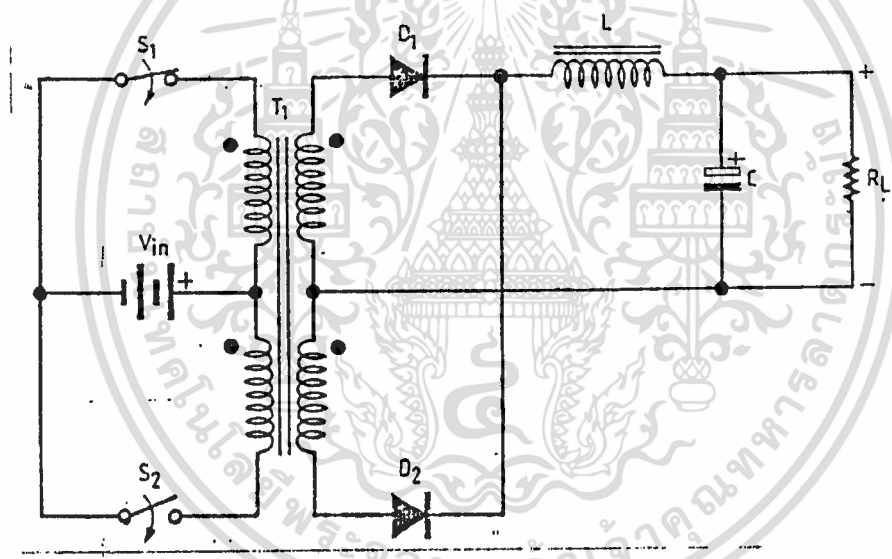
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

รูปแบบพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ที่แสดงในรูปที่ 3.1, 3.2 และ 3.3 นั้นไม่ได้รับการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต จึงไม่ค่อยปลอดภัยเท่าไรนัก ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ซึ่งที่ใช้กันในการปฏิบัติจึงต้องมีหม้อแปลงแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างไฟตรง 300 โวลต์ กับเอาต์พุตเป็นหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีขนาดเล็ก

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ใช้กันในการปฏิบัติรูปที่ 3.4 พร้อมด้วยรูปคลื่นของสัญญาณตามจุดต่าง ๆ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแส กระแสจะไหลผ่านขดปฐมภูมิและสะสมพลังงานไว้แต่แรงดันที่เกิดขึ้นที่ขดลวดทุติยภูมิจะมีขั้วตรงกันข้ามกับขดปฐมภูมิ (สังเกตจากจุดที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ) ดังนั้นจึงไม่มีพลังงานปล่อยไปยังโหลดเพราะไดโอดถูกไบแอสกลับเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส



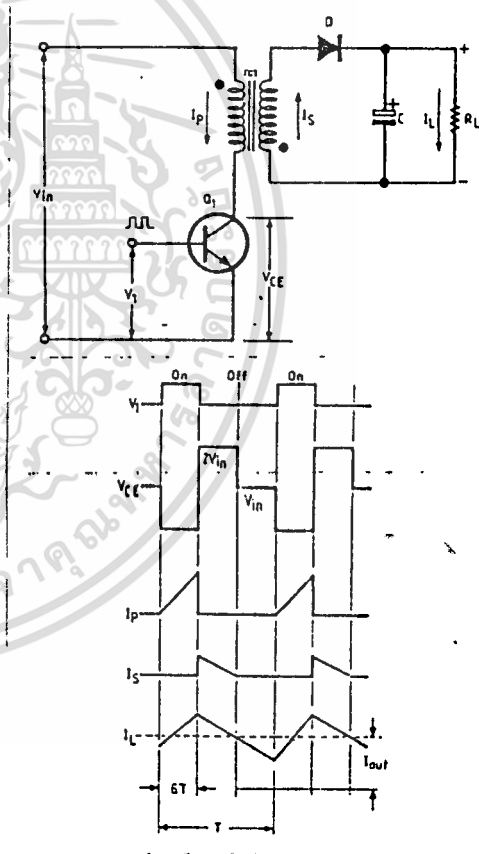
รูปที่ 3.3 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

ขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะคายพลังงานออกมาแต่ขั้วแรงดันจะกลับกันให้ไดโอดด้านทุติยภูมิได้รับไบแอสตรงนำกระแสผ่านไปยังโหลดและเก็บประจุที่ C แม้ว่าหม้อแปลงจะทำหน้าที่แยกจากกันทางไฟฟ้าแล้วยังกระทำตัวเป็นโช้คอีกด้วย ซึ่งในทางทฤษฎีไม่จำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำที่เอาต์พุตอีก แต่ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อย ๆ ไว้ ตรงระหว่างไดโอดและตัวเก็บประจุ เพื่อทำการกำจัดสัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดจากการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์เอง

ขนาดของอุปกรณ์สวิตชิ่งที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

อุปกรณ์สวิตชิ่งในที่นี้หมายถึง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพาเวอร์มอสเฟต ฯลฯ ซึ่งจะต้องทน แรงดันตกคร่อมได้สูงเมื่อตัวมันหยุดนำกระแส และจะต้องทนกระแสได้สูงเมื่อมันนำกระแส เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะต้องทราบพิกัดที่สำคัญคือ $V_{CE(max)}$ และ $I_{C(max)}$ แต่ถ้าเป็นเพาเวอร์มอสเฟตก็คือ $V_{DS(max)}$ และ $I_{D(max)}$ ฯลฯ

ในบทความตอนนี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์สวิตชิ่งที่เป็นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เท่านั้น เพราะง่ายต่อการทำความเข้าใจและเป็นที่คุ้นเคยกันดีสำหรับผู้อ่านอยู่แล้ว จากวงจรในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

$V_{CE(max)}$ ที่เกิดขึ้นในวงจรเมื่อ Q_1 ต้องทนได้ในขณะที่ไม่นำกระแส คือ

$$V_{CE(max)} = 2 \times V_{in} + V_{CE} \times \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

เอกสารโดยที่ V_{in} คือ แรงดันไฟตรงที่ได้รับจากภาคเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ด้านอินพุต (=300V)ว่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา <48> ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_s คือ แรงดันที่ขดทุติยภูมิ ($V_{out} - 0.7 = V_{out}$)

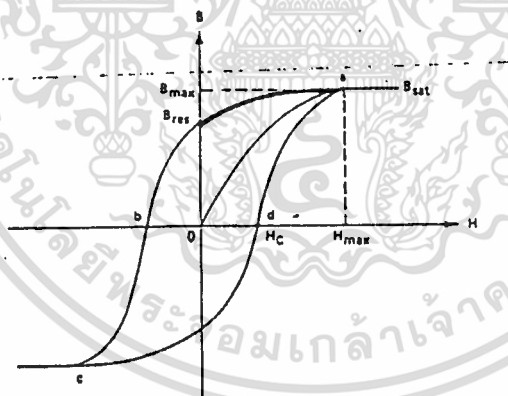
$\frac{N_s}{N_p}$ คือ อัตราส่วนของจำนวนรอบระหว่างขดทุติยภูมิกับปฐมภูมิ

แต่จากทฤษฎีของหม้อแปลง $\frac{N_s}{N_p} = \frac{V_s}{V_p}$

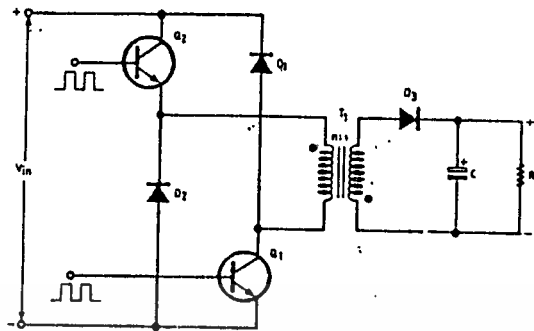
$$V_{CE(max)} = 2 V_{in} + V_s \times \frac{V_s}{V_p} = 2V_{in} + \frac{V_o^2}{V_{in}}$$

$$600 < V_{CE(max)}$$

จากสมการเห็นได้ว่า $V_{CE(max)}$ มีค่ามากกว่า 600 โวลต์ขึ้นกับแรงดันเอาต์พุตในทางปฏิบัติทรานซิสเตอร์ หรือมอสเฟตที่นำมาใช้จะต้องทนแรงดันตกคร่อมมากกว่าที่คำนวณได้สักประมาณ 800 โวลต์



รูปที่ 3.5 กราฟ B-H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค



รูปที่ 8.6 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่ดัดแปลงใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง

อีกจุดที่สำคัญคือทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนกระแสคอลเล็กเตอร์ I_c ในขณะทำงานด้วยคือ

$$I_c = I_L \times \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

เมื่อ I_L คือ กระแสที่ไหลผ่านโหลดสูงสุด นอกจากนี้อาจหา I_c ได้จาก
โดยที่ คือ ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ (อยู่ในช่วง 60% - 90%)
คือ ค่าตัวชี้ไขเกิลสูงสุดของสัญญาณพัลส์จาก

วงจรควบคุม (ความกว้างของพัลส์)

คาบเวลาของพัลส์

ซึ่งโดยทั่วไป จะมีค่าต่ำกว่า 0.5 (0.4) แล้วแต่จะออกแบบ เช่น ถ้าสมมติ

ให้คอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพ ; เป็น 0.8 และ เป็น 0.4 ก็จะได้

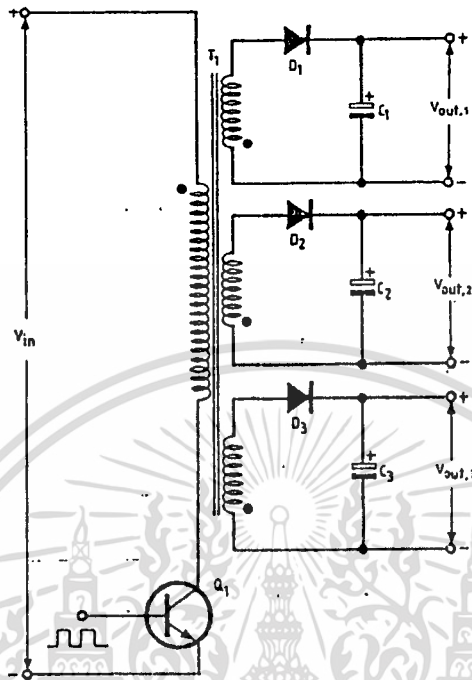
$$I_c = 6.25 \times \frac{P_{out}}{V_{in}}$$

หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ก

จากลักษณะการทำงานดังกล่าวมาจะเห็นได้ว่าหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะถูกขับเพียงทิศทางที่เป็นบวกทิศทางเดียวดังกราฟ B-H ในรูปที่ 8.5 ดังนั้นแกนที่ใช้จึงต้องมีปริมาตรใหญ่เป็นพิเศษ ปริมาณของแกนสามารถหาได้จากสูตรต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ<50>ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กที่ใช้แรงดันได้หลายระดับ

$$\text{ปริมาตรของแกน} = \frac{\mu_0 \mu_r I_L^2 L_{(max)} L_{out}}{B_{max}^2}$$

เมื่อ μ_0 คือ $4\pi \times 10^{-7}$

μ_r คือ ค่าความซึมซาบทางแม่เหล็กสัมพัทธ์เทียบกัน

I_L คือ กระแสที่จ่ายแก่โหลดสูง (แอมป์)

L_{out} คือ ค่าความเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (ไมโครเฮนรี่)

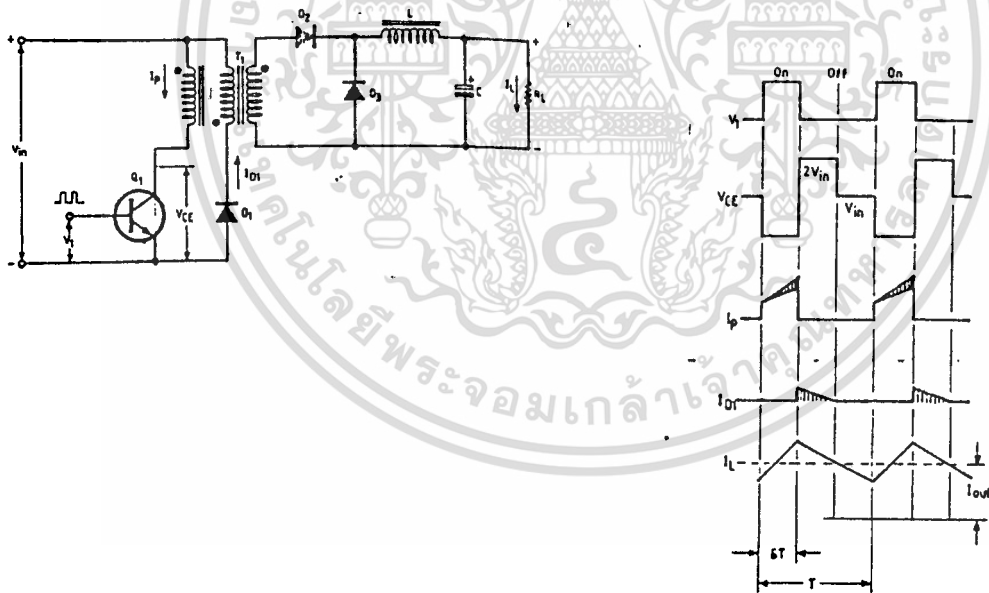
B_{max} คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (เวเบอร์/ตารางเมตร)

การเลือกใช้แกนจะต้องเลือกวัสดุที่มาทำแกนที่มีค่า μ_r มาก เพื่อลดขนาดเทอะทะของแกนและจำนวนรอบของขดลวดลง อันเป็นเหตุให้เกิดเป็นความร้อนสะสมขึ้นได้

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คในรูปแบบอื่น

จากที่กล่าวมาแล้วว่าอุปกรณ์สวิตชิ่ง เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้ประมาณ 800 โวลต์ ในขณะที่ไม่ทำงาน ซึ่งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันได้สูงมักมีราคาแพงจึงได้มีการปรับปรุงรูปแบบของวงจรมาเป็นดังรูปที่ 3.6 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวให้ทำงานพร้อมกัน ไดโอด D_1 และ D_2 จะทำหน้าที่เป็นแคลมป์ไบโอด (clamping diode) จำกัดแรงดัน V_{CE} ของทรานซิสเตอร์ให้ไม่เกิน V_{in} ดังนั้นจึงสามารถใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันเพียง 400 โวลต์ก็พอ

นอกจากนี้ถ้าต้องการแรงดันเอาต์พุตจากคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คหลาย ๆ ระดับก็สามารถทำได้ง่าย ๆ โดยการเพิ่มขดลวดที่มีหม้อแปลง ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.8 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

มีลักษณะวงจรและรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.8 เมื่อ Q_1 ทำงานมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิ (ด้านซ้าย) ของหม้อแปลง และเก็บพลังงานไว้ในรูปสนามแม่เหล็ก และยังส่งสนามแม่เหล็กบางส่วนไปคล้องเกี่ยวอีก 2 ขดที่เหลือ โดยแรงดันที่ขดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิจะมีขั้วเหมือนกันตลอด ดังนั้นในขณะนี้จะมีการไหลผ่านไดโอด D_2 ไปสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ และส่งต่อไปยังโหลด R_L ส่วน D_1 จะถูกไปแอสกลับ

เมื่อ Q_1 หยุดทำงานสนามแม่เหล็กในหม้อแปลงจะยุบตัวทำให้ขั้วแรงดันที่ขดทางด้านทุติยภูมิเปลี่ยนเป็นลบ D_2 จึงถูกไปแอสกลับ ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำจึงคายพลังงานโดยผ่าน R_L และ D_1

สำหรับขดลวดขดกลาง (ดีแมกนีโตเซชั่น) ของหม้อแปลง T_1 นั้นจะทำหน้าที่หักล้างสนามแม่เหล็กตกค้าง เมื่อ Q_1 หยุดทำงาน โดยจะส่งพลังงานแม่เหล็กด้านกลับจากทิศทางเดิมในรูปของกระแส ซึ่งก็คือพื้นที่ส่วนที่แรงงานรูปคลื่น i_{m1} และ i_{m2} นั้นเอง คำนวณได้จาก

$$I_{max} = \frac{T \delta_{(max)} V_{in}}{L}$$

เมื่อ $T_{(max)}$ คือ ช่วงเวลาที่ Q_1 นำกระแส

และ L คือ ค่าของตัวเหนี่ยวนำที่เอาต์พุต (ไมโครเฮนรี่)

ไดโอด D_1 ควรเป็นแบบฟาสต์รีคัฟเวอร์ที่ทนแรงดันย้อนกลับได้สูง

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

เนื่องจากการใส่ขดลวดแมกนีโตเซชั่นในหม้อแปลง และไดโอด D_1 จึงทำให้แรงดันตกคร่อม Q_1 (V_{CE}) ขณะหยุดนำกระแสถูกจำกัดเพียง 2 เท่าของแรงดันอินพุตเท่านั้น ดังแสดงให้เห็นในรูปคลื่น

เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแส i_e ไหลผ่านเท่ากับกระแส i_c จากที่เคยคำนวณได้จากคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็กรวมกับกระแสเนื่องจากสนามแม่เหล็กด้านกลับ ดังนี้

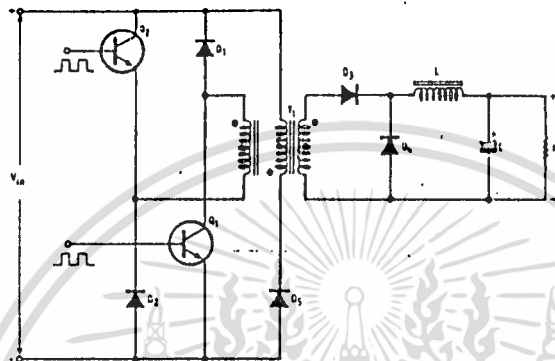
$$I_e = I_L \times \frac{n_s}{n_p} + \frac{T \times \delta_{(max)} V_{in}}{L}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ<53>จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_c = I_L \times \frac{n_s}{n_p} + \frac{n_p}{n_s} \frac{T}{L} V_{out}$$

เมื่อ T คือคาบเวลาการสวิตของ Q_L



รูปที่ 3.9 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดที่ถูกดัดแปลงให้ใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันต่ำลง

โดยปกติค่ากระแสจากสนามแม่เหล็กจะมีค่าน้อย เมื่อเทียบกับกระแส I_c สูงสุด ซึ่ง
โดยทั่วไปทางปฏิบัติสามารถตัดทิ้งไปได้นั้นคือให้ $I_c = I_L \times \frac{N_s}{N_p}$ ก็ได้

หม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

ปริมาตรแกนหม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดหาได้จากสูตร

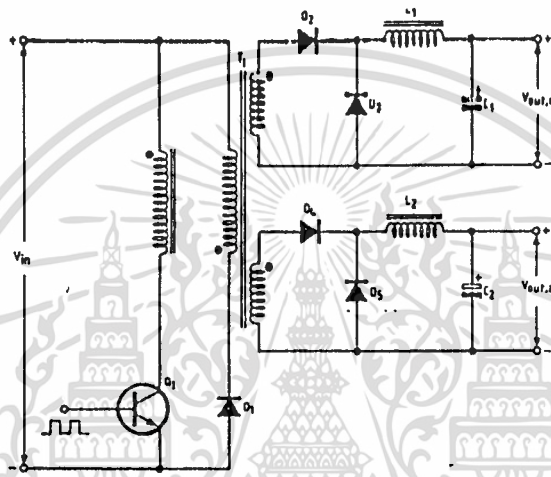
$$\text{ปริมาตรของแกน} = \frac{\mu_0 \mu_r I_{max}^2 L}{2 B_{max}}$$

$$\text{เมื่อ } I_{max} = \frac{n_p}{n_s} \frac{T}{L} V_{out}$$

ข้อพึงระวังสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นี้จะต้องกำหนดให้ค่าตัวไวเกิล (max) จะต้องต่ำกว่า 0.5 เพื่อไม่ให้หม้อแปลงถูกขั้วขมเข็ม ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสส่วนเกินที่ เรียกว่า กระแสสไปค์ ซึ่งค่าไหลผ่านทรานซิสเตอร์นานเกินไปจนอาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดในรูปแบบอื่น

ในกรณีที่ใช้แรงดันไฟตรงสูงขึ้น อาจจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ต่อกันเพื่อแบ่งแรงดันเช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค ดังแสดงในรูปที่ 3.9 โดยให้ Q_1 และ Q_2 สวิตช์ พร้อม ๆ กัน และถ้าต้องการแรงดันที่เอาต์พุตหลายระดับ ก็สามารถทำได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดที่ให้แรงดันเอาต์พุตหลายระดับ

คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

ดังที่กล่าวไว้ตอนต้นแล้วว่า คอนเวอร์เตอร์แบบนี้ เป็นการนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด 2 วงจรมาต่อรวมกันโดยให้ทำงานแบบผลัดกันส่งพลังงานไปยังโหลดในแต่ละครึ่งไซเคิล

ลักษณะวงจรเบื้องต้นของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล และรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 3.11 เมื่อ Q_1 นำกระแสก็จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T_1 จากจุด 2 ไปยังจุด 1 ดังนั้นจุด 5 และ 7 ทางด้านขดทุติยภูมิ จึงมีศักย์เป็นลบ เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงถูกไบแอสกลับ ในขณะที่ D_2 ได้รับไบแอสตรงนำกระแส I_{D2} ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และโหลด

เช่นเดียวกับเมื่อ Q_2 นำกระแสก็จะมีกระแสไหลผ่านจากจุด 3 ไปจุด 4 ของขดปฐมภูมิ ทำให้จุดที่ 5 และ 7 มีศักย์เป็นบวก เมื่อเทียบกับจุด 6 และ 8 ตามลำดับ D_1 จึงนำกระแสกลับ

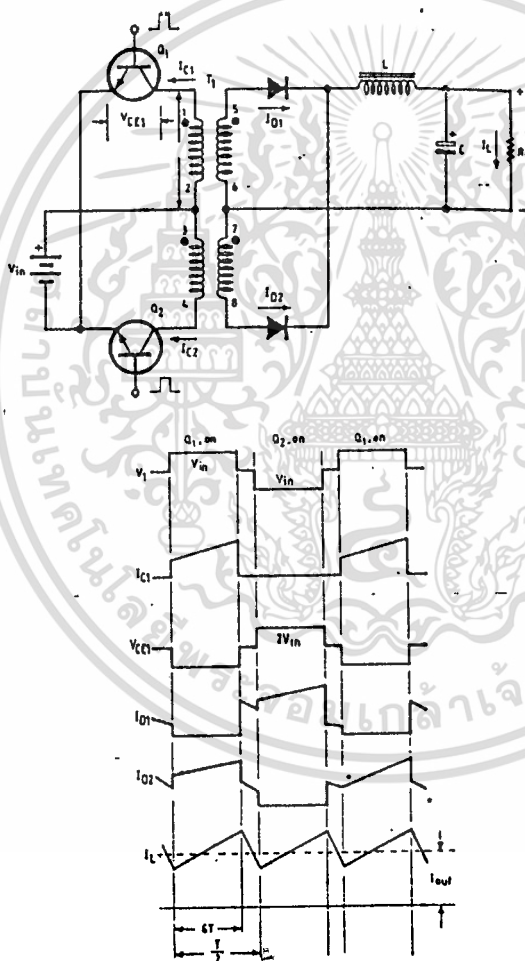
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา <55> ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและโหลด ในขณะที่ D_2 ถูกไบแอสกลับ แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อม โหลด R_L สามารถหาได้จากสูตร

$$V_{out} = 2 \times \delta_{(max)} V_{in} \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

โดยที่ค่า δ_{max} จะต้องมีค่าต่ำกว่า 0.5 เพื่อไม่ให้ทรานซิสเตอร์ทั้งสองนำกระแสพร้อมกัน ซึ่งจะทำให้พังทั้งคู่ ดังนั้น

ถ้าสมมติให้ $\delta_{max} = 0.4$ จะได้ $V_{out} = 0.8 V_{in} \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$



รูปที่ 3.11 คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูลและรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่าง ๆ

หม้อแปลงที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารจะถือว่าผิดกฎหมาย

แปลงที่ใช้จะถูกขับเพียงทิศทางเดียวกับกราฟ B-H จึงทำให้มีขนาดใหญ่และต้องมีช่องว่างระหว่างแกน แต่ในพหุ-พลคอนเวอร์เตอร์นี้ ถ้าให้ช่วงการนำกระแสที่ทรานซิสเตอร์ทั้งสองเท่ากัน หรือแปลงที่ใช้จะถูกขับทั้งสองทิศทางของกราฟ B-H ในพื้นที่ที่เท่ากัน (ดูรูปที่ 3.12) ดังนั้นปริมาณของแกนจึงสามารถลดลงได้ครึ่งหนึ่งและไม่จำเป็นต้องมีช่องว่างระหว่างแกน

$$\text{ปริมาณของแกน} = \frac{4 \mu_0 \mu_r I_{max}^2 L}{B_{max}^2}$$

$$\text{เมื่อ } I_{max} = \frac{n V_{out} T}{2g \cdot L}$$

การพิจารณาสามารถใช้ได้กับคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น ๆ ในตระกูลพหุ-พลได้ เช่น แบบฮาล์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์ ฯลฯ

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์แบบพหุ-พล

เนื่องจากในแต่ละครึ่งของคอนเวอร์เตอร์แบบพหุ-พลก็คือ ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวขณะไม่ทำงานคือ $V_{CE(max)} = 2 V_{in}$

ส่วนกระแส I_c สูงสุดที่ผ่านทรานซิสเตอร์แต่ละตัวขณะนำกระแสคือ

$$I_c = \frac{P_{out}}{\eta \delta_{(max)} V_{in}}$$

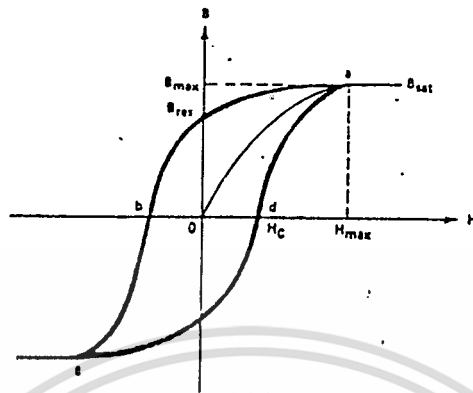
โดย $\delta_{(max)}$ คือ ค่าตัวตัดไขเกิลรวมของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง เช่น ค่าตัวตัดไขเกิลของฟิลล์ที่ป้อนแก่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวเป็น 0.4 ดังนั้น $\delta_{(max)} = 0.8$ ฯลฯ

และถ้าสมมติให้ประสิทธิภาพ ; $\eta = 0.8$ (80 %) และ $\delta_{(max)} = 0.8$ ดังนั้น

$$I_c = 1.6 \times \frac{P_{out}}{V_{in}}$$

ข้อเสียของวงจรพหุ-พล

แม้ว่าคอนเวอร์เตอร์แบบพหุ-พลจะมีข้อดีหลายอย่าง เช่น ปริมาณของแกนเล็กลง กระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต่ำ ทรานซิสเตอร์ ทั้งสองถูกขับด้วยกราวด์เดียวกัน ทำให้วงจรขับเบสไม่ยุ่งยาก ฯลฯ แต่ยังมีข้อเสียบางอย่างที่ทำให้ไม่เหมาะเท่าที่ควร



รูปที่ 3.12 กราฟ B-H ของหม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์ชว-พูล

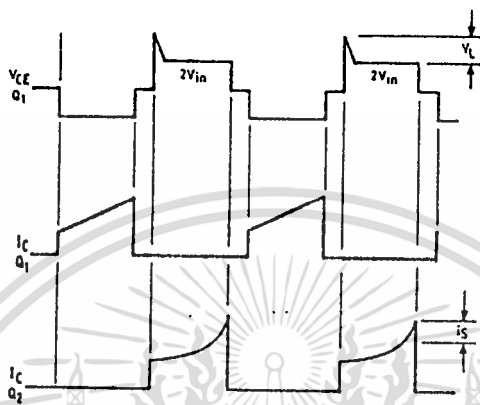
ข้อเสียอย่างแรกก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า 2 เท่าของแรงดันอินพุต บวกกับแรงดันสไปค์ซึ่งเกิดจากค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 12 นั้นหมายถึง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้มากกว่า 800 โวลต์ ในกรณีใช้ไฟ 220 Vac ซึ่งสิ่งนี้อาจจะเป็นปัญหาในการนำไปใช้กับโหลดที่ต้องการกำลังสูง ๆ เพราะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสและแรงดันสูง ๆ หายาก และราคาแพงมาก

นอกจากนี้รูปที่ 3.13 ยังแสดงถึงปัญหาข้อที่ 2 ของคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ นั่นคือ อันตรายจากการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงซึ่งทำให้ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้

ในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งทุกวันนี้ ได้มีการนำแกนเฟอร์ไรต์มาใช้กันอย่างกว้างขวาง เพราะว่าการสูญเสียในแกนต่ำที่ความถี่สูง แต่โซลิวชันที่มันมีความไวต่อการอิ่มตัวของแกนสูง เพราะว่ามีค่าความหนาแน่นของเส้นแม่เหล็ก (B) ดังนั้นไฟตรงเพียงเล็กน้อยก็สามารถขับให้แกนอิ่มตัวได้ซึ่งสิ่งนี้จะเกิดขึ้นอย่างแน่นอนในช่วงจรชว-พูล

เมื่อ Q_1 นำกระแสและ Q_2 ไม่ทำงาน เส้นแรงแม่เหล็กที่หม้อแปลงจะสวิงไปในทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H และจะกลับทิศทางหนึ่ง เมื่อ Q_1 นำกระแสแทน Q_2 และเพื่อให้ 2 พื้นที่กราฟ B-H ที่เกิดจากการสวิตช์ ของ Q_1 และ Q_2 เท่ากัน คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะต้องเท่ากันและต้องอยู่ในภาวะการทำงานและอุณหภูมิเดียวกัน ถ้าไม่เป็นดังที่กล่าว จะเกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้าง ในทิศทางใดทิศทางหนึ่งของกราฟ B-H ซึ่ง เปรียบเสมือนการป้อนไฟตรงให้แก่หม้อแปลงตลอดเวลา แกนของหม้อแปลงจึงอิ่มตัวเร็วขึ้นทำให้เกิดกระแสไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไขและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอสไปค์ ดังแสดงในรูปที่ 3.13 กระแสไปค์ที่เกิดขึ้นนี้จะทำให้เกิดการสูญเสียเป็นจำนวนมากในทรานซิสเตอร์จนทำให้อุณหภูมิสูงขึ้น ซึ่งจะยิ่งทำให้คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์แตกต่างกันมากขึ้นไปอีก ซึ่งผลอย่างนี้จะรุนแรงขึ้นเรื่อย ๆ จนทรานซิสเตอร์พังในที่สุด



รูปที่ 3.13 กราฟแสดงผลที่เกิดจากค่าเหนี่ยวนำเร็วไหลในวงจร พช-พล

แต่ข้อเสียดังกล่าวก็อาจกำจัดไปได้ โดยการพัฒนามาอยู่ในรูปของคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ฟบริดจ์ หรือฟูลบริดจ์ โดยเฉพาะแบบอาร์ฟบริดจ์นี้เป็นที่นิยมใช้กันมากในการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

คอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ฟบริดจ์

คอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ฟบริดจ์จัดว่าเป็นตระกูลเดียวกับพช-พล เพราะใช้หลักการเดียวกันคือ ใช้อุปกรณ์สวิตชิง 2 ตัว ช่วยกันส่งพลังงานไปที่โหลด ดังได้ในรูปที่ 3.14

จากรูปสังเกตได้ว่าขดปฐมภูมิแต่ละด้านของหม้อแปลงจะถูกต่ออยู่กับจุดที่มีแรงดันไฟตรงเป็นครึ่งหนึ่ง หรือประมาณ 160 Vdc ที่มีขั้วต่างกัน โดยที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นตัวสวิตช์ตัดต่อ ทำให้ได้คลื่นสี่เหลี่ยมที่มีขนาดแรงดัน 320 V... ป้อนแก่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง จากนั้นจึงทำการเรกติไฟร์และฟิลเตอร์แรงดันเอาต์พุตของขดทุติยภูมิด้วย D_1 , D_2 , L และ C_1 ได้เป็นไฟกระแสตรงป้อนแก่โหลด

ลักษณะการทำงานของวงจรดังนี้ แรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะไม่ทำ

งานมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุตครึ่งหนึ่งจึงสามารถใช้ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันไม่สูงนักได้ แต่ในลักษณะการทำงานเช่นนี้ก็มีข้อเสียเช่นกันคือกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานจะมีค่าเป็น 2 เท่าของแบบพุช-พูล

จุดประสงค์หนึ่งของวงจรนี้คือ ทำให้พื้นที่ทั้ง 2 ทิศทางของกราฟ B-H เท่ากันโดยอัตโนมัติ เพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัว จากรูปที่ 3.15 แสดงให้เห็นว่าทรานซิสเตอร์ (Q_1 และ Q_2) ที่มีคุณสมบัติการสวิตช์ที่ไม่เท่ากัน เช่น Q_1 หยุดทำงานช้ากว่า Q_2 ก็จะทำให้เกิดเป็นพื้นที่ C ดังรูปที่ 3.15 (ก) ซึ่งแสดงแรงดันที่เกินขึ้นมาถ้าปล่อยแรงดันซึ่งมีรูปคลื่นซิกบวกลบไม่เท่ากันนี้ไปขับหม้อแปลง ก็จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างขึ้นมาได้ ทำให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัวและทรานซิสเตอร์อาจจะพังในที่สุด วงจรนี้จึงใช้วิธีแก้โดยใส่ตัวเก็บประจุ C_1 ไว้คู่ปลั๊กสัญญาณก่อนป้อนแก่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง C_2 จะทำการเลื่อนระดับไฟตรงของสัญญาณเพื่อชดเชยให้พื้นที่ A_1 และ A_2 เท่ากัน ดังรูปที่ 3.15 (ข)

ตัวเก็บประจุคัปปลิง

ตัวเก็บประจุ C_2 ที่ใช้ในรูปที่ 3.14 โดยทั่วไปจะใช้ชนิดฟิล์มแบบไม่มีขั้ว และไม่ควรรู้ใช้แบบที่มีค่าความต้านทานแฝง (ESR) ต่ำ ๆ

การหาค่า C_2 ก็พอจะมีกฎเกณฑ์อยู่บ้างคือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน (V_{C_2}) จะต้องมีความอยู่ในช่วง 10 % ถึง 20 % ของแรงดัน $V_{in}/2$ ซึ่งถ้าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันมีค่ามากเกินไป จะทำให้เรกูเลชั่นของแหล่งจ่ายไฟแย่มากเมื่อไฟตก โดยค่า C_2 สามารถหาได้จากสูตร

$$C_2 = I \frac{dt}{dV_{C_2}}$$

เมื่อ I คือ กระแสเฉลี่ยที่ผ่าน C_2 ซึ่งก็คือ I_c

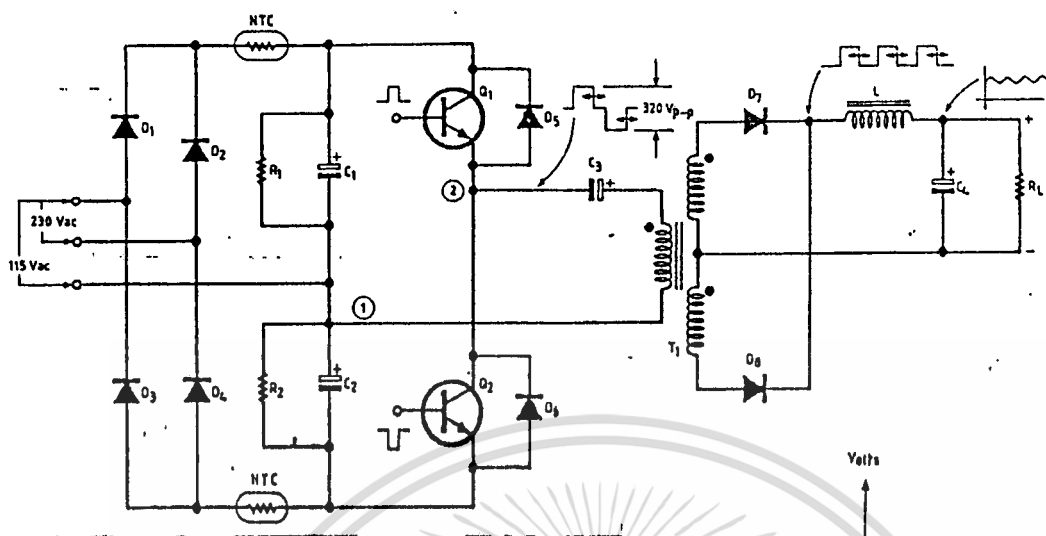
$$dt \text{ คือ ช่วงเวลาที่ } C_2 \text{ ทำการเก็บประจุ} = \frac{T \delta t(\max)}{2}$$

$$= \frac{I \times \delta t(\max)}{2f}; f = \text{ความถี่ในการสวิตช์}$$

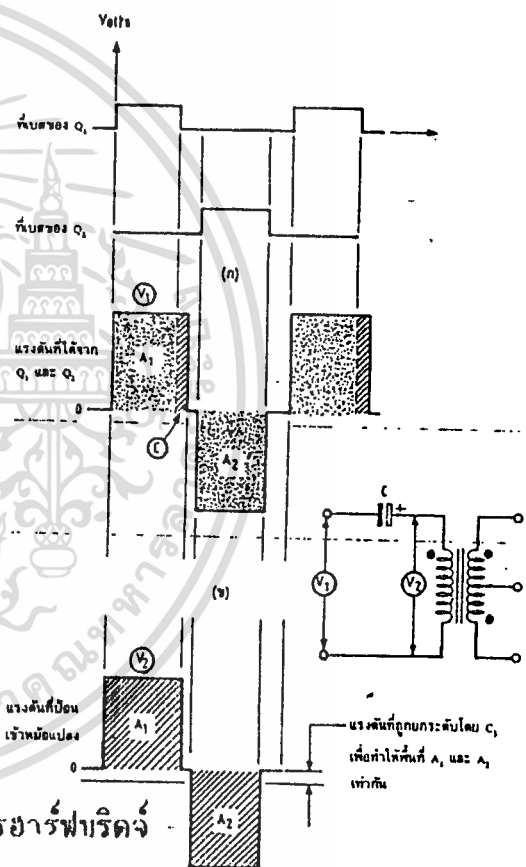
dV_{C_2} คือ แรงดันตกคร่อม C_2 ซึ่งอยู่ในช่วง 10 % - 20 % ของ $V_{in}/2$ โดยจะเลือกค่าให้เป็นเท่าไรก็ได้ที่อยู่ในช่วง ทำให้การหาค่า C_2 มีความยืดหยุ่นมากสามารถหาค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณก็ได้ ถ้าค่าที่คำนวณไม่มีขาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ฟริดจ์



รูปที่ 3.15 กราฟแสดงผลที่เกิดจากการใส่ตัวเก็บประจุในวงจรอาร์ฟริดจ์

ตัวอย่าง จงหาค่าของตัวเก็บประจุที่เปลี่ยน ในคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ฟริดจ์ โดยที่คอนเวอร์เตอร์มีขนาด 200 วัตต์ ทำงานที่ 20 kHz มีค่า $\eta_{L(max)}$ เป็น 80 %

วิธีทำ ช่วงเวลาที่ C ทำการเก็บประจุ : $dt = \frac{1 \times \delta t_{(max)}}{2f}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไขและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{0.8}{2 \times 20 \times 10^{-3}} = 20 \text{ } \mu\text{s}$$

$$\text{กระแสเฉลี่ยที่ผ่าน } C_g \text{ หรือ } I_c = \frac{3.2 P_{out}}{V_{in}} = \frac{3.2 \times 200 \text{ W}}{320 \text{ V}} = 2 \text{ A}$$

แต่จะเพื่อให้คอนเวอร์เตอร์อาจมีการเปลี่ยนแปลงของ $V_{in} \pm 20\%$ ซึ่งทำให้มีกระแสไหลสูงขึ้นเมื่อไฟตกมากและในกรณีนี้

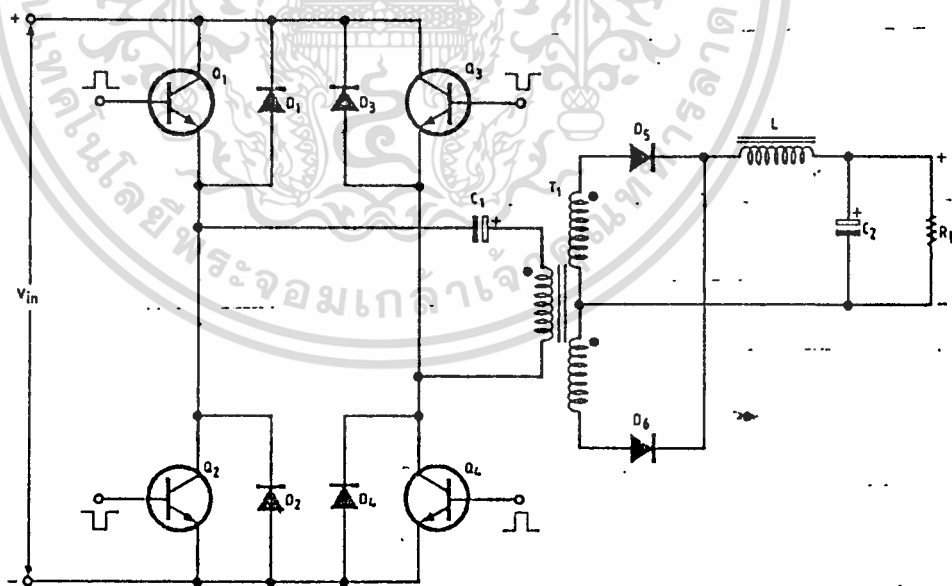
$$I_c = 2 + 0.2(2) = 2.4 \text{ A}$$

โดยการเลือกค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ (dVc) เป็น 32 โวลต์ (20 % ของ $V_{in}/2$)

$$C = I \frac{dt}{dV_c} = \frac{2.4 \times 20 \times 10^{-6}}{32} = 1.5 \text{ } \mu\text{F}$$

ไดโอดคอมมิวเตตติ้ง

ก็คือ ไดโอด D_5 และ D_6 ในรูปที่ 3.14 ซึ่งตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ มีหน้าที่ 2 อย่างคือ



รูปที่ 3.16 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

เอกสาร 1) เมื่อทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ไดโอดจะชักนำพลังงานจากค่าความเหนี่ยวนำในการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หม้อแปลงกลับคืนสู่ภาคเร็กติไฟร์และฟิลเตอร์ทางด้านอินพุต
ในวงจรพช-พูล จึงไม่เกิดขึ้นในวงจรอาร์ฟบริดจ์

ด้วยเหตุนี้แรงดันนี้ที่เคยเกิดขึ้น

2) ป้องกันคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์จากการสวิงที่เป็นลบ อันเนื่องมาจากการเพิ่ม
ขึ้นของเส้นแม่เหล็กในหม้อแปลงอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นการป้องกันทรานซิสเตอร์ไม่ให้พังเสียหาย
จากแรงดันย้อนกลับ

ไดโอดคอมมิวเตตติ้งมักจะเป็นแบบฟาสต์รีคัฟเวอร์ หรืออัลตราฟาสต์รีคัฟเวอร์ และ
ต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อยที่สุดเป็น 2 เท่าของแรงดัน V_{CE} ขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุด นำ
กระแส

คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

แม้ว่าจะประสบความสำเร็จจากวงจรอาร์ฟบริดจ์ในการลดแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์
ลงมาครึ่งหนึ่งของ V_{in} และป้องกันไม่ให้แกนของหม้อแปลงอิ่มตัวแล้ว แต่ว่ากระแสที่ไหล
ผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงานกลับเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของแบบพช-พูล ดังนั้นจึงมักใช้คอนเวอร์
เตอร์แบบอาร์ฟบริดจ์ ในงานที่ใช้กำลังต่ำและปานกลางไม่สูงมากนัก เพราะว่าเพาเวอร์ทราน
ซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟตที่ทนแรงดันประมาณ 400 ถึง 500 โวลต์แต่ละท่อนกระแสสูงๆ หายาก
และมีราคาแพง ด้วยเหตุนี้จึงได้เกิดวงจรฟูลบริดจ์ ซึ่งรวมลักษณะเด่นด้านแรงดันของวงจรอาร์
ฟบริดจ์ และด้านกระแสของวงจรพช-พูลไว้ ดังแสดงในรูปที่ 8.16 โดยการทำงานของทรานซิส
เตอร์ Q_1 ซึ่งนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 นำกระแสพร้อมกับ Q_3 โดยแต่ละคู่จะผลัดกันทำงาน
จากการทำงานเช่นนี้ จึงทำให้แรงดันที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลงมีแรงดันเปลี่ยนแปลงอยู่
ระหว่าง $+V_{in}$ และ $-V_{in}$ ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ (V_{CE}) ขณะไม่นำกระแส จึง
ไม่มากไปกว่า V_{in} อีกทั้งกระแสที่ไหลผ่านยังเท่ากับวงจรพช-พูลด้วย

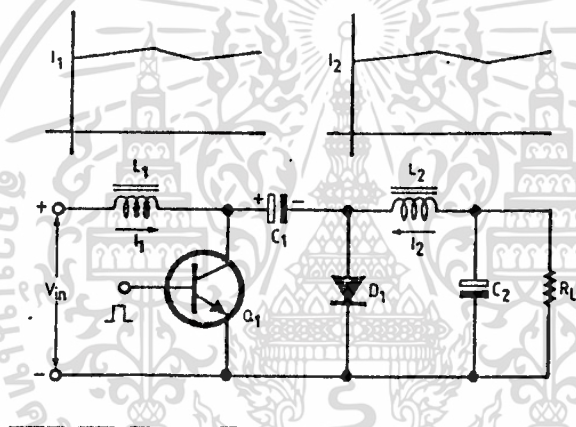
แต่ข้อเสียของวงจรนี้คือ ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และเนื่องจากต้องให้คู่ทรานซิส
เตอร์ทำงานไม่พร้อมกัน ดังนั้นจึงต้องแยกให้วงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์แต่ละคู่ออกจากกันโดย
เด็ดขาด

นอกจากนี้ คุณสมบัติอื่น ๆ ของวงจรและการหาค่าตัวเก็บประจุคัปปลิง ก็ยังคงเหมือน
กับคอนเวอร์เตอร์แบบอาร์ฟบริดจ์ ส่วนการใช้งานมักจะนิยมนำมาใช้งานกำลังปานกลางไปถึงสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์แบบช็อค (CUC).

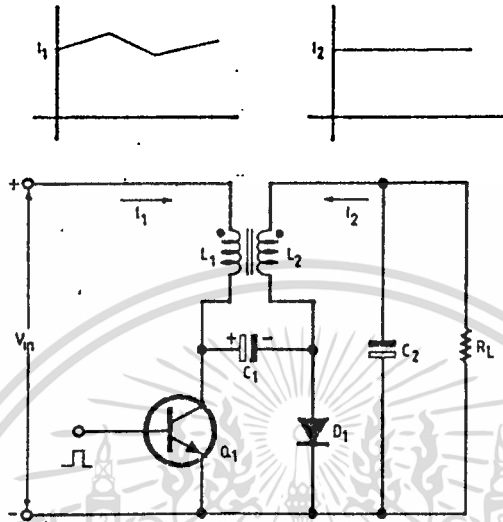
คอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ที่ผ่านมา จะมีคุณลักษณะของกระแสและแรงดันเอาต์พุตที่มีการกระเพื่อมอยู่ด้วย แต่เมื่อไม่กี่ปีที่ผ่านมาได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่ที่ทำให้คุณสมบัตพิเศษคือ ไม่มีการกระเพื่อมของแรงดันและกระแสที่เอาต์พุตเลย เรียกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่นี้ว่าช็อค ซึ่งเป็นชื่อผู้คิดค้นคือ ด็อกเตอร์เอสช็อค (Dr. S CUC)



รูปที่ 3.17 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบช็อค และกราฟของกระแสอินพุตเอาต์พุต

วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบช็อคจะเป็นดังรูปที่ 3.17 และการทำงานของวงจรเป็นดังนี้ ถ้าเริ่มแรกทรานซิสเตอร์ Q_1 ยังไม่ทำงาน ไดโอด D_1 จะได้รับไบแอสตรงนำกระแส ถูกไบแอสกลับ ตัวเก็บประจุ C_1 ก็จะคายประจุเป็นกระแส I_2 ไหลผ่าน Q_1 , C_2 , R_L และ L_2 ทำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตที่ไหลเป็นลบ ส่วนกระแส I_1 จะไหลผ่าน L_1 และ Q_1 เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสอีกครั้ง L_2 จะคายพลังงานเป็นกระแส I_2 ไหลผ่าน D_1 , C_2 และ R_L ทำให้เกิดแรงดันที่เอาต์พุต ส่วนกระแส I_1 ก็จะไหลผ่าน L_1 , C_1 และ D_1 ซึ่งจะสังเกตได้ว่ากระแสอินพุต และเอาต์พุตจะไหลอย่างต่อเนื่องตลอดเวลา และมีลักษณะใกล้เคียงกับกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



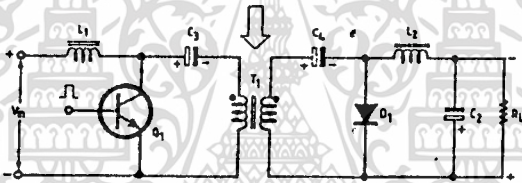
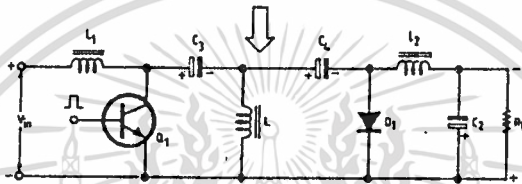
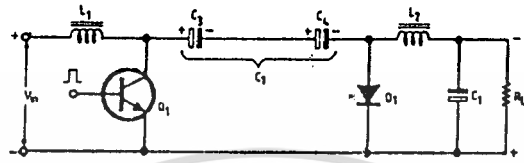
รูปที่ 3.18 การปรับปรุงโครงสร้าง L_1 และ L_2 ในคอนเวอร์เตอร์แบบบูค เพื่อผลทางด้านกระแสอินพุต/เอาต์พุต

ไฟตรงมาก โดยจะมีการกระเพื่อมเนื่องจากการสวิตชิ่งเพียงเล็กน้อย แต่ก็สามารถทำให้หมดนั้นคือต้องให้ L_1 และ L_2 พ้นอยู่บนแกนเดียวกันและมีจำนวนรอบเท่ากันดังแสดงให้เห็นในวงจรรูปที่ 3.18

แม้ว่าวงจรจะบรรลุจุดประสงค์ที่ต้องการ แต่การใช้งานของมันก็ยังอันตรายอยู่ เพราะไม่มีการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตและเอาต์พุต ดังนั้นเพื่อความปลอดภัยจึงต้องการแยกโดยมีขั้นตอนพื้นฐานอยู่ 3 ขั้นตอน ดังแสดงในรูปที่ 3.19

ในขั้นแรกจัดการแบบ C_4 ดังแสดงในรูปที่ 3.19 (ก) แต่เนื่องจากการทำเช่นนี้จะทำให้ที่จุดต่อของ C_3 และ C_4 มีแรงดันไม่แน่นอน จึงต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำ L ระหว่างจุดนี้กับกราวด์ดังรูปที่ 3.19 (ข) เมื่อทดลองให้ L มีค่ามากขึ้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุทั้งสองเกิดการเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยไม่กระทบกระเทือนการทำงานของวงจรแต่อย่างใด ดังนั้นถ้าจะเปลี่ยนตัวเหนี่ยวนำ L ให้เป็นหม้อแปลง T_1 เพื่อแยกจากกันทางไฟฟ้าดังในรูปที่ 3.19 (ค) ก็น่าจะให้คุณสมบัติอะไรที่ไม่มีแตกต่างจากวงจรเดิมนัก

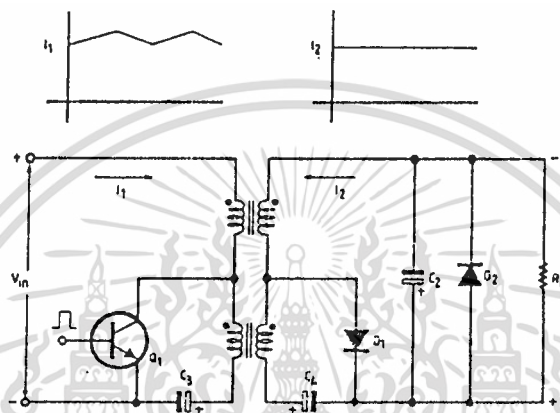
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



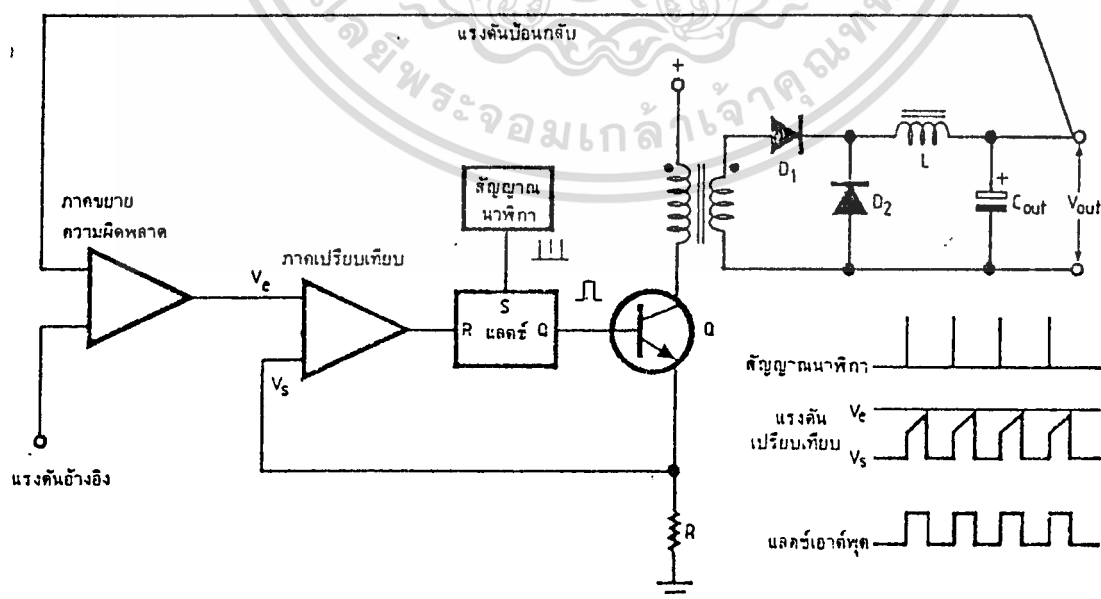
รูปที่ 3.19 การปรับปรุงโครงสร้างวงจรของคอนเวอร์เตอร์แบบซึกให้มีความปลอดภัยมากขึ้น

ในรูปที่ 3.20 เป็นคอนเวอร์เตอร์แบบซึกที่ใช้งานจริงจะสังเกตได้ว่าวงจรนี้จะย้าย C_u , C_v มาไว้อีกด้านหนึ่งของหม้อแปลงซึ่งต่างจากในรูปที่ 3.19 (ค) แต่ไม่ผลต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

แม้ว่าการใส่ L_1 และ L_2 จะช่วยลดกระแสสกรูที่เอาต์พุต แต่ทำให้เกิดผลข้างเคียงที่ไม่ดีอยู่เหมือนกันคือ เมื่อจ่ายไฟเข้าวงจร แรงดันที่เอาต์พุตจะกลับขั้วกับเมื่อตอนทำงานสภาวะนี้จะเกิดขึ้นในช่วงระยะเวลาสั้น ๆ แต่ก็อาจสร้างความเสียหายกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความไวได้จึงแก้ไขโดยไดโอด D_2 เพื่อจำกัดแรงดันนี้ไม่ให้เกิน 0.7 โวลต์



รูปที่ 3.20 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบซึกที่ใช้งานจริง และรูปคลื่นกระแสอินพุต/เอาต์พุต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
รูปที่ 3.21 บล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแสซิงเคิลเฟสโวลเทจ

คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแส

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้ลักษณะที่แตกต่างจากคอนเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้ PWM คือ คอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะใช้ส่วนหนึ่งของสัญญาณที่เอาต์พุตย้อนกลับมาควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L โดยตรง จะไม่ใช้การควบคุมด้วยไฟเกิลเช่น ในคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ PWM ต่อไป

ในรูปที่ 3.21 แสดงบล็อกไดอะแกรมของคอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแสชนิดฟอร์เวิร์ดที่ความถี่คงที่ โดยที่ภาคขยายความผิดพลาดจะทำการเปรียบเทียบผลของกระแสเอาต์พุตที่ผิดพลาดไปกับแรงดันอ้างอิง จะได้แรงดัน V_u เพื่อมาควบคุมกระแสสวิตสูงสุด ซึ่งเป็นสัดส่วนกับกระแสเอาต์พุตเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้มีข้อดีกว่าคอนเวอร์เตอร์แบบ PWM ทั่วไปคือ

- สามารถแก้ไขปรับปรุงเรกูเลชันในโลนได้ โดยอัตโนมัติและรวดเร็ว
- ควบคุมการจำกัดกระแสโดยอัตโนมัติ
- สามารถชดเชยโหลดได้ง่าย
- มีการตอบสนองต่อสภาวะทรานเซียนต์ที่ดีขึ้น
- สามารถนำเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หลาย ๆ ตัวมาต่อขนาน เพื่อให้ช่วยจ่ายกระแสแก่โหลดเท่า ๆ กันได้ง่าย

แต่วงจรแบบนี้ก็มีข้อเสียที่สำคัญมากดังนี้

- ลูปจะไม่มีเสถียรภาพเมื่อตัวไฟเกิลมีค่ามากกว่า 50 เปอร์เซ็นต์
- การตอบสนองในลูปน้อยกว่าที่เป็นจริง
- อาจเกิดการออสซิลเลตสร้างฮาร์มอนิกส์ย่อยได้
- ไวต่อสัญญาณรบกวน

อย่างไรก็ตาม ถ้าออกแบบด้วยความระมัดระวังและเลือกใช้อุปกรณ์ที่ดี ปัญหาดังกล่าวอาจลดลงหรือไม่มีเลยก็ได้ การใช้คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมกระแสจึงเป็นทางเลือกอีกทางหนึ่งที่อยู่ในความสนใจของผู้ออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง

คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์

คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ได้รับความนิยมมากในปัจจุบันไม่ว่าจะเป็นแบบขนานหรืออนุกรมสามารถให้มันทำงานที่ความถี่สูง 100 kHz ได้ ซึ่งจะทำให้แหล่งจ่ายไฟมีขนาดเล็กลง นอกจากนั้นไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์แบบนี้ยังมีสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำมาก และสามารถทำงานได้ดีแม้ว่าจะทำงานที่ความถี่สูง

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมก็เป็นแบบหนึ่งที่น่าสนใจอย่างกว้างขวาง เพราะมีข้อได้เปรียบว่าคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นตรงที่ให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าในระดับกำลังเอาต์พุตที่เท่า ๆ กัน เพราะว่าการสูญเสียที่เกิดจากสวิตช์ต่ำมาก (ที่เพาเวอร์มอสเฟตและไดโอดเรียงกระแส) จึงทำให้แผ่นระบายความร้อนที่ติดกับเพาเวอร์มอสเฟตมีขนาดเล็กลง จึงเป็นการลดขนาดและน้ำหนักโดยรวมของแหล่งจ่ายไฟลงไปด้วย ที่เป็นเช่นนี้ได้ก็เนื่องจากลักษณะการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบที่สวิตช์แรงดันไฟตรงเมื่อกระแสเดรนของเพาเวอร์มอสเฟต ลดลงจนเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงสามารถทำงานที่มีความถี่สูงได้ เป็นผลให้อุปกรณ์พวกหม้อแปลงและตัวเก็บประจุ มีขนาดเล็กลง เพราะกระแสที่เกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์แบบอนุกรมนี้จะ เป็นคลื่นรูปซายอย่างแท้จริง จึงไม่มีเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างรวดเร็ว ดังเช่นที่เกิดขึ้นในคอนเวอร์เตอร์แบบอื่น ๆ ที่มีลักษณะกระแสเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม ทำให้การแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI และ RFI มีระดับต่ำมาก ในที่นี้จะพิจารณาเฉพาะคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมเท่านั้น

คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรม

มีรูปแบบวงจรและสัญญาณที่เกี่ยวข้อง ดังแสดงในรูปที่ 3.22 ในสภาวะเริ่มแรกสมมติ ให้ มอสเฟส Q_1 และ Q_2 ยังไม่ทำงาน และตัวเก็บประจุ C_R ไม่มีประจุอยู่เลย ต่อมาป้อนพัลส์ t_1 เข้าขาเกตของ Q_1 ก็จะนำกระแส I_{a1} ไหลผ่านขดปฐมภูมิของ T_1 และวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม L_R C_R โดยที่ I_{a1} จะค่อยมีค่าเพิ่มขึ้นจากศูนย์ไปลักษณะซายไปประจุไว้ที่ C_R และส่งพลังงาน ผ่านหม้อแปลง T_1 ไปยังโหลด และ เมื่อ C_R เก็บประจุจนถึงค่าสูงสุด (กระแสหยุดจ่าย) แรงดันที่ตกคร่อม L_R ก็จะยุติการเพิ่มขึ้นและลดลง ทำให้ C_R พร้อมที่จะคายพลังงานที่สะสมออกมาผ่านหม้อแปลง T_1 และ L_R ทันทีที่ Q_2 ได้รับการทริกเกต

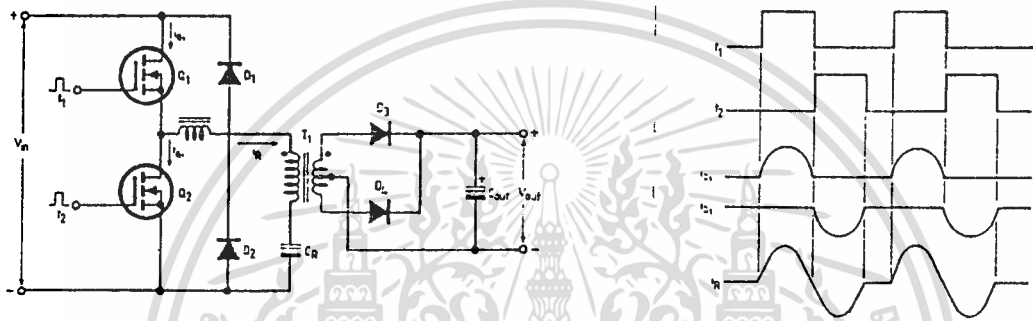
เมื่อ Q_2 ได้รับการทริกก็จะมีกระแส I_{a2} ผ่าน Q_2 เป็น I_{a2} ซึ่งกระแส I_{a2} จะมีทิศทางกลับกันจากเดิม ด้วยลักษณะเดียวกัน ดังนั้นกระแส I_{a1} จึงมีลักษณะเป็นคลื่นซายดังแสดงในรูปที่ 3.22 ทำให้แรงดันที่ขดทุติยภูมิเป็นคลื่นซาย เช่นกัน และจะถูกนำมาเรียงกระแสและกรองไฟโดย C_{out} เป็นแรงดันไฟตรง V_{out}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต

กระแสสูงสุด $I_{(max)}$ ในคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์จะเกิดขึ้น เมื่อแรงดัน V_{in} มีค่าสูงสุด $V_{in(max)}$ และกระแสไหลผ่าน Q_1 และ Q_2 โดยตรง ดังนั้นจึงต้องเลือกเพาเวอร์มอสเฟต Q_1 และ Q_2 ให้สามารถทนกระแสได้อย่างต่ำดังสมการ



รูปที่ 3.22 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์และรูปคลื่นสัญญาณ

$$I_{(max)} = \left(\frac{2 V_{in(max)} - I}{V_{in(min)}} \right) I_{low}$$

เมื่อ I_{low} คือ ค่ากระแสในขณะที่แรงดัน V_{in} มีค่าต่ำสุด ($V_{in(min)}$) โดยที่

$$I_{low} = \left(\frac{\pi}{2} \right) I_{prt}$$

เมื่อ I_{prt} คือ กระแสที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง π โดยที่

$$I_{prt} = \frac{2 P_{in}}{V_{in(min)}}$$

นอกจากนี้เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้จะต้องทนแรงดันได้มากกว่า $V_{in(max)}$ ด้วย

บทที่ 4

การออกแบบหม้อแปลงกำลัง

ขั้นแรกหาอัตราส่วนจำนวนรอบของขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ (N) ก่อน โดยที่

$$N = \frac{V_{in(min)}}{2V_{out}}$$

การออกแบบวงจรเรโซแนนซ์

จากคุณสมบัติต้านเอ็มพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตและกำลังเอาต์พุตดังนี้

$$Z_{out} = \frac{n \cdot V_{in(min)}^2}{2\pi P_{out}}$$

เมื่อ n คือ ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

จากนั้นหาค่า C_R และ L_R ได้โดย

$$C_R = \frac{1}{2\pi f Z_{out}}$$

$$L_R = \frac{Z_{out}}{2\pi f}$$

เมื่อ f คือ ความถี่ที่ให้คอนเวอร์เตอร์ทำงาน

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรเรโซแนนซ์ L_R

ขั้นแรกคำนวณหาพลังงานสูงสุด $W_{(max)}$ ที่สะสมในวงจรก่อนโดย

$$W_{(max)} = \frac{L_R I^2}{2} (max)$$

ต่อมาคำนวณหาความสามารถในการเก็บพลังงานของแกน H_{le} ที่ใช้พัน L_R โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{le} = \frac{2W_{(max)}}{B^2 A_e} \times 10^9$$

เมื่อ B คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแม่เหล็กของแกนมีหน่วยเป็นเกาส์ หรือเวเบอร์/ตารางเมตร โดยที่ $B = B_{(sat/2)}$

และ A_e คือ พื้นที่ของแกนมีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร แต่เนื่องจาก

$$H_{le} = NI_{(max)}$$

$$N = \frac{H_{le}}{I_{(max)}}$$

และเพื่อเป็นการป้องกันการอิ่มตัวของแกน จึงให้มีช่องว่างระหว่างแกน (air gap) ซึ่งหาได้โดย

$$l_g = \frac{NI_{(max)}}{H} = \frac{\mu NI_{(max)}}{B} = \frac{NI_{(max)}}{(B/\mu)}$$

เมื่อ μ คือ ค่าความซึมซาบทางแม่เหล็ก (permeability) ของแกนที่เลือกใช้ และ l_g มีหน่วยเป็นมิลลิเมตร

ตัวอย่าง จงออกแบบคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมขนาด 200 วัตต์ ให้ทำงานที่ความถี่ 200 kHz ประสิทธิภาพ 85 % และมีแรงดันอินพุตอยู่ในช่วง 200 ถึง 240 Vac

วิธีทำ ขั้นแรกต้องหาไฟตรงสูงสุดและต่ำสุดหลังจากผ่านการเรกติไฟร์และฟิลเตอร์สูงสุด

$$V_{in(max)} = 1.4 \times 200 = 280 \text{ Vdc}$$

$$V_{in(max)} = 1.4 \times 240 = 336 \text{ Vdc}$$

เนื่องจากกำลังเอาต์พุต ; $P_{out} = 200 \text{ W}$ และประสิทธิภาพ ; $\eta = 0.85$ ดังนั้น

$$P_{in} = \frac{200}{0.85} = 235 \text{ W}$$

กระแสเฉลี่ยขดปฐมภูมิหาได้จากสมการ

$$I_{pri} = \frac{2P_{in}}{V_{in(min)}} = \frac{2 \times 235}{280} = 1.68 \text{ A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{low} = \left(\frac{\pi}{2} \right) I_{pri} = \left(\frac{3.14}{2} \right) \times 1.68 = 2.64 \text{ A}$$

และ

$$\begin{aligned} I_{(max)} &= \frac{(2V_{in(max)} - 1) I_{low}}{V_{in(min)}} \\ &= (2 \times \frac{336}{280} - 1) \times 2.64 \\ &= 3.7 \text{ A} \end{aligned}$$

ดังนั้นเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้จะต้องทนกระแสเดรน ($I_{D(max)}$) ได้อย่างน้อย 3.7 แอมป์ และมีค่าแรงดัน ($V_{DS(max)}$) อย่างต่ำ 340 V

ต่อมาคำนวณหาค่า L_R และ C_R จาก

$$Z_{out} = \frac{n V_{in(max)}^2}{2\pi f P_{out}} = \frac{0.85 \times 280^2}{6.28 \times 235}$$

$$= 45 \Omega$$

$$C_R = \frac{1}{2\pi f Z_{out}} = \frac{1}{6.28 \times 200 \times 10^3 \times 45}$$

$$= 18 \text{ nF}$$

และ

$$L_R = \frac{45}{2\pi \times 200 \times 10^3}$$

$$= 35.8 \mu\text{H}$$

เนื่องจากพลังงานสะสมสูงสุดที่เก็บใน L_R จะเกิดขึ้นที่แรงดันอินพุตสูงสุด ดังนั้นพลังงานที่สะสมในวงจรหาได้จากสมการ

$$W_{(max)} = \frac{1}{2} \times L_R \times I_{(max)}^2$$

$$= \frac{1}{2} \times 35.8 \times 10^{-6} \times 3.7^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 243.7 \mu\text{J}$$

ให้แกนเฟอร์ไรต์ในการพัน L_R ซึ่งมีค่า $B = 1500 \text{ Wb/m}^2$ และ $A_c = 0.9 \text{ cm}^2$

$$H_{L_R} = \frac{2 \times 243.7 \times 10^6 \times 10}{1500 \times 0.9}$$

$$= 36.1 \text{ แอมป์-รอบ}$$

ต่อมาหาจำนวนรอบของ L_R ด้วยสมการ

$$N = \frac{H_{L_R}}{I_{\text{max}}} = \frac{36.1}{3.69} = 10 \text{ รอบ}$$

และช่องว่างระหว่างแกน :

$$l_g = \frac{N \cdot I_{\text{(max)}}}{(a/\mu)} = \frac{36.1}{(0.15 \times 4\pi \times 10^{-7})}$$

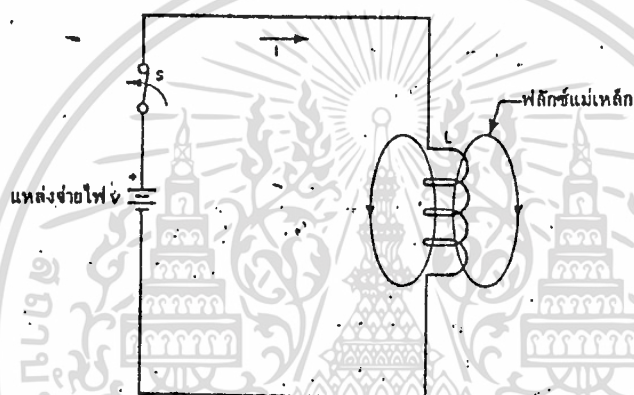
$$= 0.3 \text{ มิลลิเมตร}$$

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์ที่ออกแบบทำงานที่ความถี่สูง จึงต้องเลือกอุปกรณ์การใช้งานเป็นพิเศษ เช่น ลวดที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงควรใช้ลวดแบบลิตซ์ (Litz wire) เพื่อให้เกิดสกิน เอฟเฟกต์ (skin effect) ต่ำที่สุด นอกจากนี้เก็บประจุที่ใช้ควารเป็นแบบที่มีค่า ESR และ ESL ต่ำ และทนกระแสกระเพื่อมได้ดี โดยมากจะใช้แบบโพรไพลีน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับ แหล่งจ่ายสวิตชิง



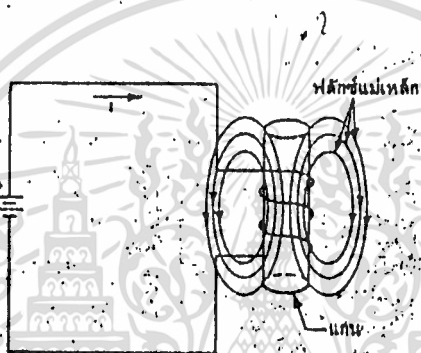
รูปที่ 5.1 แสดงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการผ่านกระแสเข้าขดลวด

หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้เพิ่มหรือลดแรงดันไฟสลับ โดยทั่วไปแล้ววิธีการออกแบบไม่ยุ่งยากเหมือนกับหม้อแปลงที่ใช้กับแหล่งจ่ายแบบสวิตชิง เนื่องจากแหล่งจ่ายแบบหลังนี้มีรูปคลื่นเป็นสี่เหลี่ยมมีความถี่สูงถึง 20 กิโลเฮิร์ตซ์ หรือกว่าและยังให้กำลังไฟสูงด้วย สำหรับสิ่งที่จะกล่าวต่อไปนี้เป็นทฤษฎีเบื้องต้นของหม้อแปลง แล้ววิธีการออกแบบหม้อแปลงสำหรับแหล่งจ่ายแบบสวิตชิง หม้อแปลงใช้หลักการของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในการส่งผ่านพลังงาน จึงควรทำความเข้าใจเรื่องแม่เหล็กไฟฟ้าเบื้องต้นก่อน

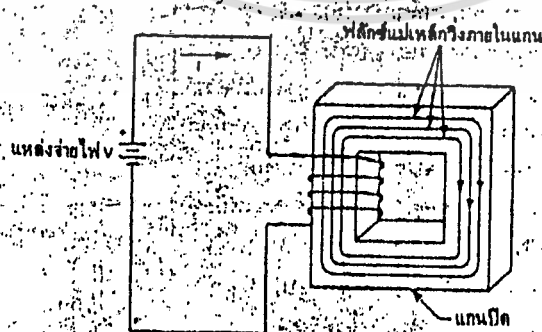
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีแม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 5.1 แสดงการนำลวดนำมาพันเป็นขดลวด มีแหล่งจ่ายไฟส่งกำลังงานผ่านลวด เมื่อ ลวดต่อวงจรกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบตัวนำ สนามแม่เหล็ก รอบขดลวดนี้เรียกว่า ฟลักซ์ (flux)



รูปที่ 5.2 การวางแท่งวัสดุที่เป็นแม่เหล็กตรงกลางทำให้ฟลักซ์เพิ่มขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 5.3 ถ้าใช้แกนแบบปลายเปิดฟลักซ์จะวิ่งอยู่ภายในห้องอ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.2 แสดงการพันขดลวดรอบแท่งวัสดุที่กลายเป็นแม่เหล็กได้ (เช่น เหล็ก, นิกเกิล, โคบอลต์ เรียกรวม ๆ ว่า เฟอโรแมกเนติก) แท่งวัสดุนี้ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กผลจึงทำให้ฟลักซ์หนาแน่นกว่า ฟลักซ์จะวิ่งอยู่ในแท่งวัสดุ ถ้าให้วัสดุต่อถึงกันตลอดการเหนี่ยวนำแม่เหล็กจะสูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 5.3

ปกติฟลักซ์แม่เหล็กจะถูกระบุเป็นความหนาแน่น (flux density) มีสัญลักษณ์เป็น B มีหน่วยเป็นเกาส์ (ปัจจุบันนิยมใช้เวเบอร์ต่อตารางเมตร) และความเข้มของสนามแม่เหล็ก (magnetic field intensity) มีสัญลักษณ์เป็น H มีหน่วยเป็นเออร์สเตด (ปัจจุบันนิยมใช้แอมป์ต่อเมตร) โดย

$$H = \frac{0.4\pi NI}{l_i} \dots\dots\dots 1$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดลวด

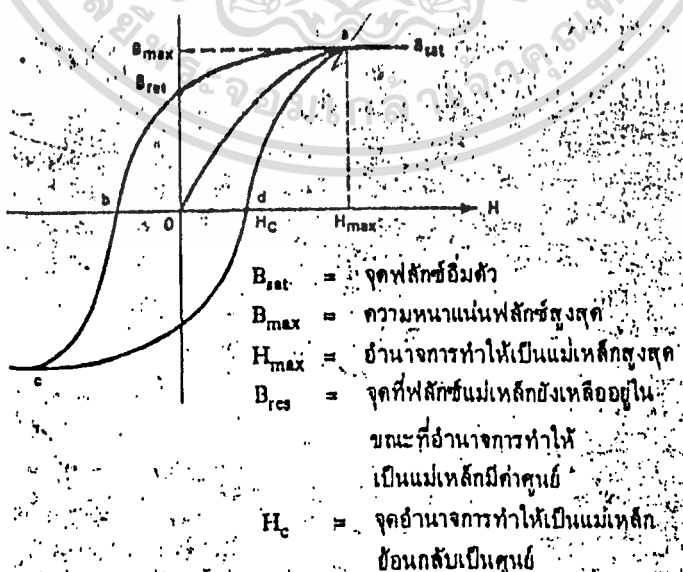
l_i คือ กระแสที่ไหลผ่านขดลวด

l_i คือ ความยาวของแกน

ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นของฟลักซ์ต่อความเข้มของสนามแม่เหล็กจะเป็น

$$\mu = \frac{B}{H} \dots\dots\dots 2$$

μ (มิว) คือ ค่ายอมรับ (permeability) ของแกนหมายถึง คุณสมบัติของวัสดุในอ้อมยอมให้อำนาจแม่เหล็กผ่านไปได้มากหรือน้อย สำหรับอากาศมี $\mu = 1$



รูปที่ 5.4 แสดงคุณสมบัติของฮิสเตอร์รีซิสานแกน B-H

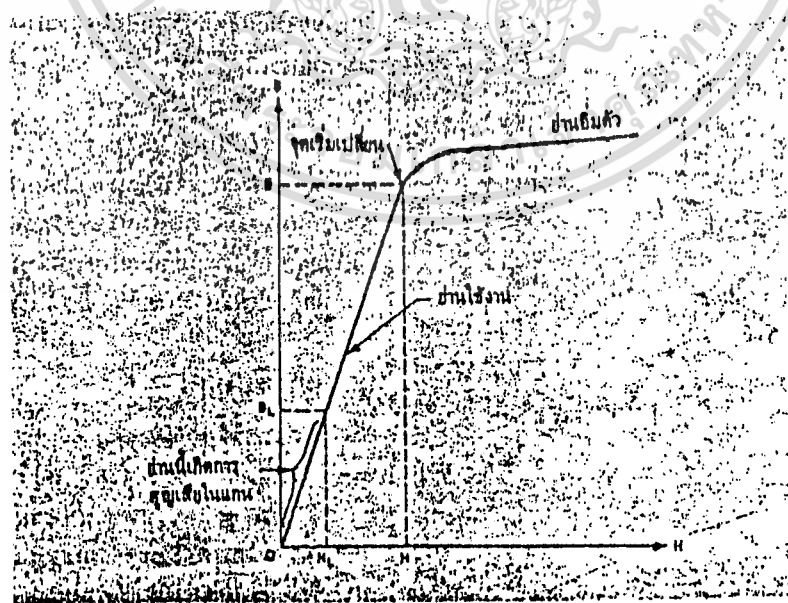
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฮิสเตอร์รีซิสหลูป

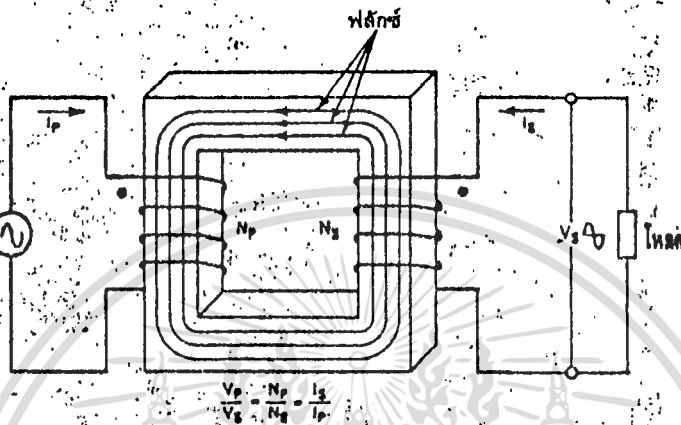
ฮิสเตอร์รีซิสหลูป (hysteresis) คือ คุณสมบัติการเป็นแม่เหล็กของวัสดุ โดยใช้ความสัมพันธ์ของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก (B) และความเข้มของเส้นแรงแม่เหล็ก (H) สามารถหาคุณสมบัติโดยใช้ B - H curve จากรูปที่ 5.4 สมมติเริ่มที่จุดศูนย์ เมื่อเพิ่มความเข้มของสนามแม่เหล็กค่าความหนาแน่นฟลักซ์ขึ้นเป็นเชิงเส้น จนกระทั่งถึงจุด a ที่ความหนาแน่นของฟลักซ์ไม่เพิ่มขึ้นเรียกว่า ฟลักซ์อิ่มตัว (B_{sat}) หลังจากลดความเข้มของสนามแม่เหล็ก จนกระทั่งเป็นศูนย์ ความหนาแน่นของฟลักซ์จะไม่ตกเป็นศูนย์ตาม ถ้าให้ความเข้มสนามแม่เหล็กกลับทาง ความหนาแน่นของฟลักซ์จะลดลงเป็นศูนย์และมีคุณสมบัติในทางตรงกันข้ามเหมือนกัน จึงได้เส้นโค้งลักษณะตัวรูปที่ 5.5 แสดงคุณสมบัติของแกนที่ใช้งานปกติจะให้ทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรงเพื่อลดการสูญเสีย

ทฤษฎีหม้อแปลง

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่า เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดที่พันรอบแกนปิดจะเกิดกระแสฟลักซ์เหนี่ยวนำในแกน ถ้ากระแสที่จ่ายให้มีการเปลี่ยนแปลงไปมา ฟลักซ์จะเปลี่ยนไปมาด้วย ถ้าเรานำขดลวดอีกขดมาพันรอบแกนนี้จะเกิดแรงดันและกระแสเหนี่ยวนำเราเรียกว่า หม้อแปลง



รูปที่ 5.5 แสดงลักษณะของการเป็นแม่เหล็กในช่วงที่เป็นเส้นตรงและอิ่มตัวนำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อ<78>ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 แสดงหม้อแปลงแบบสองขด

รูปที่ 5.6 แสดงลักษณะหม้อแปลงแบบง่าย ๆ ขดลวดทางอินพุตเรียกว่าขดปฐมภูมิ และทางเอาต์พุตเรียกว่าขดทุติยภูมิ ความสัมพันธ์ของจำนวนรอบขดลวดและแรงดันจะมีอัตราส่วนที่คงที่คือ

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \dots\dots\dots 3$$

N_p และ V_p คือ จำนวนรอบขดลวดและแรงดันด้านปฐมภูมิ

N_s และ V_s คือ จำนวนรอบขดลวดและแรงดันด้านทุติยภูมิ

แรงดันเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นของฟลักซ์ ถ้าเราให้ B อยู่ในวงเล็บตรงเราจะได้

$$B_{max} = \frac{V_p \times 10}{\pi f N_p A_e} \dots\dots\dots 4$$

เมื่อ B_{max} คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด

V_p คือ แรงดันด้านปฐมภูมิเป็นโวลต์

f คือ ความถี่เป็นเฮิรตซ์

N_p คือ จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับอาจารย์และนักศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็นตารางเซนติเมตร

K คือ ค่าคงที่มีค่า 4.44 สำหรับแรงดันชายและ 4.0 สำหรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยม
ปกติค่า B_{max} จะเลือกที่ค่า $B_{min}/2$ เพื่อให้แน่ใจว่าทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรง

ตัวประกอบสำคัญอีกสิ่งหนึ่งคือ พื้นที่สำหรับการวางเส้นลวดนำ ซึ่งปกติจะพันอยู่บนตัวบ็อบบิน (Bobbin) นี้จะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย สำหรับความสามารถในการจ่ายกำลังของแกนแม่เหล็กคำนวณจาก

$$P_{out} = (1.16 B_{max} f d A_c) \times 10^{-9} \dots\dots\dots 5$$

P_{out} คือ กำลังที่จ่ายให้เป็นวัตต์

d คือ ความหนาของกระแสไฟในลวดตัวนำเป็นแอมมิต่อตารางเมตร

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเป็นตารางเซนติเมตร

A_c คือพื้นที่สำหรับพันขดลวดบนบ็อบบินเป็นตารางเซนติเมตร

บางบริษัทพื้นที่ของบ็อบบินใช้สัญลักษณ์ W_b หรือหน้าต่างบ็อบบิ้นความหนาแน่นของกระแสในสายใช้เซอร์คูลาร์มิลส์ต่อแอมป์ (c.m./A) สัญลักษณ์ D โดย

$$d = \frac{1.27 \times 10^6}{D} \dots\dots\dots 6$$

นำค่า d แทนลงในสมการ 5 จะได้

$$P_{out} = \left(\frac{1.47 f B_{max} A_c}{D} \right) \times 10^{-3}$$

ค่า D จะเทียบกับค่า 100 เซอร์คูลาร์มิลส์คือแอมป์ ในทางปฏิบัติจะให้ค่าเพียง 00.400 เพื่อความปลอดภัยของสาย

สมการที่ 7 นี้ใช้สำหรับคำนวณเลือกขนาดของแกนที่จะใช้พัน

ตารางที่ 1 แกนเฟอร์ไรต์ของบริษัทต่าง ๆ

material	manufacturer
3C8	Ferroxcube
24B	Slackpole

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น Fair-Rite Product ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ<80>จะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

F, T

magnetics, Inc.

H7C1

TDK

N27

Siemens

ตารางที่ 2 แสดงผ่านข้อมูลของสายที่ใช้พันหม้อแปลง

Diameter over insulation (inches)					Nominal Resistance per 1000 circular mil area ft	Curren capacity in milliamperes based on 1000 c.m./A	AWG
AWG	Min	Max					
8	0.130	0.133	16510		0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090		0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380		0.9985	10380	10

Diameter over insulation (inches)					Nominal Resistance per 1000 ft	Current capacity in milliamperes based on
AWG	Min	Max	mil area		1000 c.m./A	AWG
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	302	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8	26
27	0.0517	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.1	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.00101	0.0108	79.2	130.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35

การเลือกลักษณะแกนและชนิดของวัสดุ

วัสดุที่ทำเป็นแกนหม้อแปลงทั่วๆไป สามารถทำเป็นแกนหม้อแปลงความถี่สูงได้ แต่ที่นิยมใช้มากที่สุด คือ วัสดุเฟอร์ไรต์ เพราะความหนาแน่นของฟลักซ์อยู่ในช่วง 3000-5000 เกาส์ มีการสูญเสียต่ำ ประกอบง่าย แกนเฟอร์ไรต์มีรูปร่าง และขนาดมากมายมีทั้งลักษณะแกนที่เ็น EE, EI, EC ซึ่งใช้กับกำลังไฟสูง ๆ และ แกนพอด (POT) เหมาะสำหรับใช้กับกำลังไฟปานกลาง (20-200วัตต์) ตารางที่ 1 แสดงแกนเฟอร์ไรต์ของบริษัทต่าง ๆ ตารางที่ 2 แสดงขนาดของสายที่ใช้อยู่ตามมาตรฐาน AWG (American Wire Gauge)

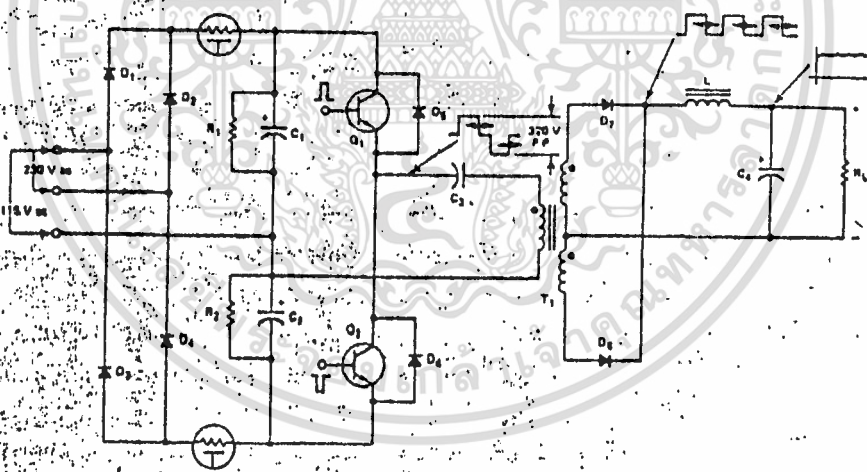
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างการออกแบบ

ต้องการหม้อแปลงกำลังไฟ 100 วัตต์ ทำงานที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำงานจากฟลักซ์ 90-130 โวลต์ และ 180-260 โวลต์ แรงดันที่เอาต์พุต 5 โวลต์ กระแส 20 แอมป์ ใช้วงจรอาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์รูปที่ 5.7

ขั้นตอนการออกแบบ

1. เลือกลักษณะแกนฟอร์ไรต์ สมมติเลือกแกนแบบพอดรู่น 3C8
2. เลือก B_{max} จากแผ่นข้อมูล 3C8 ฟลักซ์อิ่มตัวที่ 100 อนุศาเซลเซียส, B_{sat} 3,300 เกาส์ เลือก B_{max} ที่แรงดันฟลักซ์ต่ำสุด 90 โวลต์ เป็น 1600 เกาส์ เพื่อให้แน่ใจว่าที่แรงดัน



รูปที่ 5.7 วงจรอาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นตัวอย่างในการออกแบบ

130 โวลต์ B_{max} ยังต่ำกว่า 3300 เกาส์ หม้อแปลงจึงยังไม่อิ่มตัว

3. คำนวณหากระแสสูงสุดของหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ (I_p) ขณะที่แรงดันฟลักซ์ต่ำสุด 90 โวลต์ เมื่อผ่านไดโอดเรียงกระแสแล้วแรงดันอินพุตที่เป็นไปได้คือ $V_{in} = 2(90 \times 1.4) = 252$ โวลต์สำหรับคอนเวอร์เตอร์ประเภทนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ <83> ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_p = \frac{3P_{out}}{V_{in}}$$

$$= \frac{3 \times 100}{252}$$

$$= 1.19 \text{ แอมป์}$$

4. เลือกขนาดแกนและบ๊อบบิน จากสมการที่ 7 โดยให้ d เป็น 400 เซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์

ใช้สมการที่ 7 หาจะได้

$$A_p A_c = \frac{0.68 \times 100 \times 400 \times 10^3}{20 \times 10^3 \times 1600}$$

$$= 0.850 \text{ cm}^4$$

การเลือกพื้นที่หน้าตัดของแกนและพื้นที่หน้าตัดบ๊อบบิน ปกติจะให้สูงกว่าค่าที่คำนวณไว้ อย่างน้อย 50 เปอร์เซ็นต์ จึงเลือกแกนเฟอร์ไรต์รุ่น 3622-PL00-3C8 และบ๊อบบินรุ่น 3622F1D จากแผ่นข้อมูลจะได้ $A_p = 2.02$ ตารางเซนติเมตร และ $A_c = 0.748$ ตารางเซนติเมตร ผลคูณ $A_p A_c = 1.5$ ค่านี้ใช้ได้

5. เลือกขนาดของสายและจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ จากค่าความหนาแน่นของกระแสในสายเป็น 400 ดังนั้น ขนาดสายจะเป็น $400 \times 1.19 = 476$ เซอร์คูลาร์มิลล์ตรงกับเบอร์ 23 AWG จากแผ่นข้อมูลของ 3600F1D ถ้าใช้สายเบอร์ 23 AWG พันจะได้ 180 รอบในทางปฏิบัติจะกินพื้นที่ 30 เปอร์เซ็นต์ของบ๊อบบิน ถ้าพันรอบขดลวดปฐมภูมิต่ำกว่า 60 รอบ ขนาดของบ๊อบบินจะใช้ได้

คำนวณจากรอบที่แรงดันไฟสลับ 90 โวลต์ และให้แรงดันกระแสเพื่อบริการหลังจากกรองแล้ว 20 โวลต์ จะได้

$$V_{in} \text{ ต่ำสุด} = (90 \times 1.414) - 20$$

$$= 107 \text{ โวลต์ดีซี}$$

ใช้สมการที่ 4 คำนวณหาจะได้

$$N_p = \frac{107 \times 10^8}{4 \times 1600 \times 20 \times 10^3 \times 2.20}$$

$$= 41.3 \text{ รอบ}$$

เราจะปัดเป็น 40 รอบ ซึ่งต่ำกว่า 60 รอบ ดังนั้น บ๊อบบินที่เลือกใช้กับแกนนี้ได้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อความจะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. คำนวณหา B_{max} ที่ V_{in} สูงสุดจาก

$$V_{in} \text{ สูงสุด} = (130 \times 1.414) + 120 \\ = 202 \text{ โวลต์ดีซี}$$

คำนวณจากสมการที่ 4

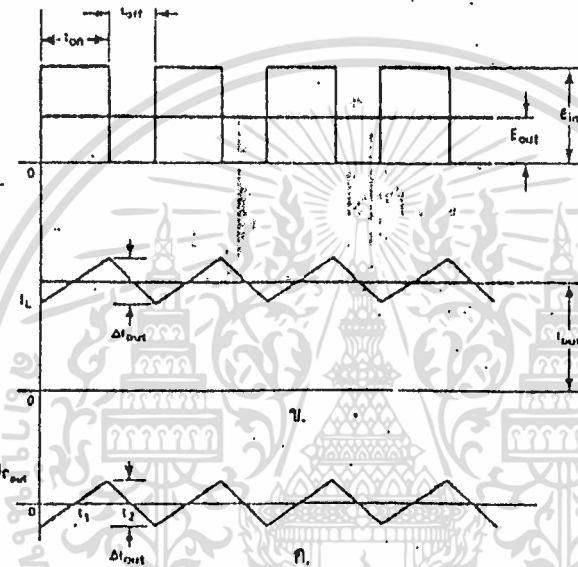
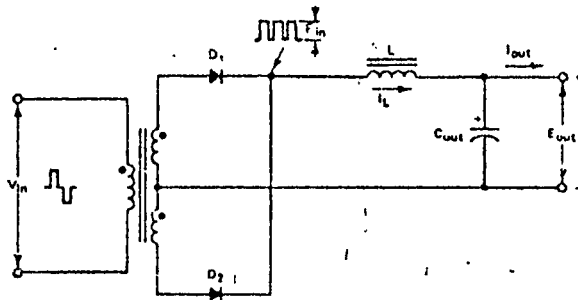
$$B_{max} = \frac{202 \times 10^8}{4 \times 40 \times 20 \times 10^3 \times 2.02} \\ = 3125 \text{ เกาส์}$$

ค่าที่ได้ยังต่ำกว่าที่ระบุในแผ่นข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์รุ่น 3C8 จึงยังใช้ได้

7. คำนวณหาจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ จากวงจรรูปที่ 5.7 แรงดันเอาต์พุตได้จากไดโอดเรียงกระแสแบบฟูลเวฟโดยใช้เทคนิคพัลส์สวิตช์มอดูเลชัน แรงดันขดลวดทุติยภูมิเท่ากับ $2V_{out}$ ที่ V_{in} ต่ำสุด ตัวประกอบ 2 เป็นค่าตัวดีไซเคิลที่ 50 เปอร์เซ็นต์ จากสมการที่ 3 จะได้ว่า

$$N_s = \frac{N_p V_p}{V_p} \\ = \frac{40 \times 10}{10^7} \\ = 3.47 \text{ รอบ}$$

จำนวนรอบด้ายทุติยภูมิประมาณเป็น 4 รอบ



รูปที่ 5.8 แสดงขดลวดใช้เกอต์พุตและรูปคลื่นแรงดันกับกระแส

- (ก) ภาคเกอต์พุตของอาร์ฟริดจ์คอนเวอร์เตอร์
- (ข) รูปคลื่นแรงดันและกระแส
- (ค) รูปคลื่นกระแสเกอต์พุตที่กระแสเพิ่ม

8. คำนวณหาขนาดของสายต้านทานทุติยภูมิ จากวงจรรูปที่ 5.7 กระแสเกอต์พุตได้จากไดโอดเรียงกระแสฟูลเวฟ หม้อแปลงมีแทปกลาง ขดลวดแต่ละด้านให้กระแสต้านและครึ่งคือ 10 แอมป์ จากค่าความหนาแน่นกระแสเป็น 400 เซอร์คิวลาร์มิลล์ต่อแอมป์ ได้ขนาดของสายเป็น 400×10 เท่ากับ 4000 เซอร์คิวลาร์มิลล์ ตรงกับสายเบอร์ 14 AWG

9. ตรวจสอบความหนาแน่นพอดิ (ความพิต) ของการพันขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิโดยคิดจากความกว้างของบ็อนบีนหารด้วยเส้นผ่าศูนย์กลางของสายเพื่อหาจำนวนชั้นของขดลวด ขดลวดไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ<86>ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปฏิกิริยาใช้สายเบอร์ 23AWG มีขนาด 0.025 นิ้ว ความกว้างของบ๊อบบิน 0.509 นิ้วใน 1 ชั้นจะ
 พันได้ 0.509/0.025 เท่ากับ 20.4 รอบดังนั้น ขดลวดทุติยภูมิพันใช้สายเบอร์ 14 AWG มี
 ขนาด 0.0682 นิ้วใน 1 ชั้นจะพันได้ 0.509/0.0682 เท่ากับ 7.46 รอบ ดังนั้น ขดลวดทุติยภูมิ
 พัน 1 ชั้น เท่านั้น ความหนาทั้งหมดเป็น $2(0.025) + 0.068 = 0.118$ นิ้ว ความสูงของบ๊อบ
 บิน 0.26 นิ้ว การออกแบบถูกต้องใช้ได้

การออกแบบโซ่ที่เอาต์พุต

ขั้นตอนที่กล่าวมาข้างต้นเป็นขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับขดลวดโซ่ที่เอาต์
 พูตวิธีการออกแบบจะแตกต่างกันเล็กน้อย จุดมุ่งหมายการใช้ขดลวดโซ่ก็เพื่อสะสมพลังงานในช่วง
 ที่อยู่ในสภาวะจากเพื่อรักษาให้กระแสเอาต์พุตคงที่ และช่วยให้แรงดันเอาต์พุตเรียบขึ้นเมื่อการกระ
 เพื่อมน้อยอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

รูปที่ 5.8 ก. แสดงเอาต์พุตของอาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งให้เทคนิคพัลส์มอดูเลเตอร์
 รูป ข. และ ค. แสดงรูปคลื่นแรงดันอินพุตและเอาต์พุต, รูปคลื่นกระแสที่เอาต์พุตและกระแสที่กระ
 เพื่อม (ΔI_{out}) ตามลำดับ

จากทฤษฎีไฟฟ้าพื้นฐาน เราหาแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (V_L)
 ได้จากสูตร

$$V_L = L \frac{di}{dt} \dots\dots\dots 8$$

เนื่องจาก

$$V_L = E_{in} - E_{out}$$

และ

$$d_i = \Delta I_L$$

จากสมการที่ 8 ได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ

$$L = \frac{(E_{in} - E_{out})}{\Delta I_L} \dots\dots\dots 9$$

คุณสมบัติของอาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ข้อหนึ่งคือ แรงดันอินพุต (E_{in}) จะเป็นสองเท่าของ
 แรงดันเอาต์พุต (E_{out}) ดังนั้น $E_{in} - E_{out} = E_{out}$ ช่วงเวลา Δt คือเวลาที่
 หายครึ่ง (dead หรือ notch time, t_{off}) เกิดขึ้นระหว่างช่วงการเปลี่ยนรูปคลื่นจากบวกเป็น

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อ<87>ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลบหรืออาจลบเป็นบวกของไฟสลัป ดังนั้น หน้าทีของโซ่ก็จึงอยู่ในช่วง คือจ่ายกระแสเอาต์พุตอย่างต่อเนื่องในระหว่างช่วง dead time นั้นเอง เราสามารถหาช่วงเวลานี้ได้

$$t_{off} = \frac{1}{2} \left[\frac{1 - E_{out}/E_{in}}{f} \right] \dots \dots \dots 10$$

เมื่อ f คือ ความถี่ของคอนเวอร์เตอร์มีหน่วยกิโลเฮิรตซ์

ปกติค่า Δi_L จะไม่มากกว่า $0.25 I_{out}$ ดังนั้นเขียนสมการ 8 ได้ใหม่ว่า

$$L = \frac{E_{out} t_{off}}{0.25 I_{out}} \dots \dots \dots 11$$

ค่าที่ได้จากการคำนวณจะใกล้เคียงกับทางปฏิบัติ หลังจากนี้ไปเราจะเลือกแกนและขนาดสายวัสดุที่ใช้เป็นแกนนิยมใช้เฟอร์ไรต์และโมลิบดีนัมอลลอย (molypermalloy, MPP)

ตัวอย่างการออกแบบ

วงจรแหล่งจ่ายไฟแบบอาร์ฟบริดจ์ขนาด 100 วัตต์ ความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ มีแรงดันเอาต์พุต 5 โวลท์ที่ 20 แอมป์ ต้องการทราบค่าขดลวดโซ่เอาต์พุตโดยใช้แกนเฟอร์ไรต์ อันดับแรกคำนวณหา t_{off} สูงสุด (max, dead time) ก่อนจากสมการที่ 10

$$t_{off} = \frac{1 - (E_{out}/E_{in})}{2f}$$

$$= \frac{1 - (5/10)}{40 \times 10^3}$$

$$= 12 \text{ ไมโครวินาที}$$

หาค่า L จากสมการที่ 11

$$L = \frac{E_{out} t_{off}}{0.25 I_{out}}$$

$$= \frac{5 \times 12 \times 10^{-6}}{5}$$

$$= 12 \text{ ไมโครเฮนรี่}$$

เลือกขนาดแกนเล็กที่สุดโดยใช้สมการนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา <88> ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_{\text{u}} A_{\text{c}} = \frac{(5.067) 10^8 (L1_{\text{out}} D^2)}{K B_{\text{max}}}$$

เมื่อ $K = 0.4$ สำหรับทอรอยด์ และ

0.8 สำหรับบ็อบบิน

D = เส้นผ่าศูนย์กลางของสายเป็นนิ้ว

A_{u} = พื้นที่หน้าตัดของแกน

A_{c} = พื้นที่ต่างของบ็อบบิน

เลือกความหนาแน่นของกระแสเป็น 400 เซอร์คูลาร์ต่อแอมป์ ที่กระแสเอาต์พุต 20 แอมป์จะได้ $400 \times 20 = 8000$ เซอร์คูลาร์มิลล์ ตรงกับสายเบอร์ 11 AWG ซึ่งมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.0948 นิ้ว (จากตารางที่ 2)

เลือกค่า $B_{\text{max}} = 2000$ เกาส์

$$A_{\text{u}} A_{\text{c}} = \frac{5.067 \times 10^8 \times 12 \times 10^{-6} \times 20 \times 0.0948^2}{0.8 \times 2000}$$

$$= 0.683 \text{ cm}^4$$

จากแผ่นข้อมูลแกนเฟอร์ไรต์แบบพอตรูน 3019 ระบุไว้ว่ามี $A_{\text{u}} = 1.38$, $A_{\text{c}} = 0.587$ ได้

$A_{\text{u}} A_{\text{c}} = 0.81 \text{ cm}^4$ ค่านี้ใช้ได้แต่ส่วนมากจะเลือกให้แกนใหญ่กว่านี้เพื่อให้สวมได้พอดี

เลือกแกน $A_{\text{u}} = 2.02$ ตารางเซนติเมตร

เนื่องจากการที่ขดลวดใช้ต้องได้รับไบแอสตรงอยู่ตลอดเวลาจึงต้องทำให้แกนมีช่องว่างเพื่อหลีกเลี่ยงการอิ่มตัวระยะห่างช่องว่าง (l_{g}) หาได้จาก

$$l_{\text{g}} = \frac{(0.4 \pi L1_{\text{out}}^2)}{A_{\text{u}} B_{\text{max}}^2} \times 10^8$$

$$\frac{0.4 \times 3.14 \times 12 \times 10^{-6} \times 20^2 \times 10^8}{2.02 \times 2000^2}$$

$$= 0.0746 \text{ เซนติเมตร}$$

เพราะฉะนั้นช่องว่างเฉพาะด้านเดียวคือ $l_{\text{g}} / 2 = 0.0373$ เซนติเมตร

คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดจาก

$$N = \frac{B_{\text{max}} l_{\text{out}}}{0.4 \pi I_{\text{out}}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{2000 \times 0.0746}{0.4 \times 3.14 \times 20}$$

= 5.94 รอบ

ดังนั้น ใช้ลวดเบอร์ 11 AWG พัน 6 รอบ บนแกนเฟอร์ไรต์แบบพอดรุ่น 3019

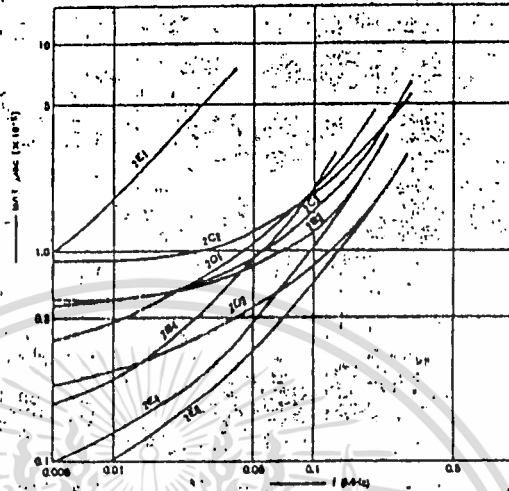
หมายเหตุ

ปกติการเลือกใช้นาฬิกาของสายโดยการให้มีการสูญเสียเนื่องจากผิวของตัวนำ (skin effect) ลดลง จะใช้สายที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางเล็กกว่าเท่าตัวพันควบกันไปเพื่อเพิ่มผิวตัวนำ และยังคงค่าความต้านทานในสายลงด้วย ทำให้การสูญเสียหรือความร้อนลดลง

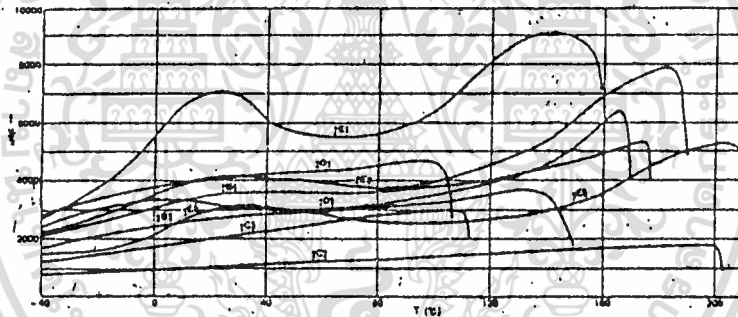
จากที่กล่าวมานี้เป็นวิธีการออกแบบหม้อแปลง และใช้คอล์ยสี่ที่เอาต์พุต สำหรับจ่ายแบบสวิตชิง ส่วนผู้ที่เคยออกแบบหม้อแปลงไฟล้นมาแล้วจะไม่ยากรวมทั้งเทคนิคการพันขดลวด, การให้เทปขาวเพื่อแยกขดลวดระหว่างปฐมภูมิและทุติยภูมิ, การพันขดลวดปฐมภูมิคั่นกลางระหว่างขดลวดทุติยภูมิเพื่อลดการเหนี่ยวนำรั่วไหล ขอให้พึงจำไว้ว่าการออกแบบที่เหมาะสมจะได้หม้อแปลงที่มีประสิทธิภาพสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข <90> ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Relative Loss Factor as a Function of Frequency



Permeability Factor as a Function of Temperature

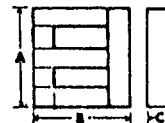


Cores	A	B	C	
E1 50	50.0	42.0	15.0	ø 96
E1 40	40.0	34.7	12.0	ø 70
E1 35	35.0	28.6	9.5	ø 56
E1 33	33.0	28.6	13.0	ø 44
E1 30	30.0	26.0	18.0	ø 38
E1 28	28.0	21.5	11.0	ø 32
E1 25	25.0	20.0	6.56	ø 23
E1 19	19.0	15.9	5.1	ø 18
E1 16	16.0	14.3	5.1	ø 14
E1 22	22.0	18.0	4.0	ø 30

TRB Type Cores



- TRB 6x3x2 @ 4.-
- TRB 9x5x3 @ 6.-
- TRB 12x6x4 @ 7.-
- TRB 18x10x7 @ 9.-
- TRB 22x14x8 @ 12.-
- TRB 24x15x10 @ 26.-
- TRB 28x18x20 @ 38.-
- TRB 36x23x15 @ 60.-
- TRB 40x27x15 @ 60.-



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

POWER MOSFETS

สำหรับ bipolar junction transistor (BJT) เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยกระแส นั่นคือ กระแสที่ไหลในขา Collector จะขึ้นอยู่กับกระแสที่ขา base และ current gain ยังขึ้นอยู่กับอุณหภูมิที่ junction ด้วย

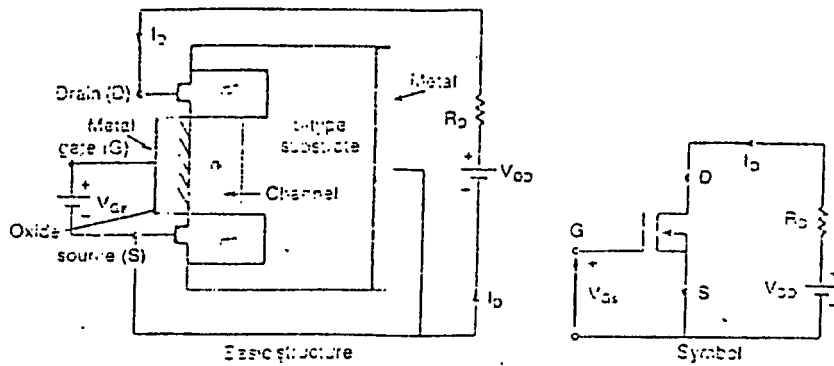
แต่สำหรับ power mosfets เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน และต้องการกระแสเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ที่จะทำให้กระแสไหลผ่านในขา Drain ทั้งยังมี switching speed ที่สูงมากและ switching time ยังมีค่าเป็น nanoseconds ทั้งยังไม่มีปัญหาการเกิด Second breakdown phenomena เหมือนกับ BJTs แต่อย่างไรก็ตาม Mosfets ก็ยังมีปัญหาทางด้าน electrostatic discharge และยังมีการดูแลเป็นพิเศษในการควบคุม นั่นคือ ค่อนข้างเป็นการยากที่จะป้องกันอุปกรณ์ MOSFETS ภายใต้สภาวะ short - circuited fault conditions

MOSFETS มีอยู่ 2 ชนิด คือ

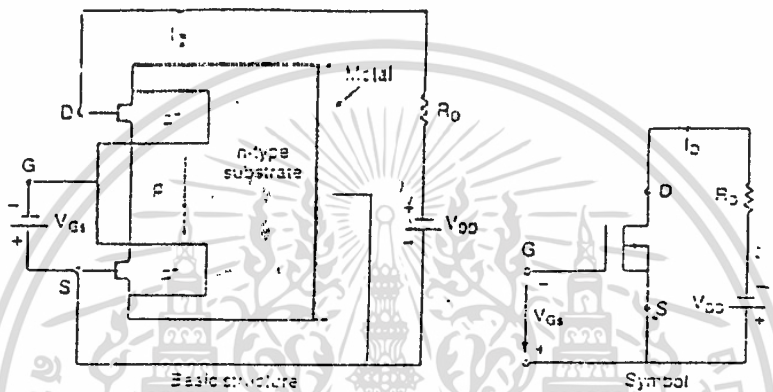
1. depletion mosfets
2. enhancement mosfets

สำหรับชนิด depletion mosfets จะมีทั้งชนิด p - channel และ n - channel แต่ในที่นี้จะกล่าวถึง n - channel depletion - type Mosfets ซึ่งแสดงในรูปที่ 6.1 a ซึ่งจะมีรูปแบบที่วางบน p - type silicon substrate แล้ว Doped silicon ชนิด n^+ เข้าไปจะทำให้เกิดความต้านทานค่าต่ำขึ้น โดยจะมีชั้น oxide บาง ๆ ที่เป็นตัวแยก gate ออกจาก channel และโดยทั่วไปแล้ว substrate จะถูกต่อกับ Source แรงดัน V_G s สามารถที่จะเป็นได้ทั้งบวกหรือ ลบอย่างใดอย่างหนึ่ง แต่ถ้า V_G s เป็น ลบ electron บางส่วนใน n - channel area จะถูกขับออกมา และ depletion region จะถูกสร้างขึ้น oxide layer ดังนั้นจะได้ channel ที่แคบทำให้ความต้านทานจาก Drain ถึง Source มีค่าต้านทานสูง ถ้าหากว่าแรงดัน V_G s มีค่าแรงดันเป็นลบเพียงพอที่จะทำให้ channel เป็นที่ว่างเปล่าแล้ว ค่าความต้านทาน R_D s มีค่าสูงมาก และจะไม่มีการไหลจาก Drain สู่ Source , $I_D = 0$ ค่าแรงดัน V_G s ที่ทำให้เกิดขึ้นเรียกว่า pinch - off voltage, V_p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

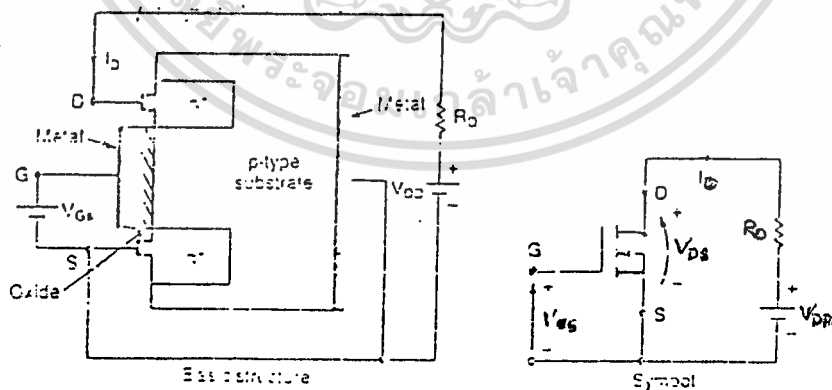


(a) n-channel depletion-type MOSFET



(b) p-channel depletion-type MOSFET

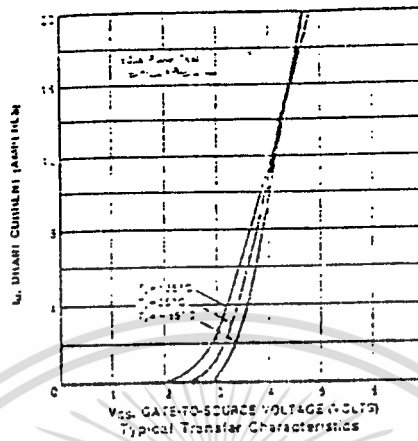
รูปที่ 6.1



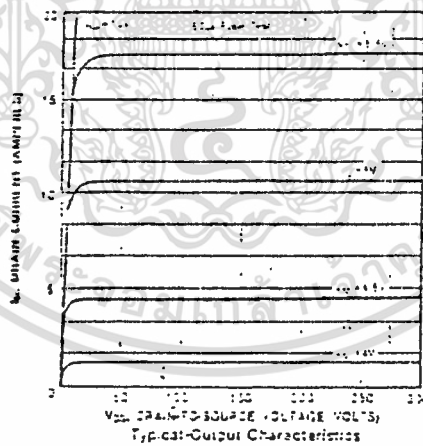
(a) n-channel enhancement-type MOSFET

รูปที่ 6.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

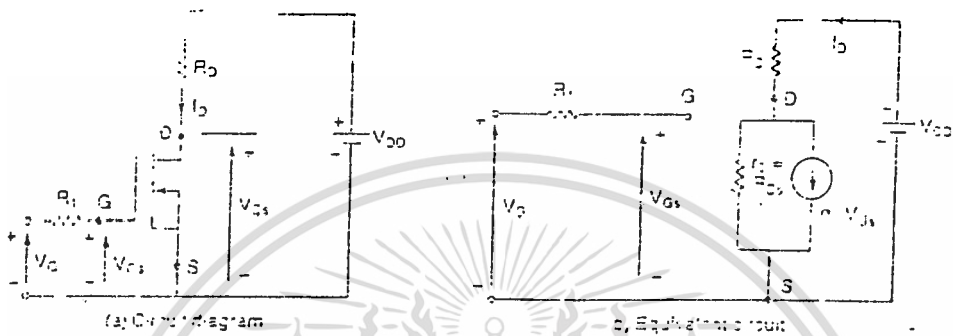


รูปที่ 6.3



รูปที่ 6.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.5

แต่ถ้าหากว่าแรงดัน V_{GS} มีค่าเป็นบวกและจะทำให้ I_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ R_{DS} มีค่าลดลง สำหรับในกรณี p -channel depletion-type MOSFETS จะเกิดขึ้นในลักษณะกลับกันกับชนิด n -channel depletion-type MOSFETS

สำหรับชนิด enhancement-type MOSFETS จะมีทั้ง n -channel และ p -channel แต่ในที่นี้จะกล่าวถึง n -channel enhancement-type MOSFETS ดังรูปที่ 6.2 สำหรับ n -channel แล้วจะไม่มี channel ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นบวก induced voltage จะไปกระตุ้น electrons จาก p -substrate และ electrons จะสะสมขึ้นที่ผิวข้างใต้ของ oxide layer แต่ถ้า V_{GS} มีค่ามากกว่า หรือเท่ากับค่าที่เราเรียกว่า threshold voltage, V_t จำนวน electrons จะมีการสะสมมีค่าเพียงพอให้เกิด n -channel แล้วจะทำให้มีกระแสไหลจาก Drain สู่ Source และเช่นกันชนิด p -channel enhancement-type MOSFETS ก็ จะเกิดขึ้นในทิศทางที่ตรงกันข้ามกับชนิด n -channel

Steady-state characteristics

เนื่องจาก MOSFETS เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน และมีค่า INPUT impedance สูง ดังนั้นกระแสทางด้าน input จึงมีค่าน้อยมาก นั่นคือมีค่าเป็น nanoamperes ดังนั้น current Gain ซึ่งเป็นอัตราส่วนของ I_D ถึง I_G จึงมีค่าสูงมาก อย่างไรก็ตาม current Gain ก็ไม่ใช่ parameter ที่มีความสำคัญ parameter ที่สำคัญคือ transconductance ซึ่งเป็นอัตราส่วนของ Drain current กับ gate voltage ซึ่งให้นิยามว่า transfer characteristics

ในรูปที่ 6.3 แสดงถึง transfer characteristics ของ n - channel และ p - channel และรูปที่ 6.4 แสดงถึง output characteristics ของ n - channel enhancement MOSFET ซึ่งจะมีการทำงานอยู่ 3 region คือ

1. cut - off region นั่นคือ $V_{GS} < V_T$
2. pinch - off หรือ saturation region นั่นคือ $V_{GS} > V_{GS} - V_T$
3. linear region นั่นคือ $V_{DS} < V_{GS} - V_T$

pinch - off จะเกิดขึ้นที่ $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ สำหรับการทำงานที่ linear region แล้วกระแส Drain, I_D จะเปลี่ยนแปลงตามสัดส่วนของแรงดัน Drain กับ source, V_{DS} ดังนั้นการที่จะทำให้กระแส Drain, I_D มีความสูงและ Drain voltage มีค่าต่ำ power transistor จะทำงานใน linear region ที่มีการเกิด switching สำหรับการทำงานที่ saturation region กระแส Drain จะมีค่าคงที่ไม่่ว่าค่าของแรงดัน V_{DS} จะเพิ่มขึ้นที่ค่าใด ๆ และ transistor ที่ใช้ให้ทำงานใน region นี้ จุดประสงค์ก็เพื่อจะขยาย voltage

สำหรับ steady state model ของ depletion - type และ enhancement - type MOSFETS จะเหมือนกันดังแสดงในรูป 6.5

Switching characteristics

ในรูปที่ 6.6 แสดงให้เห็น switching waveforms

turn-on delay, t_d (on) คือ เวลาที่ต้องการประจุให้ input capacitance จนถึงระดับ threshold voltage rise time t_r คือเวลาที่ gate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ประจุจาก threshold level จนถึง full - gate voltage, V_{gsp} ที่ต้องการให้ transistor ทำงานที่ linear region turn - off delay time, $t_d (coff)$ คือ เวลาที่ต้องการให้ input capacitance คายประจุจาก overdrive voltage, V_i ถึง pinch - off region นั่นคือ ก่อนที่ V_{Ds} จะเพิ่มขึ้น แรงดัน V_{Gs} จะต้องลดลงก่อน

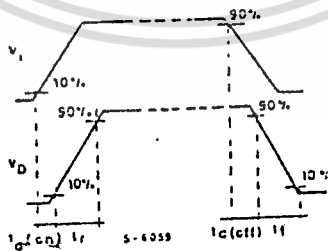
fall time, t_f คือ เวลาที่ต้องการให้ input capacitance คายประจุจาก pinch - off region ถึง threshold voltage

Performance parameters

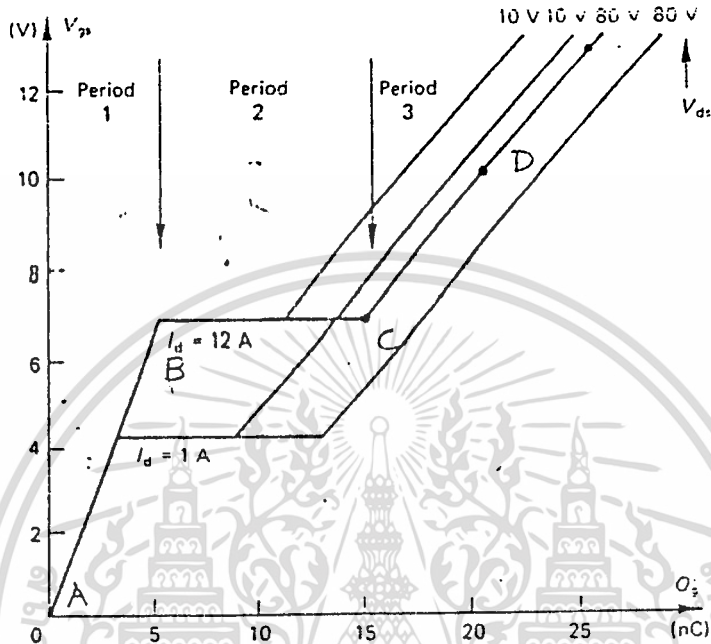
output characteristics จะ plot ความสัมพันธ์ของ I_D กับ V_{Ds} ตามการเปลี่ยนของ V_{Gs} สำหรับการทำงานใน pinch - off region ที่ค่า V_{Gs} คงที่จะได้ I_D มีค่าคงที่ ดังนั้น on - state resistance

$$r_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \quad \text{โดยประมาณจะมีค่าคงที่}$$

transfer characteristics จะ plot ความสัมพันธ์ของ I_D กับ V_{Gs} ซึ่งขึ้นกับอุณหภูมิ



รูปที่ 6.6



รูปที่ 6.7

transconductance , g_m เป็นการวัดของ transfer characteristics เพื่อที่การลดอุณหภูมิที่ junction Linear characteristics จะมีความสำคัญมาก สำหรับการออกแบบให้ทำงานเป็น switch ในที่นี้คือ output characteristic มีค่าแรงดัน Drain กับ Source มีค่าต่ำ ๆ

On - state resistance , R_{DS} จะแสดงถึง power dissipation เมื่ออุปกรณ์นำกระแส ดังนั้น power dissipation ก็คือ $P_D = R_{DS} \cdot I_D^2$ หรือ $V_{DS} \cdot I_D$

Safe operating area , SOA เป็นการแสดงถึงขอบเขตสูงสุดของกระแส Drain กับค่าสูงสุดของแรงดัน Drain กับ Source ในช่วงของการ turn - on และ turn - off ของอุปกรณ์ มีขอบเขตที่เกิดขึ้นจากความร้อนสำหรับ MOSFET แล้ว จะไม่มี second breakdown แต่จะมีขอบเขตของ I_D มีค่า V_{DS} ต่ำที่ทำให้กระแส

Drain เพิ่มขึ้นใน R_{DS} แต่ที่ on - time สั้น ๆ แล้ว SoA จะมีขอบเขตที่ขยายออกไปสู่ค่า V_{DS} และ I_S สูงกว่า โดยปกติแล้วกราฟ SoA จะกำหนดที่ $T_j = 150$ องศาเซลเซียส แต่ Breakdown voltage มีขอบเขตที่ยอมให้เพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิที่ร่อยต่อได้

input และ output capacitances ผู้ผลิตจะบอกมามี

1. effective input capacitance $C_{iss} = C_{gd} // C_{gs}$
2. effective output capacitance $C_{oss} = C_{ds} // C_{gd}$
3. reverse transfer capacitance $C_{rss} = C_{gd}$ ซึ่งค่าทั้งสามนี้จะขึ้นอยู่กับ V_{DS}

Gate charge, q_g ในระหว่างการ turn - on และ turn - off จะมีการประจุและคายประจุ ซึ่งประจุที่สะสมไว้ที่ input capacitance จะขึ้นอยู่กับแรงดัน gate และ source ดังนั้น Switching loop จึงเกิดจาก V_{GS} นั่นคือ

$$P_G = Q_g \cdot V_{GS} \cdot f_s$$

เมื่อ f_s คือ switching frequency

Gate drive design

จากรูปที่ 6.7 ในตอนแรกของกราฟจะทำให้มีการประจุของ gate - source capacitance ซึ่งเกิดขึ้นในช่วง A - B และในตำแหน่งจากช่วง B - c จะเห็นว่าไม่มีการเพิ่มขึ้นของแรงดัน V_{GS} ก็เนื่องมาจาก Miller effect ดังนั้นในการออกแบบภาค Drive transistor จะต้องมียุค V_{GS} มีค่ามากกว่าที่จุด c ขึ้นไป

ดังนั้น พลังงานที่ต้องการสำหรับการ turn - on หรือ turn - off คือ

$$W = \frac{1}{2} Q_g \cdot V_{GS} \quad (J)$$

และกำลังไฟฟ้าที่ต้องการ Drive gate คือ

$$P_G = Q_g \cdot V_{GS} \cdot f_s \quad \text{วัตต์} \quad (W)$$

และกระแสที่ใช้ในการ Drive gate โดยเฉลี่ยที่ต้องการจะขึ้นอยู่กับ switching speed ที่เราต้องการ (t_r)

$$I_g = \frac{Q_g}{t_r} \quad \text{แอมป์} \quad (A)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเราต้องการ switching speed ที่สูงดังนั้นกระแส Drive ที่ขา gate ก็มีความสำคัญเช่นเดียวกัน นั่นคือ gate drive resistance R_g มีค่า

$$R_g = \frac{V_{gs} \cdot t_t}{Q_g}$$

Pulse-width Modulator Controlled

จะเป็นการกล่าวถึงการทำงานของ TL 494 Control circuit ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุม pulse - width modulation ที่ให้ความถี่ที่นำมาให้กับ switching power supplies ซึ่งอุปกรณ์ TL 494 นี้จะประกอบด้วย adjustable oscillator, pulse - width modulator, error amplifier และยังมีส่วนอื่นเพิ่มขึ้นมาคือ independent dead - time control precision 5V reference regulator และ output control logic ที่จะให้การทำงาน 2 สถานะ คือเป็นการกำหนดให้ switching transistor ที่อยู่ภายใน chip ทำงานแบบ single - ended และ push - pull นั่นคือ

output control logic	output function
GROUND V_{ref}	single-ended P.W.M. Q1 และ Q2 push - pull operation

การปรับ output pulse ที่เกิดขึ้นจะได้รับการเปรียบเทียบกับสัญญาณ sawtooth waveform ที่เกิดขึ้นที่ internal oscillator กับสัญญาณควบคุม (สัญญาณ feedback PWM Comparator ที่ขาที่ 3 และสัญญาณ Dead - time control ที่ขาที่ 4) output pulse - width ที่ได้จาก timing diagram

สัญญาณที่ขา non - inverting ของ pulse - width modulation Comparator จะสัญญาณควบคุมที่มีค่าแตกต่างกันที่เกิดจาก error Amplifiers ตัวใดตัวหนึ่งโดยที่ error Amplifier ตัวหนึ่งอาจจะใช้เป็นตัวบอกถึงการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน และ error Amplifier อีกตัวอาจจะใช้เป็นตัวบอกถึง output current ดังนั้นสัญญาณควบคุมที่ input ของ PWM Comparator จะได้สัญญาณ Control ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Reference Regulator

เป็นการอ้างอิงแหล่งจ่ายภายใน 5V ที่ขา 14 ของ TL 494 ซึ่งจะถูกใช้เป็น Control logic หรือ dead - time control comparator หรือแม้แต่ pulse - width modulation circuitry

Oscillator

Oscillator Frequency จะถูกกำหนดโดยค่า Timing - capacitor และ Resistor ที่อยู่ภายนอก ในตำแหน่งขาที่ 5 และ 6 ของ TI 494 สำหรับทำงานใน mode ของ Single - ended จะได้ Oscillator Frequency เท่ากับ Output Frequency และการทำงานใน mode ของ push - pull จะได้ oscillator frequency เท่ากับ 2 เท่าของ output frequency

การทำงานของ Oscillator เมื่อ Oscillator ประจุให้กับ external timing capacitor C_t ด้วยค่ากระแสคงที่ ค่ากระแสนี้คำนวณได้จาก external timing resistor R_t วงจรนี้ก็จะสร้าง linear ramp voltage waveform เมื่อแรงดันตกคร่อม timing capacitor ที่ 3 V วงจรก็จะ discharge จากนั้นการจะเริ่ม cycle การ charge ใหม่อีกเป็นอย่างนี้ซ้ำ ๆ กันตลอด

Dead - time and PWM Comparators

ทั้ง Dead - time และ PWM Comparator จะให้ logic ค่าเดียวออกมาจากนั้นก็นำมาชานกันเป็นสถานะ input โดยที่ pulse - width modulated signal ที่ได้จะมีความกว้างของ pulse หาได้จาก

การเปรียบเทียบ Oscillator ramp waveform และ output ที่ได้จากการเปรียบเทียบจะนำไปข้าง output control logic

dead - time comparator จะมี offset voltage input มีค่าคงที่คือ 100 mV ที่จะยอมให้มี output pulse ต่ำสุดคงอยู่เมื่อ dead - time control input (ขาที่ 4) ต่อลงกราวด์

การควบคุม pulse - width ที่เหมาะสมจะทำตั้งแต่ 0-90 % นั่นก็คือ dead - time control voltage จะมีค่าอยู่ระหว่าง 3 V ถึง 0 V

PWM comparator input จะได้มาจาก output ของ error Amplifier ทั้งสองชุด ซึ่ง input นี้จะได้มาจากการ control loop compensation อย่างง่ายดังนั้น output pulse - width จะเปลี่ยนจาก 90 % - 0 ได้หรือแรงดันที่ขาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

<101>

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ 3 เปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 0.5 V ถึง 3.5 V

Soft start

ขอแนะนำการใช้ Soft - start ในการป้องกันวงจร วงจรส่วนนี้จะใช้ป้องกัน surges current ในช่วง power - up และป้องกันสัญญาณที่ไม่จริงซึ่งอาจจะเกิดขึ้นในส่วน ของวงจรควบคุมเมื่อจ่าย power ซึ่งวงจรนั้นจะเกี่ยวข้องกับ dead - time control input ที่นำมาใช้

เริ่มแรก CS จะไม่มีแรงดันเริ่มต้น ดังนั้นที่ขา dead - time control input จะมีแรงดัน 5V ซึ่งแรงดันนี้จะทำให้ได้ pulse - width มีค่าเป็น 0 จากนั้น Cs ก็ จะผ่าน Rs ทำให้ pulse -width มีค่าเพิ่มขึ้น เข้าสู่สภาวะการทำงานเป็นปกติ

Overvoltage Protection

การป้องกันแรงดันเกินก็อาศัย Dead-time control input เป็นตัวตรวจสอบ โดยจะมีวงจรที่จะให้มีการทำงานในลักษณะที่ว่า ถ้าแรงดันเกินที่กำหนดก็จะต่อ Vref ที่ให้ pulse - width มีค่าเป็นศูนย์

หม้อแปลงกำลังความถี่สูง

input power, P_{in} ของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับกำลังทางเอาต์พุต P_{out} และประสิทธิภาพของหม้อแปลง ดังนั้น

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta}$$

กระแสเฉลี่ยทางด้านอินพุต I d.c. ของคอนเวอร์เตอร์ จะขึ้นอยู่กับกำลังทางด้านอินพุต P_{in} และแรงดันทางด้านอินพุต V_{in} ดังนั้น

$$I_{d.c} = \frac{P_{in}}{V_{in}}$$

และเช่นกัน maximum rms primary current, I_{pm} จะเกิดขึ้นเมื่อแรงดันทางด้านอินพุตมีค่าต่ำสุด $V_{in} (min)$ และความกว้างของพัลส์ อินพุตมีค่าสูงสุด ดังนั้นแฟกเตอร์, K_t จะเป็นความสัมพันธ์ของกระแส ดีซี ทางด้านอินพุตกับกระแส rms ทางปฐมภูมิ

$$I_{pm} = \frac{I_{d.c}}{K_t}$$

ดังนั้น โดยที่ $I_{d.c}$ เป็นค่าที่ได้จากแรงดันอินพุตต่ำสุด $V_{in}(min)$

$$I_{pm} = \frac{P_{in}}{V_{in(min)} \cdot K_t} \quad Z5.4X$$

ต่อไปนี้จะพบว่าพื้นที่ว่า ที่เราจะใช้ในการพันขดลวด A_p (สำหรับขดลวดทางปฐมภูมิ) นี้ จะขึ้นอยู่กับพื้นที่ว่างทั้งหมด A_w ซึ่งพื้นที่ว่างทั้งหมด A_w จะใช้กับทางด้านปฐมภูมิโดยจะขึ้นอยู่กับแฟกเตอร์ทั้ง 2 ตัว คือ

primary area factor, K_p

และ primary area utilization factor, K_u

ดังนั้นจะได้

$$A_p = A_w \cdot K_p \cdot K_u$$

โดยจำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ N_p ที่จะพันในพื้นที่ A_p โดยที่ให้สายไปมีความหนาแน่นของกระแส J ซึ่งขึ้นอยู่กับทางด้านปฐมภูมิ

$$N_p = \frac{A_p \cdot J}{I_{pm}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ<103>ของอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_p = \frac{A_w \cdot K_p \cdot K_u \cdot J \cdot V_{in(min)} \cdot K_t}{P_{in}}$$

$$\text{หรือ } A_w = \frac{N_p \cdot P_{in}}{K_p \cdot K_u \cdot J \cdot V_{in(min)} \cdot K_t}$$

จากกฎของ faraday's law

$$E = \frac{N \cdot d\phi}{dt}$$

$$\text{ดังนั้นจะได้ } V_{in(min)} \cdot t_{on(max)} = N_p \cdot B \cdot A_e$$

$$\text{หรือ } A_e = \frac{V_{in(min)} \cdot t_{on(max)}}{N_p \cdot \Delta B}$$

$$\text{โดยที่ } t_{on} = \text{"on" period}$$

ΔB ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนระหว่าง "on"

A_e = effective core area

ดังนั้น maximum "on" time ก็คือ ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาทั้งหมดของความถี่ที่ทำงาน

f นั่นคือ Duty cycle = 50 %

$$t_{on(max)} = \frac{1}{2f}$$

ดังนั้น จะได้สมการ

$$A_e = \frac{V_{in(min)}}{N_p \cdot \Delta B \cdot 2f}$$

และขนาดพื้นที่ของหม้อแปลง $A_p = A_e \cdot A_w$

ดังนั้น

$$A_p = \frac{P_{in}}{K_t \cdot K_u \cdot K_p \cdot \Delta B \cdot 2f} \text{ Cm}^2$$

ถ้าหากว่าหม้อแปลงกำหนดให้มีการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ 30 องศาเซลเซียส ภายใต้เงื่อนไข Convention - cool แล้วความหนาแน่นของกระแสในสายไฟ ซึ่งได้จากความสัมพันธ์ ที่ ได้จากการทดลอง ดังนั้น

$$J = 450 \times 10^4 \cdot A_p^{-0.125} \text{ A/m}^2$$

ดังนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$AP = \frac{Pin \times 10^8}{Kt \cdot Ku \cdot Kp \cdot 450 \times 10^4 \cdot Ap^{-0.125} \cdot \Delta B \cdot 2f} \quad \text{Cm}^4$$

$$AP = \frac{Pin \times 10^8}{Kt \cdot Ku \cdot Kp \cdot 450 \times 10^4 \cdot Ap^{-0.125} \cdot \Delta B \cdot 2f} \quad \text{Cm}^4$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$AP = \frac{Pin \times 10^4}{Kt \cdot Ku \cdot Kp \cdot 450 \cdot \Delta B \cdot 2f} \quad \text{Cm}^4$$

ดังนั้นถ้าเราให้ $K' = Kt \cdot Ku \cdot Kp$ จะได้

$$AP = \frac{[1.11 Pin]}{K' \cdot \Delta B \cdot f} \quad \text{Cm}^4$$

ดังนั้น ขนาดของหม้อแปลงจะอยู่ในเทอมของ Ap สามารถที่จะหาได้โดยเรารู้กำลังทาง
ด้านอินพุตและความหนาของเส้นแรงแม่เหล็ก ความถี่ที่ทำงานและค่าแฟกเตอร์คงที่ K'

Topology factors, K'

ซึ่ง Topology factors K' นี้จะขึ้นอยู่กับชนิดของคอนเวอร์เตอร์ชนิดของขดลวด
ทางทุติยภูมิ และวงจรแปลงสัญญาณ และรูปคลื่นกระแส

$$K' = Kp \cdot Ku \cdot Kt$$

Primary area factor, Kp

เป็นอัตราส่วนของพื้นที่ขดลวดทางปฐมภูมิกับพื้นที่ว่างทั้งหมด, Aw

$$Kp = \frac{Ap}{Aw}$$

ซึ่งปกติแล้ว Ap จะมีค่าลดลงเท่า 25 เปอร์เซนต์ของพื้นที่ว่างทั้งหมดนั่นคือ

$$Ap = 0.25 Aw$$

Window utilisation factor, Ku

เป็นอัตราส่วนของพื้นที่ ที่ว่างจากการพันขดลวด กับพื้นที่ว่างทั้งหมดที่เห็นว่าเหมาะสม
ซึ่งโดยปกติแล้วจะใช้ค่า $Ku = 0.4$ แต่ถ้าหากใช้บobbins จะใช้ bobbin ก็ได้ $Ku = 0.3$

Current factor , Kt

เป็นอัตราส่วนของกระแส ดีซีอินพุต กับกระแสสูงสุดทางปฐมภูมิ $Kt = \frac{I_{dc}}{I_{pm}}$ โดยจะขึ้นอยู่กับชนิดของคอนเวอร์เตอร์และรูปคลื่นกระแสทางปฐมภูมิ

Push - pull Converter transformer

ลักษณะของวงจรที่ใช้จะเป็น half - bridge converter ซึ่งมีเหตุผลอยู่ 2 ข้อ ในการเลือกใช้วงจรนี้ คือ

1. คอนเวอร์เตอร์ สามารถทำงานได้ที่ระดับแรงดัน V_{12} กับ $V_{12}/2$ ทำให้ลดความกังวล การให้แรงดัน V_{ds} ที่ตรงตาม Spec ของมอสเฟตกำลัง

2. ทำได้ง่ายในการที่เราจะทำให้ค่าโวลท์ - วินาทีของการสวิตชิ่งของมอสเฟตกำลัง ให้มีความสมดุล โดยการยกแรงดัน ดี.ซี. เป็นผลให้แรงดันทางซิกบวกละซิกลบมีค่าเท่ากัน จากรูปที่ แสดงถึงการขับมอสเฟตกำลัง ลักษณะต่าง ๆ แสดงให้เห็นดังรูป ซึ่งอธิบายได้ ดังนี้

เมื่อบีบให้ Q_1 นำกระแสจะทำให้แรงดันที่ V_1 มีขนาดพื้นที่เท่ากับ A_1 พอหยุดการขับ Q_1 จะทำให้แรงดันที่ V_1 มีค่าเท่ากับศูนย์โวลท์ ตามมาเมื่อบีบให้ Q_2 นำกระแสจะทำให้แรงดันที่ V_1 มีขนาดพื้นที่เท่ากับ A_2 แต่ทิศทางตรงกันข้ามดังรูป พอหยุดการขับ Q_2 จะทำให้แรงดันที่ V_1 มีค่าเท่ากับศูนย์โวลท์ เมื่อพิจารณาให้ดูพื้นที่ A_1 และ A_2 นี้จะไม่เท่ากัน ดังนั้นเราจึงต้องมีการยกแรงดันเพื่อให้พื้นที่ A_1 เท่ากับพื้นที่ A_2 โดยการใช้คาปาซิเตอร์ต่ออนุกรมเข้าไปในรูป คาปาซิเตอร์ที่ต่อเข้าไปนี้เรียกว่า series coupling capacitor

การคำนวณหา series coupling capacitor

จากทฤษฎีวงจรไฟฟ้าในสภาวะเกิดการรีโซแนนซ์จะได้สมการคือ

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LRC}}$$

เมื่อ f_R คือความถี่รีโซแนนซ์

C คือ Coupling capacitor

LR คือ reflect filter inductance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อย้ายมายังทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าแล้ว จะต้องมีการคำนวณใหม่เพื่อให้อัตราส่วนการแปลงเป็นไปตามที่ต้องการ

แปลงกำลังจะได้

$$LR = \frac{[N_p]}{N_s} L$$

เมื่อ $\frac{N_p}{N_s}$ คือ จำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิต่อจำนวนรอบของขดลวดทางด้านทุติยภูมิ

ดังนั้น

$$C = \frac{1}{4r^2 f_R^2 \left[\frac{N_p}{N_s} \right]^2 L}$$

สำหรับในทางปฏิบัติ $f_R = 0.25 f_s$

เมื่อ f_s คือ ความถี่ที่ทำงานของหม้อแปลงกำลัง

Snubber Networks

Snubber Networks เป็นวงจรที่มีความเหมาะสมเพื่อที่จะใช้พร้อมอุปกรณ์จำพวก high - voltage และ rectifier Diode เพื่อที่จะลดปัญหาการเกิด Switching stress (การปิด-เปิดที่เกิดจากการบิบนั่นที่เกินความต้องการ) และปัญหาของ EMI (electromanetic interference = การสอดแทรกของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า) ในช่วงการ turn - on หรือ turn - off ของอุปกรณ์ switching

เมื่อ bipolar transistors ได้ถูกเลือกใช้เป็น switching device วงจร Snubber ที่ต้องการจะให้ load line shaping ขึ้นมาและต้องมั่นใจว่า secondary breakdown, reversebias, safe, operating area อยู่ภายใต้ขอบเขตที่ไม่เกิน specify ของ bipolar transistors ที่ถูกเลือกใช้เป็น switching Device

Snubber circuit (with load line shaping)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ควรใช้สำหรับการศึกษาและการเรียนรู้เท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์อื่นนอกเหนือจากนี้
ตามรูป 6.8 a แสดงถึงวงจร single - ended flyback Converter ซึ่งไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา
<107>อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มี P1 และ Q1 เป็นส่วนหลักที่มีความสำคัญกับ leakage inductance energy recovery windi และ Diode นั่นคือ P2 และ D3 และในส่วนของ Snubber component มี D1, C1 และ P1 ที่เหมาะสมต่อคร่อมที่ขา Collector กับขา Emitter ของ Q1 และรูปที่ 6.8 b แสดงถึงรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เกิดจากวงจรในรูปที่ และเป็น load line shaping ที่ต้องการ ดังนั้นหน้าที่หลัก snubber Component ก็คือ จะเป็นทางเลือกทางหนึ่งเพื่อที่อิทธิพลต่อ primary current, I_p ที่คงมีอยู่ในขณะที่ Q1 ได้ turn - off ลง ถ้าหากว่า snubber component เหล่านี้มีความเหมาะสมแล้วมันเป็นไปได้ที่จะไม่มีการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขา collector ในช่วง turn - off edge (แต่ในความเป็นจริงแล้ว จะมีแรงดันเพิ่มขึ้นที่ขา collector ในช่วงของ turn - off edge ซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดของกระแส I_s ที่พุ่งเข้าไปใน snubber circuit, ค่าของ snubber capacitor C1 และ เวลาการ turn - off ในช่วง t_1 ถึง t_2 ของ Q1 แต่ถ้าหากไม่มี snubber Networks แล้ว แรงดันที่ Q1 จะมีค่ามาก ซึ่งก็ต่อเนื่องมาจากค่า effective primary leakage inductance และ turn-off di/dt ดังนั้นเนื่องจากมี snubber networks จึงลดปัญหาเกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่ขา Collector ในช่วง turn - off edge และมันยังลดปัญหา RFI (Radio frequency interference) ลงได้

Operating principles

ระหว่างที่ turn - off edge ของ Q1 ภายใต้เงื่อนไขสมการคงที่ ปฏิกริยาของวงจรจะเป็นไปดังต่อไปนี้

จากรูป 6.8 a ขณะที่ Q1 เริ่มต้นที่จะ turn - off ที่เวลา t_1 ผลของ primary และ leakage inductance ของหม้อแปลง T1 จะยังคงรักษา primary current, I_p ของขดลวด primary ให้มีค่าคงที่ สาเหตุนี้เองที่ทำให้แรงดันที่ขา Collector ของ Q1 จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นในช่วง t_1 ถึง t_2 และ primary current I_p จะมีบางส่วนที่พุ่งเข้าไปที่ D1 และ C1 (I_s) (C1 ที่เวลา ขณะนี้จะ discharge) ดังนั้น กระแสที่ไหลใน Q1 จะลดลง ผลต่างของกระแส I_s จะไหลใน D1 เข้าไปใน Capacitor C1 ถ้าทรานซิสเตอร์ Q1 ได้ turn - off อย่างเร็วมาก ๆ (ภายใต้เงื่อนไขที่เป็นจริง) ดังนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน Collector ให้ dV_c/dt จะเป็นจริงโดย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

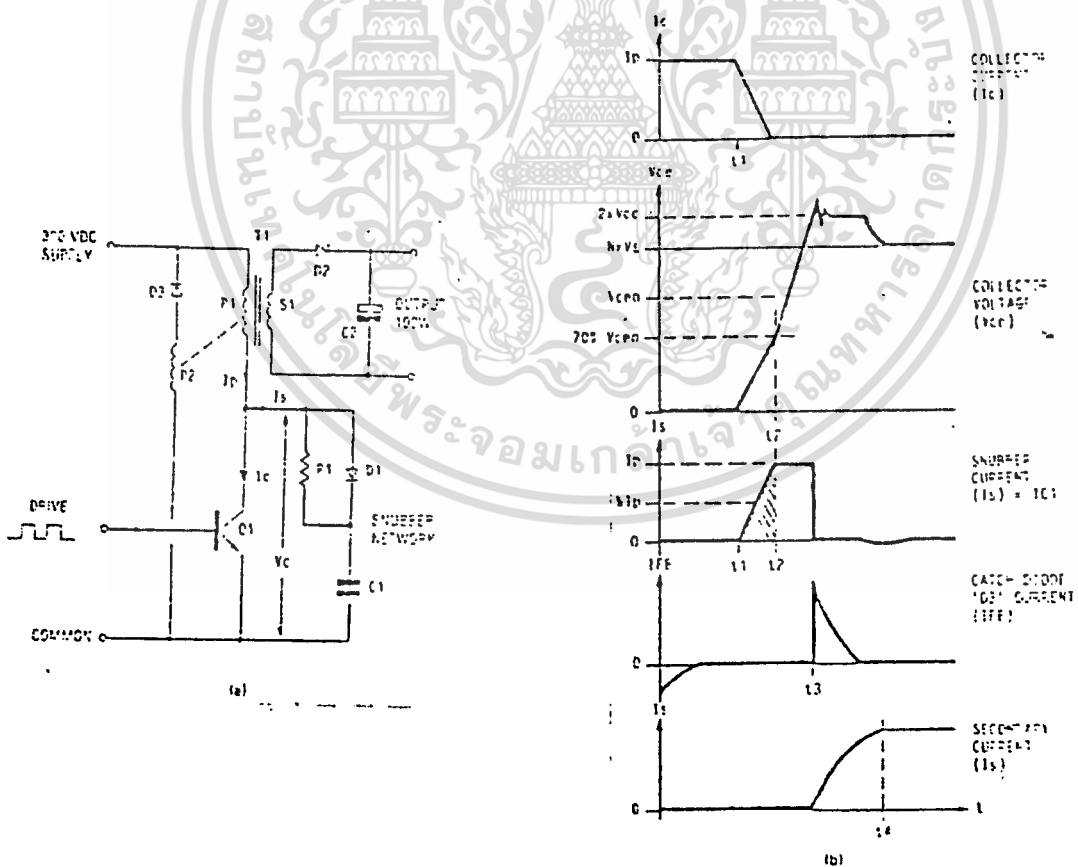
นิยามโดย original collector current Ip และค่าของ C1 ดังนั้น



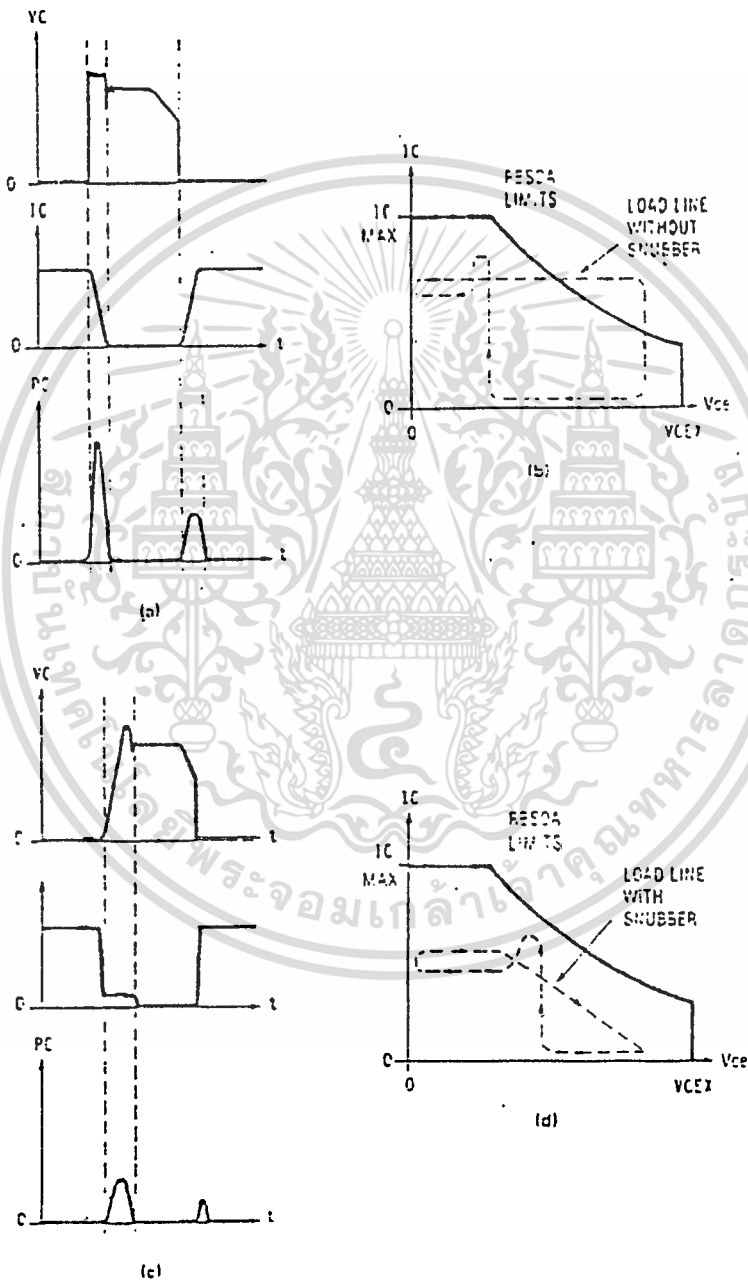
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ<109>้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Q1 ได้ off แรงดันที่ Collector จะเป็น positive ramp ที่เป็นเชิงเส้น (กระแส charge คงที่) จนกระทั่ง แรงดันถูกขยับถึง $2 \times V_{dc}$ ที่เวลา t_3 เมื่อ D3 นำกระแสในเวลาอันสั้น (ช่วงเวลาที่หน่วงนี้จะขึ้นอยู่กับ primary กับ Secondary leakage inductance) หลังจากนั้น แรงดันที่เกิดขึ้นในขดลวด Secondary จะเพิ่มขึ้นไปจนถึงเท่ากันค่าแรงดันที่ Capacitor C2 ตรงนี้เองที่ทำให้ flyback current จะมีการกลับเปลี่ยนจาก primary ไปยัง Secondary circuit สร้างอัตราการควบคุมขึ้นโดย Secondary leakage inductance และ external loop inductance ผ่าน D2 และ C2 ที่เวลา t_3 ถึง t_4

ในทางปฏิบัติแล้ว Q1 จะไม่ turn off อย่างฉับพลัน ดังนั้นถ้าจะหลีกเลี่ยงการเกิด Secondary Breakdown แล้ว การเลือก snubber Component จะต้องเป็นค่าที่ซึ่งแรงดันที่ขา Collector



รูปที่ 6.8 เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ<110>ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 6.9 " Safe operating area" characteristics, with and
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 <111>

without snubber circuits (a) turn - on and turn - off voltage , current dissipation stress without load line shaping

(b) Active load line imposed on "reverse base safe operating area" (RBSOA) limits without load line shaping. (Note secondary breakdown stress)

(c) turn - on and turn - off voltage, current, and dissipation stress with load line shaping

(d) Load line and (RBSOA) Limits with load line shaping

ของ Q1 ไม่เกิน V_{ce0} ก่อนที่กระแส collector จะเป็นศูนย์ ในรูปที่ 6.9 a และ b แสดงถึงความสัมพันธ์ high eage dissipation และ Secondary breakdown load line เมื่อ snubber Component ไม่เหมาะสมส่วนในรูป c และ d แสดงถึงรูปคลื่นที่ได้ที่มีลักษณะที่ดี เมื่อค่าของ Snubber มีความเหมาะสมจากวงจรที่เหมือนกัน

ค่าของ Snubber component ที่เป็นที่ยอมรับจากการทดลอง

อ้างอิงรูป 6.8 a นอกจาก turn - off time ของ Q1 ที่เรารู้ (สำหรับเงื่อนไขกระแส collector สูงสุดและเลือกลักษณะของวงจรภาค Drive) การเลือกค่า C1 ที่เหมาะสมจะเกิดจากการวัดค่าของแรงดัน turn - off ของ Collector กระแส และ เวลา ดังนั้นค่าของ C1 ต่ำสุดจะได้จากขอบเขตของแรงดันที่ปลอดภัย ซึ่งอยู่ระหว่าง V_{ce0} ซึ่งเป็นพิกัดของทรานซิสเตอร์ และแรงดันที่วัดได้จริงที่ค่ากระแส Collector ช่วงนั้นเป็นศูนย์ที่เวลา t_2 ขอบเขตที่น้อยที่สุด 30 % ควรจะยอมให้ค่า Component เปลี่ยนแปลงไปตามผลของอุณหภูมิ ดังนั้นในการออกแบบวงจร ภาค Drive, Collector current loading และ อุณหภูมิที่ทำงานจะมีอิทธิพลต่อการพิจารณา switching speed ของ Q1 และ ควรหลีกเลี่ยงค่า C1 ที่มีค่ามาก ๆ พลังงานที่สะสมที่ Capacitor ที่ตอนที่ท้ายของการเกิดปฏิกิริยา flyback จะกระจายที่ความต้านทาน R1 ในช่วงระหว่าง ก่อนหน้าที่ Q1 จะ turn

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<112>

- on ค่าของ R1 เป็นการเลือกค่าที่ยอมรับได้ ถ้าค่า R1 ต่ำจะได้กระแสสูงในช่วงการ turn - on edge กรณีนี้จะเป็นการให้มีการกระจายอำนาจในช่วง turn - on มากกว่าปกติ แต่ถ้าหาก R1 มีค่ามาก จะทำให้ C1 discharge ไม่เพียงพอในช่วงระหว่างที่ period การ turn - on ต่ำมาก ๆ

ข้อเสนอแนะในการตรวจสอบอย่างระมัดระวังของรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่ขา Collector ของ Q1 ภายใต้เงื่อนไข dynamic loading ก็คือ จะรวมอยู่กับการ turn - on ตอนแรกที่แรงดันทาง input เมื่อ full load มีค่าสูงสุด และการพิจารณาถึงช่วงความกว้าง ความแคบของ pulse และ Output short circuit ดังนั้น Snubber networks จึงมีการเลือกค่า R1 และ C1 ที่มีค่าอนุโลมกันได้

การเลือกค่า Snubber component ที่ยอมรับจากการคำนวณ

จากรูป 6.8 b แสดงถึง รูปคลื่นที่เป็นชนิดการ turn - off เมื่อ Snubber Networks D1, R1 และ C1 มีความเหมาะสม ดังนั้นในตัวอย่างนี้ C1 ได้เลือกค่าซึ่งมีแรงดันที่ขา Collector Vce เป็น 70 % ของแรงดัน Vceo ซึ่งเป็นพิกัดของ Q1 เมื่อกระแส Collector ตกลงเป็นศูนย์ที่ t2

และสมมติให้ primary inductance คงรักษาให้ primary current มีค่าคงที่ในช่วง turn - off edge และสมมติให้กระแส Collector ของ Q1 มีการหน่วงเป็นเชิงเส้นจาก t1 ถึง t2 ดังนั้น snubber current Is จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น

ช่วงที่กระแส Collector ของ Q1 ลดลง (t1 และ t2) กระแสที่ C1 (Is) จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นจากศูนย์ถึง Ip ดังนั้น mean current ในคาบเวลานี้ก็คือ Ip เมื่อ Ip คือ กระแสตรงทาง primary สูงสุด และ turn - off time คือ t1 ถึง t2 เรารู้ค่า ดังนั้น ค่าของ C1 ที่เหมาะสมคำนวณหาได้จาก

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C_1} \frac{I_p}{2}$$

ดังนั้น ถ้าแรงดันที่ Collector มีค่าไม่มากกว่า 70 % ของ Vceo เมื่อกระแส collector ลดลงเป็นศูนย์ที่ t2 แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = \frac{I_p \cdot t_f}{2 \times (70\% V_{ce0})}$$

เมื่อ I_p คือ maximum primary current, A

t_f คือ Q1 collector current fall time (t_1-t_2), s

V_{ce0} คือ V_{ce0} พิกัดของ transistor ที่เลือกใช้, V

C_1 คือ snubber capacitance, F

turn-off dissipation in transistor Q1

เนื่องจาก C_1 และ transistor Q1 จะมีสถานะเหมือนกันนั่นคือ จะมี mean current mean voltage ในช่วง turn - off period ดังนั้น dissipation ใน transistor ในช่วงเวลา turn - off period (t_1 ถึง t_2) จะเหมือนกับมีพลังงานสะสมใน C_1 ที่ตอนท้ายของ turn - off period (t_r) ดังนั้น

$$P_{Q1(off)} = \frac{1}{2} C_1 \times (70\% V_{ce0})^2 \cdot f$$

เมื่อ $P_{Q1(off)}$ คือ power dissipated in Q1 ในช่วง off period, mw

C_1 คือ snubber capacitance, F

V_{ce0} คือ V_{ce0} ที่พิกัดของ transistor (70 % V_{ce0} คือ ค่าแรงดันที่เลือกสูงสุดที่ได้ $I_c = 0$)

f คือ frequency, KHz

snubber resistor values

snubber, discharge resistor, R_1 จะถูกเลือกที่ค่า turn - on period มีค่าต่ำสุด ซึ่งที่ turn - on ต่ำที่สุดจะให้ออกแบบที่ load ต่ำสุดที่แรงดัน input มีค่าสูงสุดและความถี่ที่ทำงาน และค่า RC time constant ควรจะมีน้อยกว่า 50 % ของ turn - on period ต่ำสุด เพื่อให้แน่ใจว่า C_1 มีประสิทธิภาพที่ discharge เล็กสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ก่อนหน้า turn - off period ดังนั้น

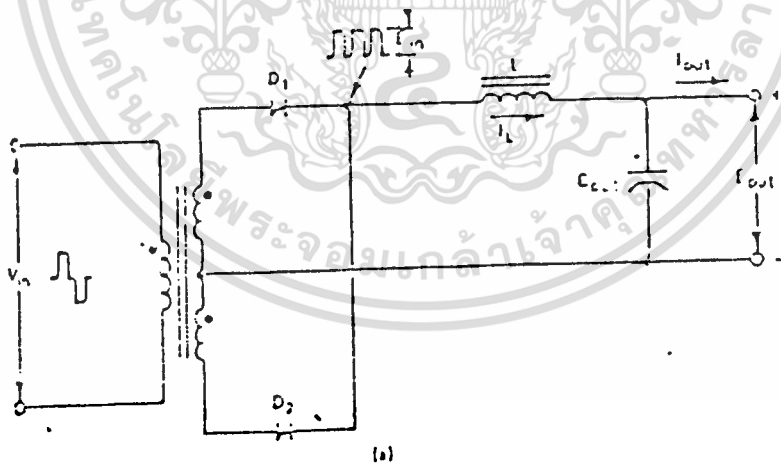
แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R1 = \frac{1}{2} \frac{t_{off}(min)}{C1}$$

Dissipation in Snubber resistor

energy dissipated ใน snubber resistor ระหว่างแต่ละ cycle จะเหมือนกันขณะที่ C1 มีการสะสมพลังงานในช่วงท้ายของ turn - off period แต่อย่างไรก็ตามแรงดันตกคร่อม C1 จะขึ้นอยู่กับชนิดของ converter และค่าแรงดันที่เป็นที่ยอมรับกัน คือ แรงดันที่ตกคร่อม C1 ที่มีการเปรียบเทียบอย่างฉับพลัน turn - on (V_c) ดังนั้น dissipation ใน R1 คำนวณได้

$$P_{R1} = \frac{1}{2} C1 \cdot V_c^2 \cdot f$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาค out put

out put power inductor

เป็นพิจารณาในส่วนเอาต์พุต ให้แรงดันตกคร่อม inductor

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

เมื่อ $V_L = E_{in} - E_{out}$

และ $di = \Delta I_L$

เพราะฉะนั้นจะได้ $L = \frac{(E_{in} - E_{out}) t}{\Delta I_L}$

สำหรับ PWM half - bridge หรือ Full - bridge convertor

แล้วถ้าให้อินพุตจะมีค่าเป็นสองเท่าของเอาต์พุต ที่แรงดัน V_{in} มีค่าสูงสุด ดังนั้นจะได้

$$E_{in} - E_{out} = E_{out}$$

และค่า Δt มีค่าเท่ากับ maximum dead time หรือ t_{off} นั่นเอง ดังนั้น $t_{off}(\max)$ เกิดที่ maximum input line voltage และเวลาการนำกระแสของทรานซิสเตอร์ t_{on} มีค่าต่ำสุด ดังนั้น inductor จะต้องถูกออกแบบให้มีการเก็บพลังงานเอาไว้เพื่อให้เอาต์พุต I_L มีความต่อเนื่องในช่วง t_{off} ดังนั้นเราจะเปลี่ยนแปลง Δt เทอมของ secondary voltage เอาต์พุต และอินพุต

$$t_{off} = \frac{1}{2} \left[\frac{1 - \frac{E_{out}}{E_{in}}}{S} \right]$$

f คือ converter's frequency และ factor $\frac{1}{2}$ ที่สัมพันธ์กับ

notch time, t_{off} กับ switching cycle ทั้งหมดเพื่อต้องการ inductor มี peak current ต่ำ และมี output ripple ที่แล้วจะต้องให้ I_L ไม่มากกว่า 0.25 ของกระแสทางด้านเอาต์พุต ดังนั้นจะได้

$$L = \frac{E_{out} \cdot t_{off}}{0.25 I_{out}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Output filter capacitor

จากรูปคลื่น กระแส ripple voltage, ΔV แสดงให้โดยสมการ

$$V_{out} = \frac{1}{C_{out}} \int_{t_1}^{t_2} i \cdot dt$$

แต่กระแสเฉลี่ยที่อยู่ระหว่างเวลา t_1 กับ t_2 ก็คือ $-\frac{I_{out}}{4}$

ดังนั้น

$$V_{out} = \frac{\Delta I_{out} \cdot \frac{T}{2}}{4 C_{out}} = \frac{\Delta I_{out}}{8 \cdot f \cdot C_{out}}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาทั้งหมด $T = \frac{1}{f}$

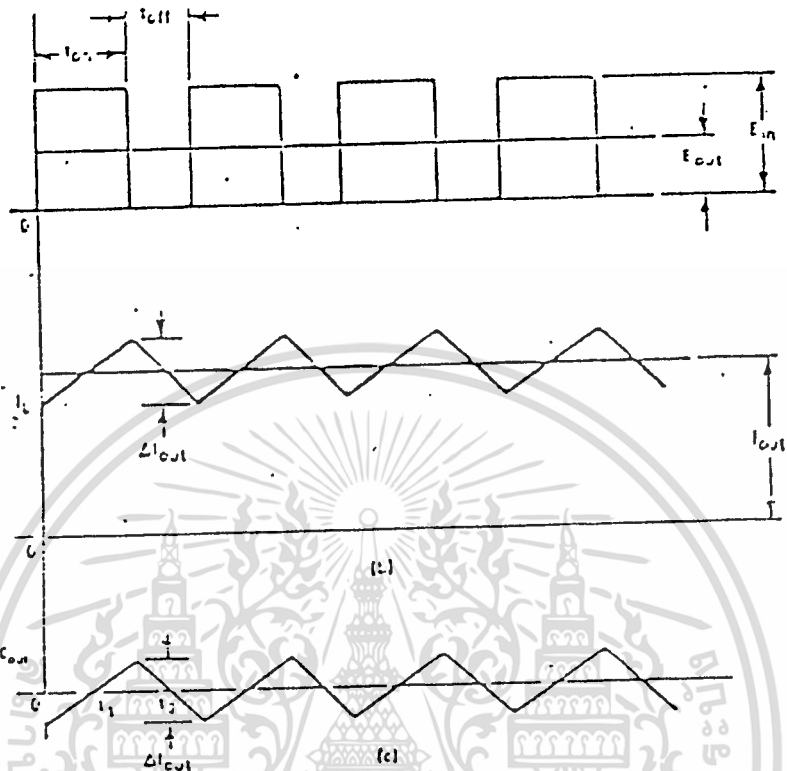
ดังนั้นก็คือ minimum output capacitor, C_{out}

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{8 \cdot f \cdot \Delta V_{out}}$$

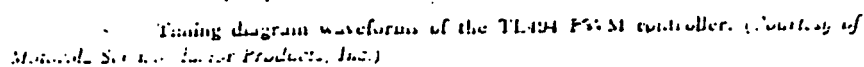
เมื่อ $I_{out} = 0.25 I_L$

$\Delta V_{out} =$ peak to peak voltage ที่ยอมให้มี

$f =$ operating frequency



(a) The output section of a PWM half - bridge converter, and (b,c) its associated. voltage and current waveforms.



บทที่ 7

ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

แนะนำฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงแบบสวิตชิง (switching power supply) นับวันยิ่งจะมีบทบาทมากขึ้น เพราะถูกออกแบบให้มีน้ำหนักเบา ประสิทธิภาพสูงและราคาถูก องค์ประกอบสำคัญสำหรับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงแบบสวิตชิงก็คือ ประสิทธิภาพ ปัจจัยที่จะทำให้มีประสิทธิภาพสูงได้แก่ อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร จึงมีการพัฒนาอุปกรณ์แบบใหม่ ๆ เช่น ทรานซิสเตอร์สวิตชิงแรงดันสูงไอซีควบคุมทำงาน หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ รวมไปถึงตัวเก็บประจุแรงดันสูงแบบอิเล็กโทรไลต์ และสิ่งที่จะขาดไม่ได้ก็คือ ไดโอดเรียงกระแสที่เอาต์พุต

จากที่กล่าวมานี้ไดโอดก็เป็นอุปกรณ์ตัวหนึ่งที่จำกัดประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงแบบสวิตชิง ข้อแรกก็คือความเร็วไดโอดที่จะใช้กับงานประเภทนี้ต้องมีความเร็วสูงเพราะแหล่งจ่ายไฟประเภทนี้ทำงานที่ความถี่ในช่วง 25-50 กิโลเฮิร์ตซ์ ข้อที่สองคือ แรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส หรือแรงดันตกคร่อมขณะไดโอดได้รับไบแอสจะต้องต่ำเพราะกระแสไฟที่ไหลผ่านไดโอดขณะนำกระแสค่าสูงมาก ถ้าแรงดันตกคร่อมไดโอดค่าสูงจะทำให้มีการสูญเสียสูงตามไปด้วย ดังนั้นเพื่อประสิทธิภาพที่ดีของแหล่งจ่ายไฟ การศึกษาในงานเรื่องของไดโอดจึงเป็นสิ่งสำคัญ

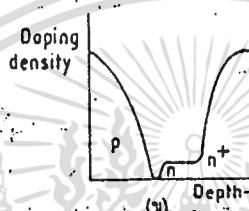
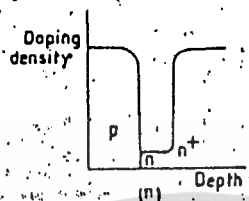
บทนี้จะขอแนะนำไดโอดสำหรับใช้ในแหล่งจ่ายไฟแบบนี้โดยเฉพาะ เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำกว่า 1 โวลต์ (ที่กระแสสูงสุด) และ ความเร็วหรือปกติจะระบุเป็นเวลากลับสู่สภาพเดิม (recovery times) ซึ่งมีค่า 30 - 50 วินาที เท่านั้น ไดโอดที่จะพูดถึงมีรหัสเป็น BYW29, BYW30, BYW31 และ BYW92 ไดโอดทั้งหมดนี้เป็นฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดแบบเอพิตาเซียล (fast-recovery epitaxial diodes) ใช้ในแหล่งจ่ายไฟที่ให้แรงดันเอาต์พุตสูงไม่เกิน 35 โวลต์

เอพิตาเซียลเทคโนโลยี

ไดโอดชนิดนี้ใช้เทคโนโลยีแบบเอพิตาเซียลในการสร้าง ซึ่งมีข้อดีกว่าวิธีการสร้างไดโอด ด้วยกรรมวิธีดับเบิล-ดิฟฟิวส์ (double-diffused) ในรูปที่ 7.1 เป็นการเปรียบเทียบวิธีการได้ปัสการทั้งตัวนำในการสร้างไดโอดทั้งสองแบบซึ่งมีความแตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัดเทคโนโลยีเอพิตาเซียลจะควบคุมวัสดุที่ใช้อย่างละเอียด โดยเฉพาะตรงรอยต่อของสาร, ความลึกและ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาหนังสืออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหนาของสาร ขึ้นรองจะถูกควบคุมเพื่อให้ได้ไดโอดที่มีประสิทธิภาพ และความเร็วสูงด้วย



รูปที่ 7.1 แสดงเปรียบเทียบการโด๊ปสารกึ่งตัวนำระหว่าง

ก. ฟาร์ล-รีคฟเวอร์ไดโอดชนิดเอปิตาเซียล

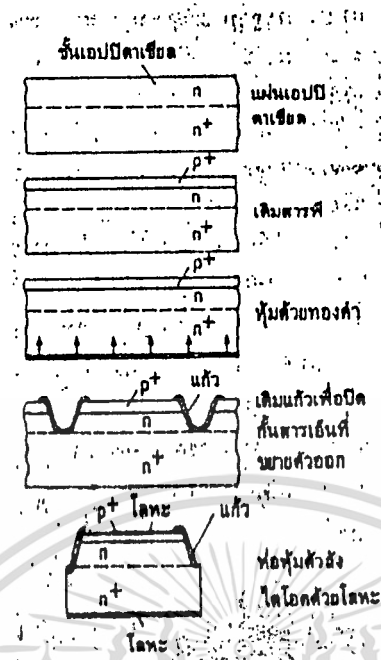
ข. ไดโอดชนิดดับเบิล-ดิกฟิวส์

จากรูปที่ 7.2 เป็นขั้นตอนการผลิตฟาสต์-รีคฟเวอร์ไดโอดชนิดเอปิตาเซียลที่รอยต่อของ ไดโอดจะเติมแก้ว เพื่อปิดสารเอ็นที่ซึมขยายออก แก้วที่เติมลงไปนี้มีข้อดีคือ ประการแรก ขอบรอยต่อจะถูกป้องกันไม่ให้มีผลกระทบจากรอยต่อติดกัน

ประการที่สอง สามารถที่จะนำอุปกรณ์ไปทดสอบได้โดยไม่ต้องห่อหุ้มก่อน ประการ สุดท้ายคือ จากการทดสอบเป็นเวลานานพบว่าอุปกรณ์ที่เติมแก้วลงไปให้ผลคงที่มาก

สำหรับไดโอดเบอร์ BYW29 ยังมีลักษณะเด่นอีกคือ โลหะที่ห่อหุ้มตัวถึงซึ่งต่อตัวนำภายนอก จะไม่ห่อหุ้มสารซิลิกอนโดยตรง แต่จะมีทองคำห่อหุ้มผสมกับซิลิกอนชั้นหนึ่งก่อน ข้อดีของวิธีนี้คือ ทำให้ความต้านทานระหว่างโลหะตัวนำกับซิลิกอนลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.2 ขั้นตอนการสร้างฟอสต์-รีคฟเวอรีไดโอดชนิดเอปิตาเซียล

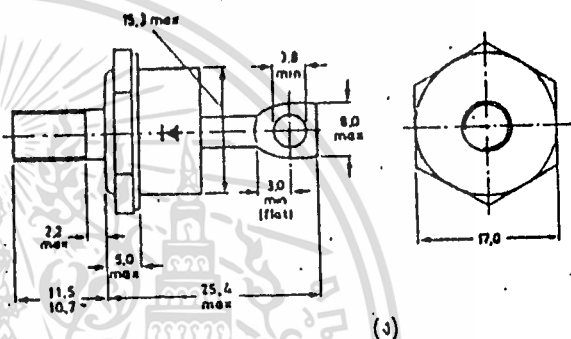
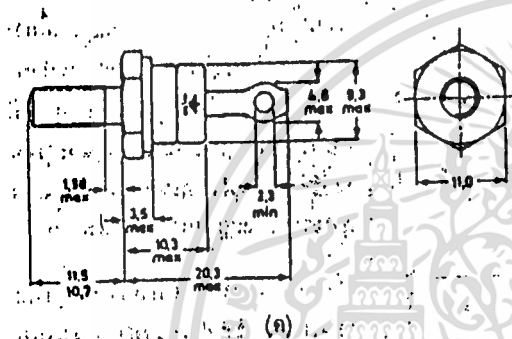
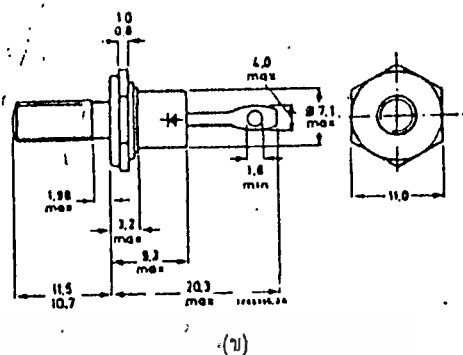
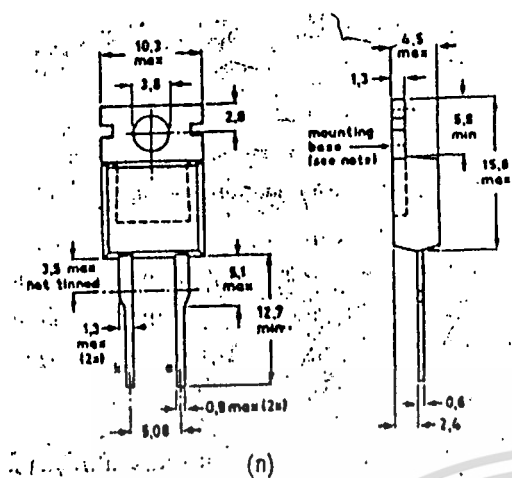
ความต้านทานนี้จะเป็นตัวกำเนิดความร้อน (thermal resistance) เนื่องจากทองคำที่ห่อหุ้มซิลิกอนมีสภาพการนำความร้อนดีกว่าการใช้ตัวนำดีบุกหลอมที่ใช้กับไดโอดทั่วไป เมื่อผลจากอุณหภูมิลดลงจะทำให้การทำงานของอุปกรณ์มีประสิทธิภาพและอายุการใช้งานสูงขึ้น

ตารางที่ แสดงข้อมูลโดยย่อของฟอสต์-รีคฟเวอรีไดโอดชนิดเอปิตาเซียลสำหรับรูปที่ 7.3 จาก TO-220 ส่วน BYW30 และ BYW31 อยู่ในตัวถัง DO-4 และ BYW92 อยู่ในตัวถังชนิด DO-5 สำหรับตัวถัง DO-4 จะมี 2 ขนาดคือ แบบหัวโต และ แบบมาตรฐาน ถ้าต้องการแบบหัวโตจะมีอักษร U กำกับไว้ เช่น BYW31-100U (100 แสดงค่าทนแรงดันย้อนกลับ)

รูปที่ 7.4 แสดงสมบัติทางตรงของ BYW31-100U (100 แสดงค่าทนแรงดันย้อนกลับ)

รูปที่ 7.5 แสดงการเปรียบเทียบกระแสรั่วไหลย้อนกลับ (reverse - leakage characteristics) ของฟอสต์-รีคฟเวอรีไดโอดทั้ง 3 ชนิดคือ ชนิดเอปิตาเซียล, ดับเบิลดิฟฟิวส์ และชอตต์กีแบเรียล จากกราฟจะพบว่าคุณสมบัติของเอปิตาเซียลและดับเบิลดิฟฟิวส์ดีกว่าชนิดชอตต์กีแบเรียล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.3 แสดงรูปตัวถังของไดโอด

- ก. เบอร์ BYW29
- ข. เบอร์ BYW30
- ค. เบอร์ BYW31
- ง. เบอร์ BYW92

รูปที่ 7.6 แสดงค่าประจุสะสม (Q_s) ซึ่งเป็นฟังก์ชันของการเปลี่ยนแปลงกระแสทางตรงต่อเวลา (di_F/dt) โดยวัดที่ค่ากระแสทางตรงต่าง ๆ (BYW30)

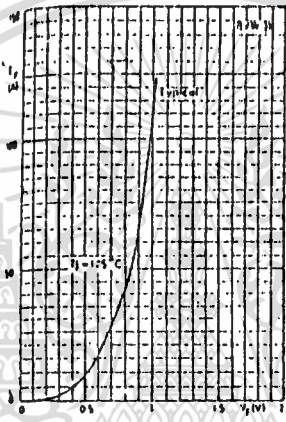
สำหรับรูปที่ 7.7 เป็นกราฟแสดงค่าความจุรีเวดรอยต่อ (C_j : BYW30) ซึ่งเป็นฟังก์ชันของแรงดันย้อนกลับ (V_R : reverse voltage)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

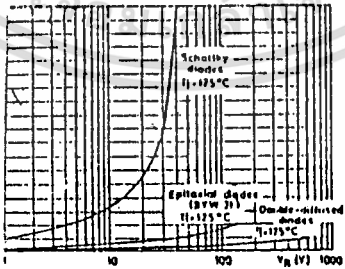
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงข้อมูลทางไฟฟ้าของฟอสเฟอร์คิวเวอรี่ไดโอดชนิดเอปิตาเซียล

	BYW29	BYW30	BYW31	BYW92
$I_{F(AV)}$ (A)	7.0	12	25	35
V_{RRM} (V)	50, 100, 150	50, 100, 150	50, 100, 150	50, 100, 150
Q_s (nC)	< 15	< 15	< 20	< 20
V_F at $I_{F(AV)}$ ($T_J = 125^\circ$) (V)	0.85	0.85	0.85	0.85
t_{rr} (ns)	< 35	< 35	< 50	< 50
Encapsulation	Glass-passivated eutectic-bonded DO-220	Glass-passivated DO-4	Glass-passivated 'rock-top' DO-4	Glass-passivated DO-5

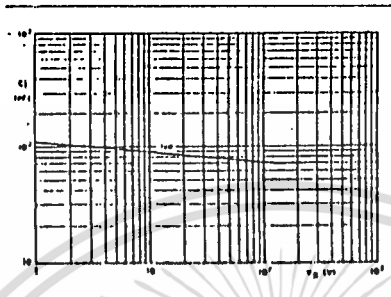


รูปที่ 7.4 แสดงคุณสมบัติทางตรงของไดโอด เบอร์ BYW31

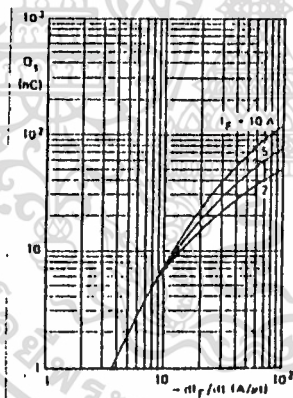


รูปที่ 7.5 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติทงกลับของไดโอดแต่ละชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

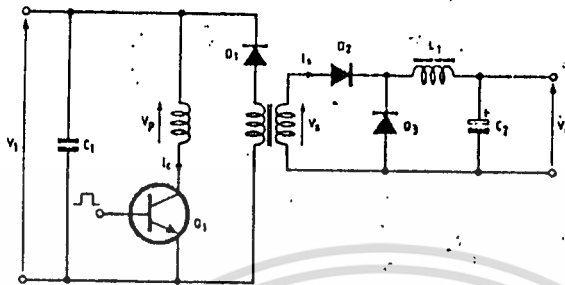


รูปที่ 7.6 แสดงประจุสะสม Q_s ของ BYW30 ที่กระแสทางตรงต่างกัน

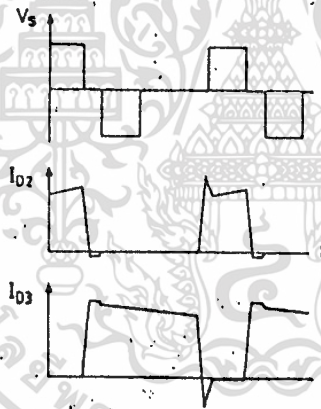


รูปที่ 7.7 แสดงค่าเก็บประจุและแรงดันย้อนกลับของเบอร์ BYW30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.8 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง



รูปที่ 7.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแส

ไดโอดกับแหล่งจ่ายแรงดันแบบสวิตชิง

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ซึ่งวงจรคอนเวอร์เตอร์สามารถแบ่งออกเป็น 3 แบบคือ แบบฟลายแบ็ค (flyback), ทางตรง (forward) และแบบพุช-พูล (push-Pull) สำหรับในที่นี้เราจะแสดงเพียง 2 แบบ คือ ทางตรง และพุช-พูล พร้อมพฤติกรรมของไดโอดทั้งทางตรงและทางกลับและยังเปรียบเทียบข้อดี ข้อดีของไดโอดแต่ละชนิดด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ<125>ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันทางตรง (Forward Voltage)

รูปที่ 7.8 เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงหม้อแปลงมีขดลวด 3 ขด คือ ขดปฐมภูมิ ขดทุติยภูมิ และขดลวดเสริม (tertiary) เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำงานจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิ เนื่องจากขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิมีขั้ว (dot) เหมือนกันจึงถูกส่งผ่านไปยังขดทุติยภูมิ เกิดกระแสไหลผ่านไดโอด D_2 ผ่านโช้ก L_1 ไปยังเอาต์พุต

พอ Q_1 กลับมาอยู่ในสภาวะที่ไม่ทำงาน จะเกิดแรงดันย้อนกลับที่ขดทุติยภูมิทำให้ไดโอด D_2 ได้รับไบแอสกลับทาง แต่ฟลายวีลไดโอด (flywheel diode) D_3 ได้รับไบแอสตรง เพราะเกิดแรงดันกลับขั้วที่โช้ก L_1 ไดโอด D_3 นำกระแสผ่าน L_1 ไปยังเอาต์พุต

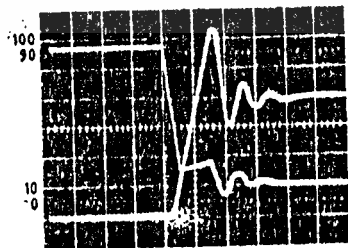
สำหรับขดลวดเสริม และไดโอด D_1 ทำงานในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 ไม่ทำงาน โดยกระแสที่ผ่านไดโอด D_1 จะทำให้หม้อแปลงหมดสภาพจากการเป็นแม่เหล็ก เพราะทิศทางขดลวดกลับทางกัน รูปที่ 7.9 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสในวงจร เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านโช้ก L_1 จะผ่านไดโอด D_2 และ D_3 เท่านั้น ถ้าไดโอดทั้งสองเหมือนกันจะได้แรงดันที่เอาต์พุต

$$V_o = V_g - V_F \quad (1)$$

เมื่อ V_F คือ แรงตกคร่อมไดโอด (D_2 และ D_3) ขณะไบแอสตรง
เดลต้า () คือ ดิวตี้ไซเคิล (duty cycle : เวลาที่ทรานซิสเตอร์นำกระแสต่อคาบเวลา)
กำลังสูญเสียเนื่องจาก V_F คือ

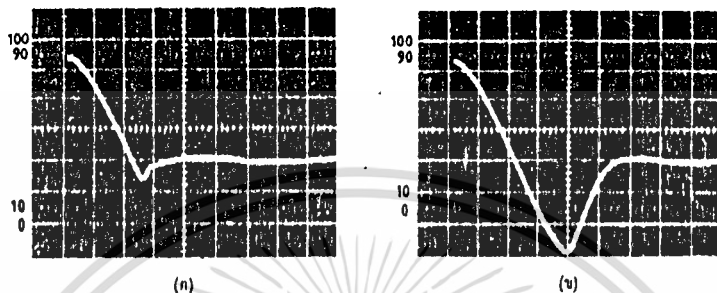
$$P_{loss} = V_F I_o \quad (2)$$

เมื่อ I_o คือกระแสที่เอาต์พุต



รูปที่ 7.10 แสดงการเปลี่ยนแปลงของ V_o และ I_o ขณะทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำงาน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.11 แสดงการเปรียบเทียบเวลาสวิทช์รีเวิร์ตริค์ฟเวอร์ของไดโอด D_2

ก. ไดโอดชนิดเอปิตาเซียล BYW31

ข. ไดโอดชนิดดับเบิล-ดิฟฟิวส์

การลดการสูญเสียก็คือ การเพิ่มประสิทธิภาพนั่นเอง ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทางตรงของไดโอด D_2 และ D_3 และต้องต่ำสุดเท่าที่จะเป็นไปได้

พลาสติก-รีคฟเวอร์ไดโอดชนิดเอปิตาเซียล ดีกว่าชนิดดับเบิล-ดิฟฟิวส์ เพราะความลาดชันต่ำกว่า หรือความต้านทานที่ต่ออนุกรมต่ำกว่า ทำให้กำลังการสูญเสียน้อยกว่า ซึ่งทำให้ต้องการฮีตซิงค์ หรือแผ่นระบายความร้อนที่เล็กกว่า

ประจุสะสมในไดโอดสามารถหาได้ขณะที่ทรานซิสเตอร์สวิต เพราะจะเกิดการเปลี่ยนแปลงกระแสอย่างรวดเร็ว (dI_F/dt) เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำงานไดโอด D_2 นำกระแสไดโอด D_3 หยุดนำกระแส แต่หากทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน กระแสในไดโอด D_2 เริ่มตกและแรงดันตกคร่อมโช้ก L_1 กลับทางและเพิ่มขึ้นจนกระทั่งไดโอด D_3 ได้รับไบแอส กระแสเริ่มไหลผ่าน D_3 ขณะที่กระแสใน D_2 ลดลง กระแสที่ผ่านโช้ก L_1 คงที่ กระแสแม่เหล็กเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กขยับตัว ไหลผ่าน D_2 และ D_3 ลดประจุที่สะสมในไดโอด D_2 จนกระทั่ง D_2 หยุดนำกระแส แรงดันขดขั้วขดลวดกลับขึ้น กระแสแม่เหล็กไหลผ่านขดลวดเสริมผ่านไดโอด D_1 เข้าไปยังแหล่งจ่ายไฟ

ช่วงที่ไดโอด D_2 กลับสู่สภาวะรีเวิร์ส-รีคฟเวอร์ แรงดันขดขั้วขดลวดเป็นศูนย์ และเส้นแรงแม่เหล็กในหม้อแปลงที่ลดลงถึง 0 จำเป็นที่จะต้องใช้เวลากลับสู่สภาวะรีเวิร์ต-รีคฟเวอร์ของไดโอด

ช่วงที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน

กับขดปฐมภูมิ หาได้โดยแรงดันตกคร่อมอินพุตของหม้อแปลง เนื่องจากแรงดันคอลเล็กเตอร์-อิมิตเตอร์ (V_{CE}) ของทรานซิสเตอร์ กระแสที่ไหลผ่านความเหนี่ยวนำรั่วไหลก็คือ กระแสคอลเล็กเตอร์ ดังนั้น V_{CE} จึงหาได้จากอัตราการเพิ่มของกระแสคอลเล็กเตอร์ (I_C)

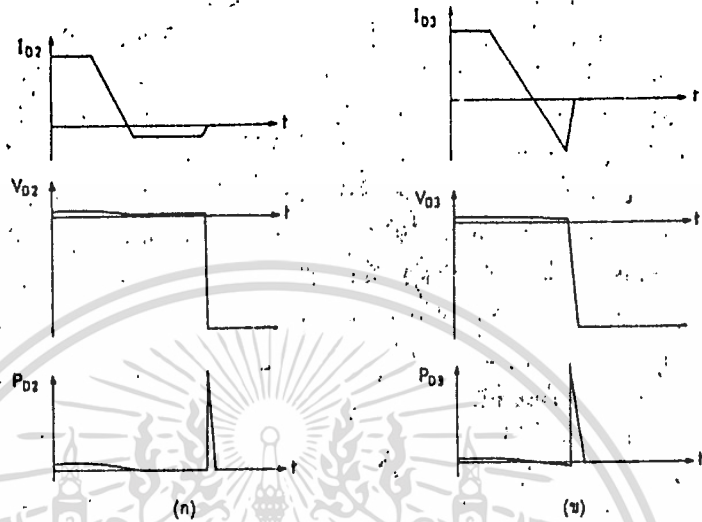
ทรานซิสเตอร์จะไม่อิ่มตัวในช่วงกลับสู่สภาพรีเวิร์ค-รีคัพเวอร์ของ D_2

ရုပ် ခ.

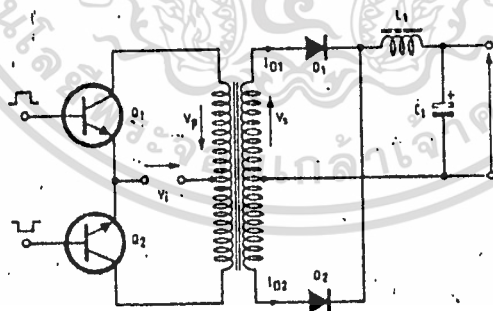
กระชากหมดไป จึงต้องใช้วงจรมายากขึ้น

(129)

เหมือนกับแบบทางตรง เว้นแต่ว่าไดโอดทั้งคู่หยุดนำกระแสเหมือนกับไดโอด D_2 ในคอนเวอร์เตอร์แบบทางตรง



รูปที่ 7.12 ก. รูปคลื่นแรงดัน กระแสและกำลังไฟในไดโอด D_2 ขณะทรานซิสเตอร์ ไม่ทำงาน
ข. แสดงรูปคลื่นแรงดัน กระแสและกำลังไฟในไดโอด D_3 ขณะทรานซิสเตอร์ทำงาน

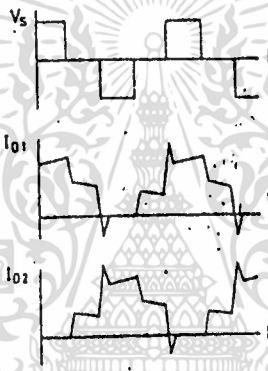


รูปที่ 7.13 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล

รูปที่ 7.13 แสดงวงจร พุช-พูล ส่วนความสัมพันธ์ของแรงดัน และกระแส แสดงในรูปที่ 7.14 กระแสขณะที่ไดโอด D_1 และ D_2 หยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของกระแสเอาต์พุตเท่านั้น ดังนั้นประจุสะสมจึงน้อยกว่าแบบแรก (ค่าตัวใช้เกิลเท่ากัน)
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การลดกระแสรีเวิร์ด-รีคัพเวอร์

กระแสกระชากในฟลายวีลไดโอดขณะกลับสู่สภาวะรีเวิร์ด-รีคัพเวอร์สามารถลดได้ โดยต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมฟลายวีลไดโอด (คือ L_r) ดังรูปที่ 7.15 ตัวเหนี่ยวนำจะจำกัดอัตราการตกของกระแส ซึ่งเป็นการลดประจุสะสมในตัวไดโอด ก่อนกระแสย้อนกลับ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องจำกัดกระแส I_{rr} ให้มีค่าลดลง



รูปที่ 7.14 แสดงรูปคลื่นแรงดันที่ขดทุติยภูมิและกระแสที่ผ่านไดโอด D_1, D_2

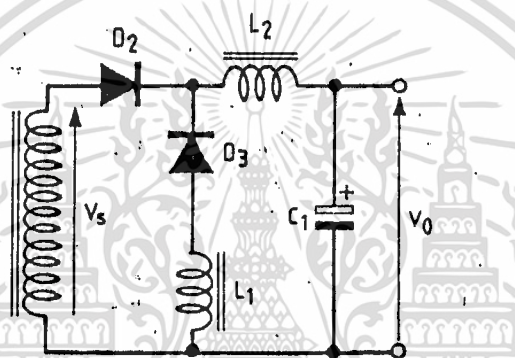
ในช่วงเวลาตกของกระแสในขดทุติยภูมิ กระแสในปฐมภูมิยังคงไหลอยู่ พลังงานไหลเวียนกลับไปยังอินพุตผ่านขดลวดที่ทำให้หมดสภาพเป็นสนามแม่เหล็ก สิ่งนี้ได้ลดความสามารถของการให้กำลังทางเอาต์พุตของแหล่งจ่าย อย่างไรก็ตามโดยการใส่ตัวเหนี่ยวนำอิมิตัวไม่เชิงเส้น L_r จะลดเวลาการตกกระแสไปได้มาก และอัตราการตกของกระแสจะถูกทำให้เข้าใกล้เป็นศูนย์ในทางเดียวกันกระแส I_{rr} ถูกลดลงให้เกิดเป็นศูนย์ และพลังงานที่ไหลเวียนกลับไปยังอินพุตก็จะลดลงไปด้วย แต่ความจำเป็นในการใช้ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดก็ยังมีอยู่ เพื่อลดขนาดของตัวเหนี่ยวนำและยังลดพลังงานที่ไหลเวียนกลับอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

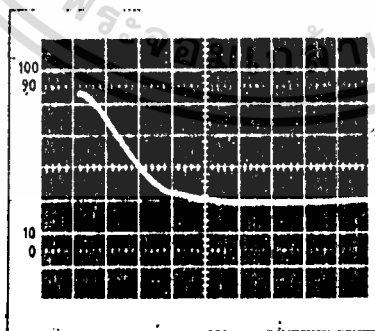
แรงดันกลับทาง (Reverse Voltage)

จากรูปที่ 7.8 แรงดันกลับทางของไดโอด D_2 และ D_3 ขึ้นอยู่กับแรงดันจากขดทุติยภูมิ และแรงดันทางตรง ขณะไดโอดนำกระแสจะได้ว่า

$$V_R = V_g - V_F \quad (3)$$



รูปที่ 7.15 แสดงการต่อตัวเหนี่ยวนำ L_1 เพื่อลดการกระชากของกระแสในไดโอด D_3 ขณะเข้าสู่สภาวะ รีเวอร์ส - รีคฟเวอร์



รูปที่ 7.16 แสดงรูปคลื่นกระแสในไดโอด D_2 ในช่วงหยุดนำกระแสแสดงให้เห็นการลดกระชากของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แรงดันทางทุติยภูมิ V_g หาได้จากแรงดันอินพุตขณะสวิตช์ (V_i) และ อัตราส่วน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยังสงวนสิทธิ์ในข้อจำกัดและต้องใช้อย่างระมัดระวังของเอกสารทุกครั้งที่มีการแก้ไข

จำนวนรอบของหม้อแปลง ค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุด สามารถหาได้จาก ค่าแรงดันอินพุตสูงสุด
 แต่ถ้าไม่รู้ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง ค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุดก็สามารถคำนวณได้

จากสมการ

ที่ 1 จากแรงดันทางขดทุติยภูมิต่ำสุด สามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุต (V_o) ได้คือ

$$V_{min} = (V_o + V_F) / \Delta_{max} \quad (4)$$

สมมติเลือกอัตราส่วนจำนวนรอบขดที่ V_{min} ในช่วง V_{min} และ V_{max} ใน

ช่วง V_{max} จะได้ว่า

$$V_{max} = V_{min} \times (V_{imax} / V_{imin}) \quad (5)$$

จาก (4)

$$V_{max} = \frac{V_o + V_F}{\Delta_{max}} \times \frac{V_{imax}}{V_{imin}} \quad (6)$$

จาก (3)

$$V_{max} = \frac{V_o + V_F}{\Delta_{max}} \times \frac{V_{imax}}{V_{imin}} - V_F \quad (7)$$

สำหรับคอนเวอร์เตอร์แบบพุ่ม-พูล ค่าดีวตีไซเคิลอยู่ระหว่าง 0-1 ค่า V_{max} ของ

ไดโอดแต่ละตัวจะเป็น

$$V_{max} = \{ [2(V_o + V_F) / \Delta_{max}] \times (V_{imax} / V_{imin}) \} - V_F \quad (8)$$

ในทางปฏิบัติ V_{max} สำหรับไดโอดในวงจรพุ่ม-พูลเหมือนกับไดโอดในวงจรทางตรง

การเลือกไดโอดใช้งาน

คอนเวอร์เตอร์แบบทางตรงให้แรงเอาต์พุต 28 โวลต์ กระแส 15 แอมป์ ใช้แรงดันอินพุตจากไฟสลับ 230 โวลต์ ก่อนอื่นต้องคำนวณแรงดันอินพุตซึ่งเป็นไฟสลับ โดยปกติจะมีขนาดแรงดันเป็น 240 โวลต์ + 10 ถึง -20 เปอร์เซ็นต์ และ 220 โวลต์ $\pm$ 15 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งจะให้ค่าแรงดันที่วัดได้สูงสุด คือ 264 โวลต์และค่าต่ำสุดคือ 187 โวลต์ (วัดจากค่าอาร์ เอ็ม เอส) เมื่อผ่านวงจรไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์จะได้แรงดันสูงสุด 373 โวลต์ และ 264

โวลต์ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ขณะที่ทราบซิลิเตอร์ดังกระแสเต็มๆ ตัวต้านทานที่จำกัดกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมประมาณ 5 โวลต์และขณะไม่ทำงานจะมีแรงดันประมาณ 1 โวลต์ ดังนั้นแรงดันอินพุตสูงสุดจะอยู่ในช่วง

259-372 โวลต์ การคำนวณหาการกระเพื่อมของแรงดัน (Ripple Voltage) จะขึ้นอยู่กับค่าเก็บประจุกับกำลังงานที่ใช้

$$V_2 = \sqrt{V_1^2 - (2Pt/C)} \quad (9)$$

โดยที่ V_1 คือ แรงดันสูงสุดของแรงดันที่ผ่านไดโอดเรียงกระแสแล้ว มีหน่วยเป็นโวลต์

V_2 คือ ค่าแรงดันสูงสุดขณะเกิดการกระเพื่อม มีหน่วยเป็นโวลต์

P คือ กำลังงานที่ใช้ มีหน่วยเป็นวัตต์

t คือ เวลาของไดโอดขณะไม่นำกระแส มีหน่วยเป็นวินาที

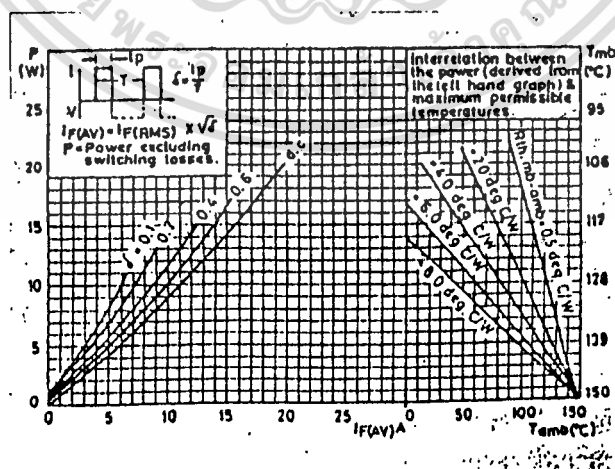
C คือ ตัวเก็บประจุเพื่อรักษาระดับแรงดัน มีหน่วยเป็นฟารัด

กรณีไฟสลัป 50 เฮิรตซ์ ผ่านไดโอดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น t จะประมาณ 8.5 มิลลิวินาที ถ้าเครื่องคลื่นนี้จะหายไป 188 มิลลิวินาที สมมติว่าประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายเป็น 80 เปอร์เซ็นต์ ค่าเก็บประจุคือ 2 ไมโครฟารัด ต่อกำลังงาน 1 วัตต์ แรงดันกระเพื่อมจะเป็น

$$V_2 = \sqrt{259^2 - \frac{(2 \times 1.25 \times 18 \times 10^{-3})}{2 \times 10^{-6}}}$$

แรงดันอินพุตจะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 211-372 โวลต์

สำหรับในทางปฏิบัติค่าดีวีดีไอเกิลสูงสุด ขณะแรงดันอินพุตต่ำสุดจะได้ประมาณ 0.45 ค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะไบแอสตรงมีค่า 1 โวลต์ จากสมการที่ 7 จะได้ค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุดเท่ากับ



รูปที่ 7.17 กราฟแสดงคุณสมบัติด้านกำลังสูญเสียของไดโอดเมื่อทำงานกับคลื่นสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{max} = \{(28 \times 1) / 0.45 \times 372 / 211\} - 1$$

$$= 113 \text{ โวลต์}$$

ค่าตัวต้านทานต่ำสุดขณะอยู่ในสภาวะปกติ อาจหาคำนวณได้จากค่าตัวต้านทานสูงสุด และค่าแรงดันอินพุต ดังนี้

$$\Delta_{min} = \Delta_{max} \times (V_{min} / V_{max})$$

$$= 0.45 \times (211 / 372)$$

$$= 0.26$$

ค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดของไดโอดเรียงกระแสที่เอาต์พุตแต่ละตัวสามารถหาคำนวณได้จาก ไดโอด D_2 ซึ่งมีค่าตัวต้านทาน 0.74 กระแสเอาต์พุตสูงสุด 15 แอมป์ ดังนั้นกระแสเฉลี่ยจะเป็น 11.1 แอมป์ สำหรับกระแสเฉลี่ยสูงสุดของ D_2 เกิดเมื่อแรงดันอินพุตต่ำสุดมีตัวต้านทาน 0.45 กระแสเฉลี่ยจะเป็น 6.8 แอมป์ จากข้อมูลทั้งสองคือ แรงดันย้อนกลับ V_R เป็น 113 โวลต์ กระแสเฉลี่ย 11.1 แอมป์ ไดโอดที่เหมาะสมจะใช้งานคือ BYW30-150

เมื่อเลือกหาไดโอดได้แล้วเราจะพิจารณาถึงแผ่นระบายความร้อนหรือฮีตซิงค์และกำลังสูญเสียทั้งหมดของไดโอดแต่ละตัว รูปที่ 7.17 เป็นกราฟคุณสมบัติด้านกำลังสูญเสียของไดโอดขณะทำงานกับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ถ้าให้ไดโอดแต่ละตัวมีแผ่นระบายความร้อนแยกกันก็สามารถหาคำนวณหาขนาดของแผ่นระบายความร้อนได้โดยตรงจากกราฟ เช่นไดโอด D_2 มีกระแสเฉลี่ย 11.1 แอมป์และค่าตัวต้านทาน 0.74 จากกราฟจะได้ค่ากำลังสูญเสีย 11 วัตต์ (กราฟด้านซ้าย) และสมมติว่ายอมให้อุณหภูมิทั่วไป (ambient) มีค่า 60 องศาเซลเซียสจะต้องการแผ่นระบายความร้อน ที่มีค่าความต้านทานความร้อนเป็น 60 องศาเซลเซียสต่อหนึ่งวัตต์ (กราฟด้านขวา)

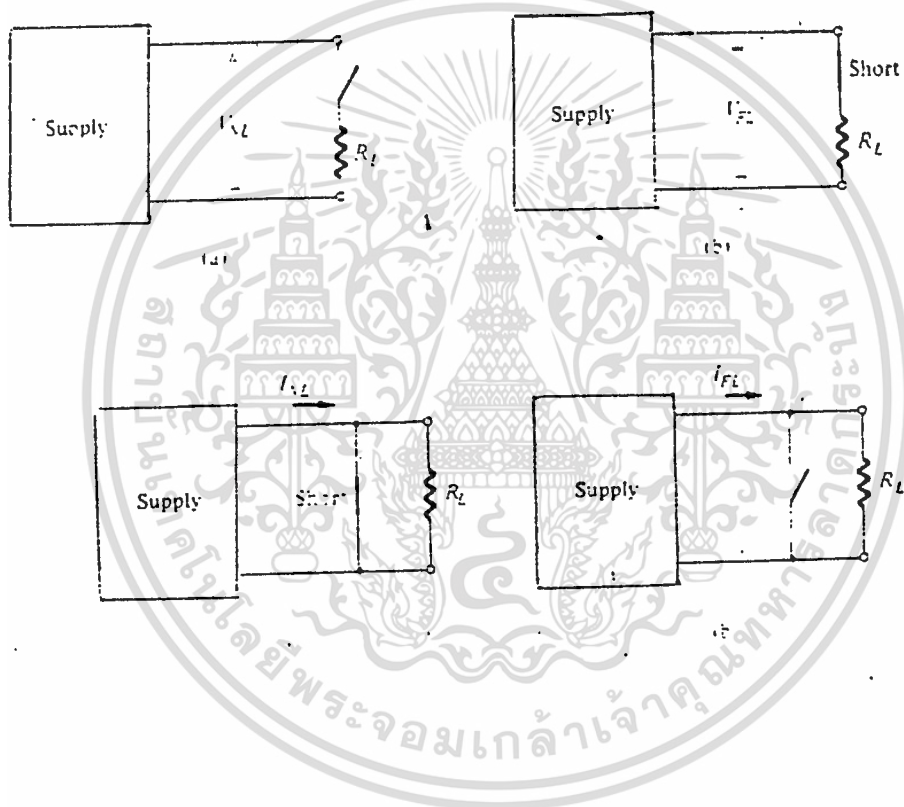
สำหรับไดโอด D_2 กระแสเฉลี่ยเป็น 6.8 แอมป์ ตัวต้านทาน 0.45 กำลังสูญเสีย 6 วัตต์ จึงใช้แผ่นระบายความร้อนที่มีค่าความต้านทานความร้อน 10 องศาเซลเซียสต่อหนึ่งวัตต์

ถ้าไดโอดทั้งสองวางอยู่บนแผ่นระบายความร้อนแผ่นเดียว กำลังสูญเสียทั้งหมด คำนวณจากกราฟที่เป็นกระแสตรงมีกระแสเฉลี่ย 15 แอมป์จะได้ค่ากำลังสูญเสีย 14.2 วัตต์ ดังนั้นจะต้องใช้แผ่นระบายความร้อนที่มีความต้านทานความร้อนประมาณ 4 องศาเซลเซียสต่อหนึ่งวัตต์ ค่าที่ได้สูงกว่าปกติ เนื่องจากเราคิดว่ากำลังสูญเสียเกิดจากไดโอดเพียงตัวเดียว แต่ในทางปฏิบัติค่าประมาณที่ได้เพียงพอ

แต่ถ้าต้องการให้แหล่งจ่ายแรงดันจ่ายกระแสเต็มที่คือ 15 แอมป์แล้ว ค่าตัวต้านทานของไดโอด D_2 จะต้องเป็น 1 ต้องเปลี่ยนไปใช้ไดโอดเบอร์ BYW31-150 เพราะค่ากระแสเฉลี่ยสูงกว่า 15 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณ

ส่วนกำเนิดสัญญาณแรมป์

จากสูตร

$$\begin{aligned} T &= 2 RC \ln \frac{1+B}{1-B} \\ &= 2 RC \ln \left[\frac{R_1 + 2R_2}{R_1} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B &= \text{ส่วนป้อนกลับ} \\ &= \frac{100 \text{ K} // 100 \text{ K}}{100 \text{ K} // 100 + 100 \text{ K}} = \frac{1}{3} \\ RC &= \text{ค่าคงที่ของเวลา} \\ &= 820 \times 10^{-12} \times 47 \times 10^3 = 38.54 \mu\text{s} \end{aligned}$$

คาบของสัญญาณเอ้าต์พุต

$$T = 2 (38.54 \mu\text{s}) \ln \frac{1 + 1/3}{1 - 1/3} = 53.427 \mu\text{s}$$

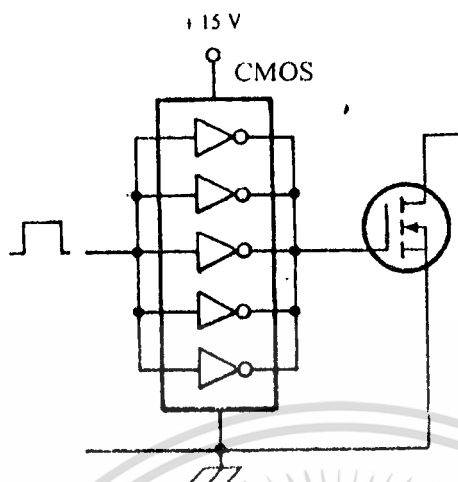
ค่าความถี่

$$f = \frac{1}{53.427 \mu\text{s}} = 18.7 \text{ KHz}$$

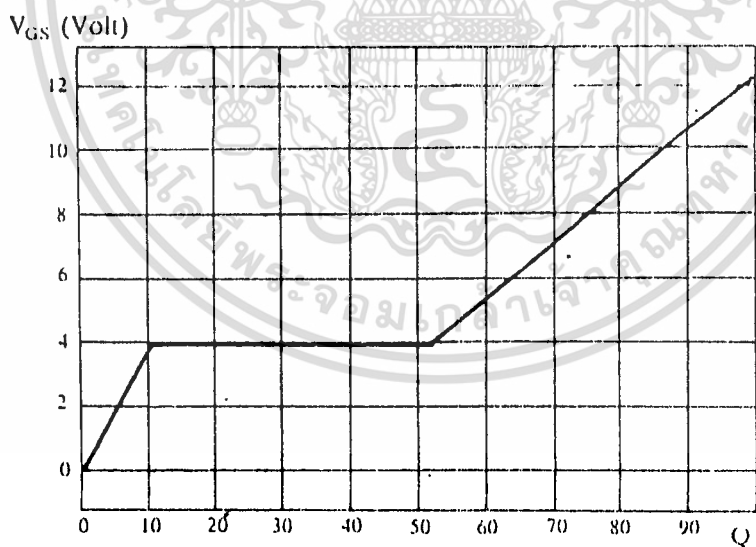
วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐาน เช่น ตระกูล 1400 จะมีเอ้าต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลีเม้นทารี N และ P channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 1400 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดัง



รูป I แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นากระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง



รูป II แสดงด้วยม้านของ Gate Charge Chart

<135/1>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ I จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไป得更เร็วขึ้นด้วย

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมที่ขั้วนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขั้วนำกระแสและถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_{on} ถึง t_{off} การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหนึ่งเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

จากกราฟในรูปที่ II ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_{on} และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_{off} ได้จาก

$$t = \frac{Q_g}{I_g}$$

เมื่อ Q_g คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ เป็นคูลอมบ์

I_g คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่ เป็นแอมป์

หมายเหตุ กราฟ Gate Charge Chart ที่ได้จากดาต้าชีต ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้ กระแสเกต I_g สำหรับชาร์จประจุมีค่าคงที่ ในการใช้งานจริงแล้ว วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตอาจให้ค่า I_g ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลที่นอกเหนือจากข้อมูลใน Gate Charge Chart ที่จะไม่ขอกล่าวในที่นี้ อย่างไรก็ตามถ้าสามารถออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้จ่ายกระแสได้มากพอ การคำนวณที่ได้จากสมการ ก็นับได้ว่าใกล้เคียง

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้น้ำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส (source and sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วยและต้องให้แรงดันเตตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} ค่ามากพอ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย (ประมาณ 10 โวลต์)

จากสูตร

$$t = \frac{Q_g}{I_g}$$

t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (t_r) และช่วงเวลา เริ่มหยุดนำกระแส (t_f)

Q_k คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟเป็นคูลอมป์

I_k คือ ค่ากระแสที่ใช้ขาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่เป็นแอมป์

- ใช้เพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ 12N10

$$\text{ซึ่งมี } t_r (\text{max}) = 150 \text{ ns}$$

$$t_f (\text{max}) = 100 \text{ ns}$$

ซึ่งจากกราฟในคาต้าชีตจะได้

$$Q_k \text{ ที่ } t_r = 3 \text{ nc}$$

$$I_g = \frac{3}{150} = 20 \text{ mA}$$

$$\text{ที่ } t_r, I_g = \frac{3}{100} = 30 \text{ mA}$$

- ใช้ IC - CMOS เบอร์ MC 74C14 เป็นตัวขับซึ่งสามารถจ่ายกระแสได้ตัวเลข 8 mA

นำเอามาขนานกัน 5 ตัวเพื่อเพิ่มกระแส

เออร์ฟิตเตอร์คาปาซิเตอร์

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{8 f \Delta V_{out}}$$

$$\text{เมื่อ } I_{out} = 0.25 I_L ; I_L = \text{กระแสโหลด}$$

$$\Delta V_{out} = \text{ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุต}$$

$$f = \text{ความถี่ที่ใช้}$$

- ตัวเก็บประจุ C_u , C_c

$$\text{เมื่อ } I_L = 10 \text{ A}$$

$$f = 20 \text{ KHz}$$

$$\Delta V_{out} = A0 \text{ m } V_{p-p}$$

$$C = \frac{0.25 \times 10}{8 \times 20 \times 10} = 781 \text{ F}$$

ดังนั้นจะใช้ค่า C_{B1} ; C_{B2} = 1000 F เพื่อลดค่า ESR

ส่วนจำกัดกระแสเกิน (R_{B1} , R_{B2} , I_{max} = 10 A

$$IR \leq 0.45$$

$$R \leq \frac{0.45}{10}$$

ใช้ $R = 0.033$ (เพื่อค่าความต้านทานจากการบัดกรีที่เพิ่มขึ้น)

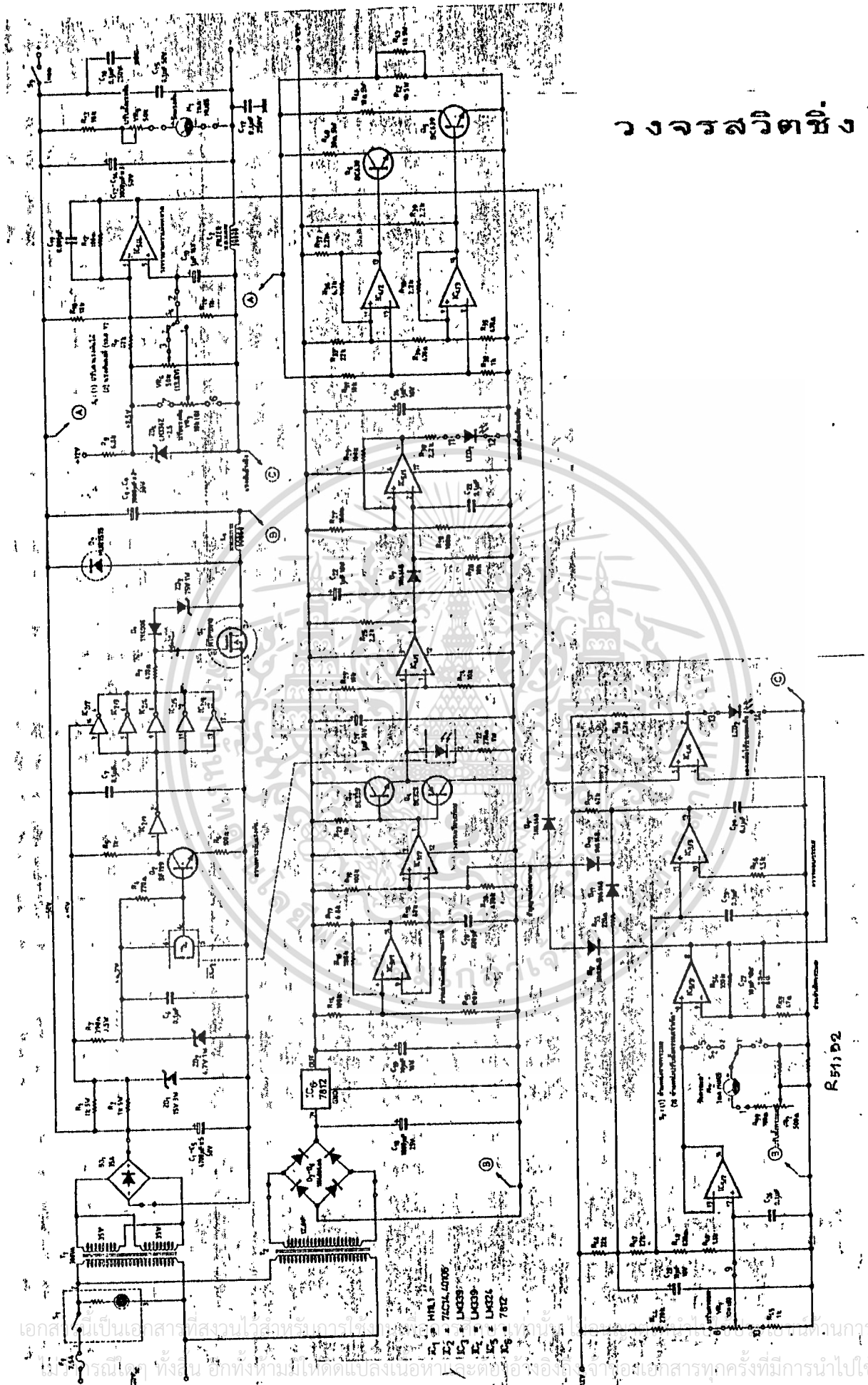
$$W = I^2 R$$

$$= 10^2 \times 0.033$$

$$= 3.3 \text{ W}$$

ใช้ $R = 0.125 \text{ W}$ 3 ตัวนำมาขนานกัน

வஞ்சகஸ்திரிதந்திரம்



การทำงาน

ตามรูปเป็นวงจรสมบูร์กของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายชุดนี้ $IC_{5,4}$ เป็นวงจรขยายแรงดันอ้างอิง โดยเอาต์พุตของ $IC_{5,4}$ จะขึ้นอยู่กับค่าปรับค่า VR_3 แรงดันอ้างอิงจากเอาต์พุตของ $IC_{5,4}$ จะส่งไปที่ขา 7 ของ $IC_{5,2}$ เพื่อมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ขา 6 ของ $IC_{5,2}$ ที่ต่อมาจาก $IC_{5,1}$ ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรผลิตสัญญาณแรมป์ ความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์

$IC_{5,2}$ จะเปรียบเทียบแรงดันที่ขาทั้งสอง โดยถ้าแรงดันอ้างอิงมีค่ามากเอาต์พุตของ $IC_{5,2}$ จะเป็นสวิตชิงพัลส์ (พัลส์รูปสี่เหลี่ยม) ที่มีช่วงดิวตี้ไซเคิลมากแต่ถ้าแรงดันอ้างอิงมีค่าน้อยสวิตชิงพัลส์ ที่ได้จึงมีค่าดิวตี้ไซเคิลน้อย ดังแสดงในรูปที่ 3

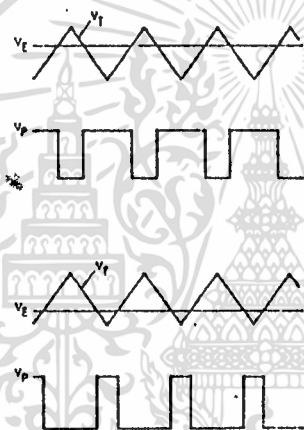
สัญญาณพัลส์ที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบจะส่งผ่าน Q_3 และ Q_4 ซึ่งต่อเป็นวงจรทฟเฟออร์เพื่อนำไปขับ LED ใน IC_1 ซึ่งเป็นไดโอดโชนิเลเตอร์ ส่วนดีเท็กแสงจะ ดีเท็กแสงออกมาเป็นสัญญาณสวิตชิงพัลส์ที่แยกจากกันอิสระแล้วส่งสัญญาณต่อไปที่ Q_2 เพื่อยกระดับสัญญาณ จากนั้น $IC_{2,1}$ จะจัดรูปสัญญาณแล้วส่งให้ $IC_{2,2} - IC_{2,8}$ เพื่อบีบเกตของ Q_1 ที่ต้องใช้อินเวอร์เตอร์ต่อขนานกันถึง 5 ตัว ก็เพื่อต้องการให้มีกระแสเพียงพอที่จะไปขับเกตของ Q_1 ได้

การสวิตของ Q_1 นี้ในบางครั้งจะทำให้เกิดแรงดันชั่วขณะที่ขาเดรนที่อาจจะสูงกว่าแหล่งจ่าย เนื่องจากผลของตัวเหนี่ยวนำ L_1 ดังนั้นจึงต่อ D_1 และ ZD_3 ไว้ เพื่อป้องกันแรงดันดังกล่าว ซึ่งอาจจะทำให้เฟตพังได้ จากวงจรได้จำกัดแรงดันชั่วขณะไว้เพียง 75 โวลท์ หมายความว่า ถ้าแรงดันดังกล่าวไม่เกิน 75 โวลท์ แรงดันนี้ ก็จะตกคร่อม ZD_3 ทั้งหมด ไม่เป็นผลอย่างใดกับวงจร แต่ถ้าแรงดันชั่วขณะมีค่าเกิน 75 โวลท์ ก็จะสามารถทริกเกตของมอสเฟตผ่านทาง D_1 ทำให้ Q_1 นำกระแสอีกในจังหวะที่ไม่ควรจะทำงาน

$IC_{4,1}$ กับ $IC_{5,1}$ ต่อรวมกันเพื่อทำหน้าที่แสดงสถานะไม่เรกูเลตโดย $IC_{4,1}$ จะเปรียบเทียบแรงดันระหว่างขา 6 ซึ่งเป็น สวิตชิงพัลส์กับแรงดันคงที่ที่ขา 7 เมื่อเป็นพัลส์ช่วงลบเข้ามาเอาต์พุตของ $IC_{4,1}$ จะสูงสามารถผ่านไปยังประจุ $C_{2,8}$ ที่ขา 2 ของ $IC_{5,1}$ ได้และเมื่อเอาต์

พุทของ $IC_{4,1}$ ต่ำลงตัวเก็บประจุ $C_{2,3}$ จะดิสชาร์จผ่านทาง $R_{2,6}$ โดยในสภาวะ
 ปกติการดิสชาร์จของ $C_{2,3}$ จะไม่ทำให้เอาต์พุตของ $IC_{5,1}$ สูงขึ้น นั่นคือ LED_1 จะยังไม่แสดงผล
 แต่ถ้า Q_1 ได้รับการทริกเกตให้ทำงานตลอดเวลา หรือไม่เป็นจังหวะแรงดันเอาต์พุตของวงจร
 จะต่ำลงเป็นการเกิดสภาวะไม่เรกูเลตตัวเก็บประจุ $C_{2,3}$ ที่ขา 2 ของ $IC_{5,1}$ มีโอกาสดิสชาร์จ
 จนทำให้เอาต์พุตของ $IC_{5,1}$ สูงขึ้น LED_1 ก็จะสว่างเป็นการแสดงสภาวะไม่เรกูเลต

ปกติเพาเวอร์ซัพพลายแบบสวิตชิงจะให้เอาต์พุตไม่คงที่ ในกรณีที่จ่ายกระแสขนาดต่ำมาก
 ๆ หรือในขณะที่จ่ายกระแสขนาดต่ำมาก ๆ หรือในขณะไม่มีโหลด ดังนั้นจึงต้องมีโหลดค่าหนึ่งของ
 วงจรเพื่อจ่ายกระแสขนาดต่ำที่สุดตลอดเวลาให้สามารถรักษาเสถียรภาพทางด้านเอาต์พุตเอาไว้



รูปที่ 3 แสดงการเปรียบเทียบของสัญญาณ แรมป์ (V_T) กับแรงดันอ้างอิง (V_E)
 ของวงจรเปรียบเทียบได้สวิตชิงพัลส์ (V_P)

ในขณะที่แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าเกิน 10 โวลต์ $R_{4,2}$ และ $R_{4,3}$ ที่ต่อขนานกัน 2 ตัว
 จะทำหน้าที่เป็นโหลดให้แก่วงจร เมื่อแรงดันมีค่าอยู่ระหว่าง 5 โวลต์ ถึง 10 โวลต์เอาต์พุตของ
 $IC_{4,2}$ ที่จัดเป็นวงจรเปรียบเทียบก็จะสูง ทำให้ Q_2 ทำงาน $R_{4,0}$ จะถูกต่อเป็นโหลด
 ให้วงจร และเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าต่ำกว่า 5 โวลต์ เอาต์พุตของ $IC_{4,3}$ จะสูงแทนทำ

ให้ Q_5 ทำงาน และ $R_{4,1}$ ก็จะถูกต่อให้เป็นโหลดของวงจร

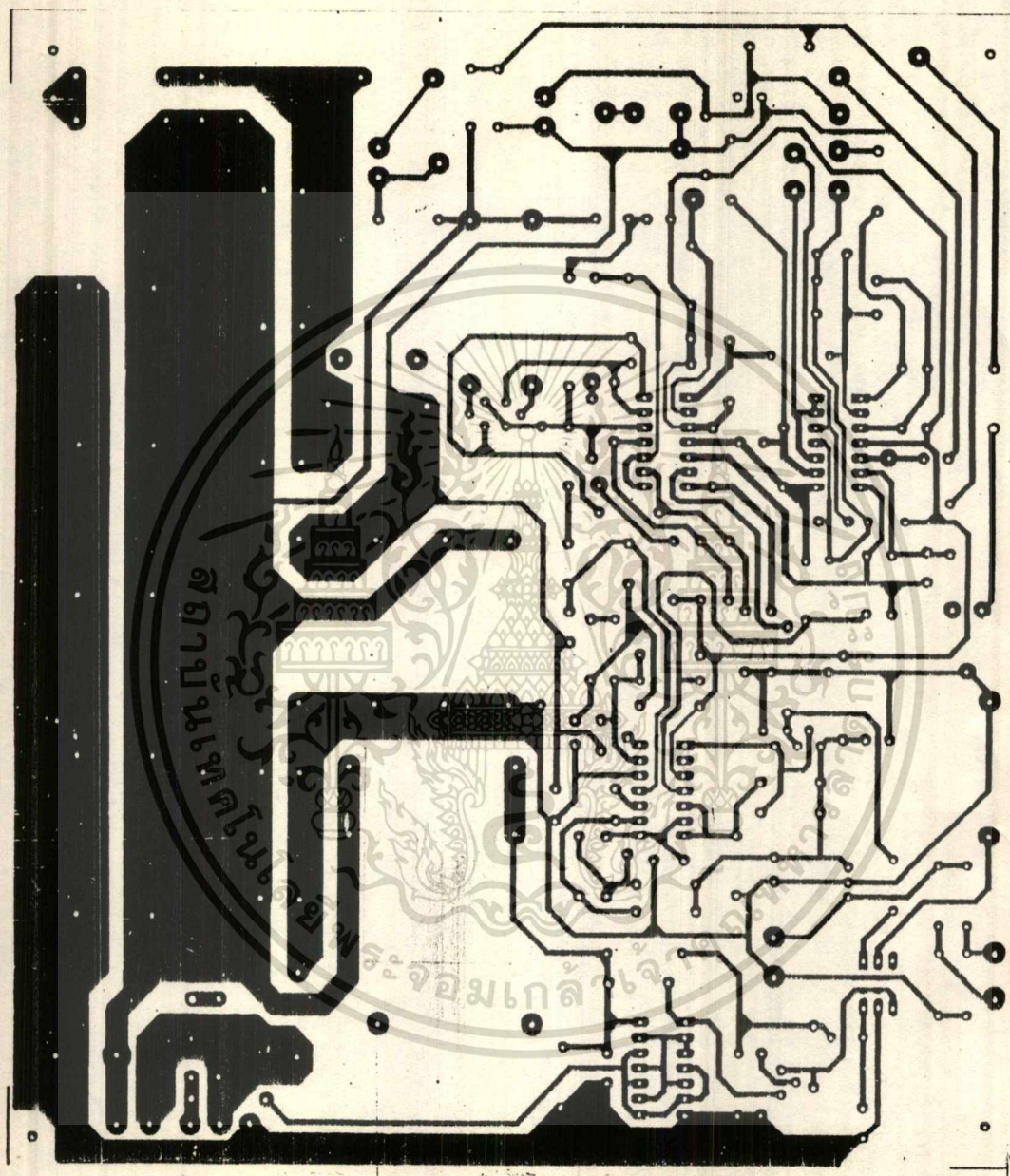
$IC_{3,3}$ จะทำหน้าที่ลดกระแสเอาต์พุตเมื่อตรวจพบว่าโหลดใช้กระแสเกิน 9 แอมป์นี้จะทำ

ให้เกิดการตกคร่อม R_1 และ R_2 มีค่ามากขึ้น (มากกว่า 0.45 โวลท์) เป็นผลทำให้เอาต์พุต

ของ $IC_{3,3}$ ต่ำ และจะไปดึงแรงดันอ้างอิงที่ขา 7 ของ $IC_{3,2}$ ลง $IC_{3,2}$ จะผลิตสวิตชิ่งพัลส์ที่มีช่วงคิวตี้ไซเคิลน้อยลง เป็นผลให้กระแสที่เอาต์พุตลดมามีค่าเหลือไม่ถึง 2 แอมป์

ในช่วงที่กระแสเกินค่าที่ปรับตั้งจาก VR_1 เอาต์พุตของ $IC_{3,3}$ ก็จะต่ำลงตามผลของ $IC_{3,2}$ ผ่านทาง D_5 ทำให้เอาต์พุต $IC_{4,4}$ สูงขึ้น LED_2 ก็จะแสดงผลว่ามีการ ouse ประแสเกินที่ตั้งไว้





The circuit board layout is a complex electronic design for a radio receiver. It features a variety of components including integrated circuits (IC1-IC6), transistors (Q1-Q10), diodes (D1-D6), resistors (R1-R40), capacitors (C1-C17), and a transformer (T1). The layout is organized into several functional sections: a power supply section at the top left, a tuning eye section at the top right, and a speaker section at the bottom. The board is labeled with component values and part numbers, and includes a terminal block for external connections.

รายการอุปกรณ์

ตัวต้านทาน 1/4 วัตต์ 1 %

R_1, R_2, R_{42}, R_{43}	1 K	5 วัตต์	4	ตัว
R_3	390	0.5 วัตต์	1	ตัว
R_4	270		1	ตัว
$R_5, R_{11}, R_{21}, R_{32}, R_{45}$	1 K		5	ตัว
R_6, R_{50}	100 K		2	ตัว
R_7, R_{34}, R_{35}	470		3	ตัว
R_8, R_{17}	6.8 K		2	ตัว
R_9, R_{18}, R_{57}	47 K		3	ตัว
R_{10}, R_{50}	18 K		2	ตัว
$R_{12}, R_{14}, -R_{15}, R_{19}, R_{27},$ $-R_{29}, R_{54}$	100 K		9	ตัว
$R_{13}, R_{23}, R_{24}, R_{26}$	10 K		4	ตัว
R_{20}	470 K		1	ตัว
R_{22}	270	1 วัตต์	1	ตัว
$R_{25}, R_{30}, R_{37}, -R_{39}, R_{55}$	22 K		6	ตัว
R_{33}, R_{46}	22 K		2	ตัว
R_{38}	4.7 K		1	ตัว
R_{40}	39	5 วัตต์	1	ตัว
R_{41}	10	5 วัตต์	1	ตัว
R_{44}	270 K		1	ตัว
R_{47}	27 K		1	ตัว
R_{48}	820		1	ตัว
R_{49}	1.1 K		1	ตัว
R_{51}, R_{52}	ดวงจร			
R_{53}	47		1	ตัว
R_{55}	220		1	ตัว

<145>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_{88}	1.5 K	1	ตัว
VR_1, VR_2	10 K (B) ไวลุ่ม	1	ตัว
VR_2	500 เกือกม้า	1	ตัว
VR_4, VR_5	50 K เกือกม้า	1	ตัว

ตัวเก็บประจุ

$C_1, -C_5$	4700 μF 50V	อิเล็กโทรไลต์	5	ตัว
$C_6, C_7, C_{15}, C_{23},$	0.1 μF 50V	โพลีเอสเตอร์	7	ตัว
C_{25}, C_{26}, C_{28}				
$C_8, C_9, C_{12}, -C_{14}$	1000 μF 50V	อิเล็กโทรไลต์	5	ตัว
$C_{10}, C_{21}, C_{22}, C_{24}$	1 μF 16V	อิเล็กโทรไลต์	4	ตัว
C_{11}	0.001 μF 50V	โพลีเอสเตอร์	1	ตัว
C_{16}, C_{17}	0.1 μF 250V	โพลีคาร์บอนเนต	2	ตัว
C_{18}	1000 μF 16V	อิเล็กโทรไลต์	1	ตัว
C_{19}, C_{28}, C_{27}	10 μF 50V	อิเล็กโทรไลต์	3	ตัว
C_{20}	820 pF 50V	เซรามิกส์	1	ตัว

อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

BD_1	35 A 100 V	1	ตัว
$D_1, D_3, -D_5$	1N4004	5	ตัว
D_2	MMU1515	1	ตัว
$D_7, -D_{11}$	1N4148	5	ตัว
IC_1	H11L1	1	ตัว
IC_2	74C14 หรือ 40106	1	ตัว
IC_3, IC_4	LM339	2	ตัว
IC_5	LM324	1	ตัว
IC_6	7812	1	ตัว
LED_1, LED_2		2	ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน <146> ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Q_1	MTP12N10	1	ตัว
Q_2	BF199	1	ตัว
Q_3	BC338	1	ตัว
Q_4	BC328	1	ตัว
Q_5, Q_6	BC328	2	ตัว
ZD_1	15V 3 วัตต์	1	ตัว
ZD_2	4.7V 1 วัตต์	1	ตัว
ZD_3	75V 1 วัตต์	1	ตัว
ZD_4	LM336Z-2.5	1	ตัว

อื่น ๆ

- ฟิวส์

- L_1, L_2

- มิเตอร์

- S_1

- S_2

- S_3

- S_4

- T_1

- T_2

- กล่อง, แผ่นวงจรพิมพ์, สายไฟ, ตะกั่ว, หางปลา, น็อต

สวิตเปิด-ปิด 10 A

สวิตกดติดปล่อยดับแบบโยก 3 ขา

สวิตเปิด-ปิด 10 A แบบโยก

สวิตสองทาง

หม้อแปลงทอรอยด์ 220V : 35-0/35-0

300 VA

หม้อแปลง 220V : 12.6 V 150 mA

หมายเหตุ

- แกนผงเหล็กอัดสำหรับ L_1

ใช้รุ่น T184-26

เส้นผ่าศูนย์กลางรอบนอก 46.7 mm.

เส้นผ่าศูนย์กลางรอบใน 24.1 mm.

หนา 18 mm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- แกนผงเหล็กอัดสำหรับ L_2

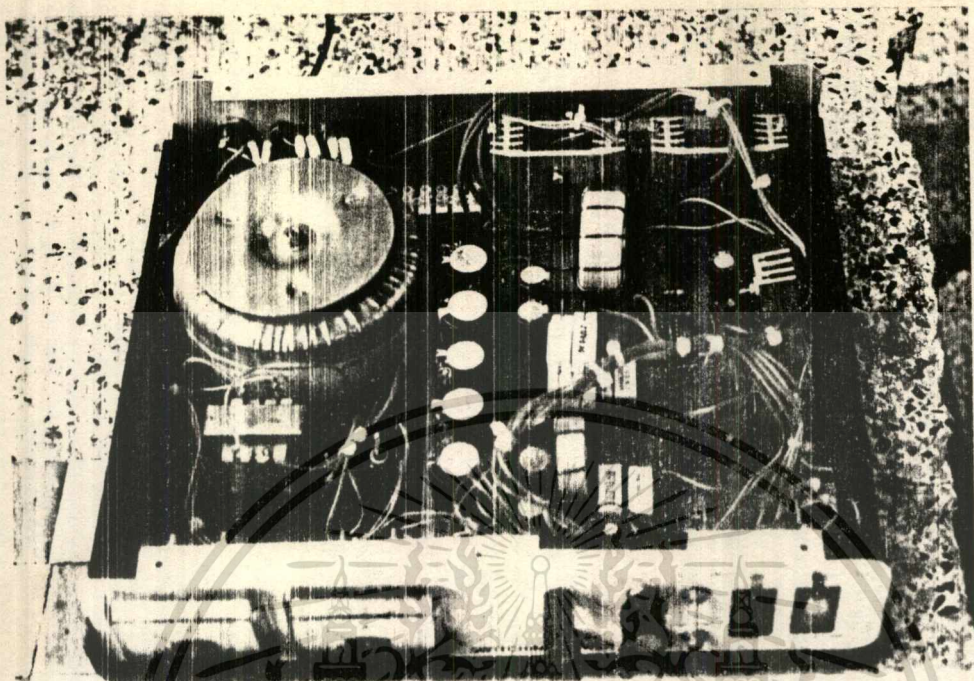
ใช้รุ่น T130-26

เส้นผ่าศูนย์กลางรอบนอก 33 mm.

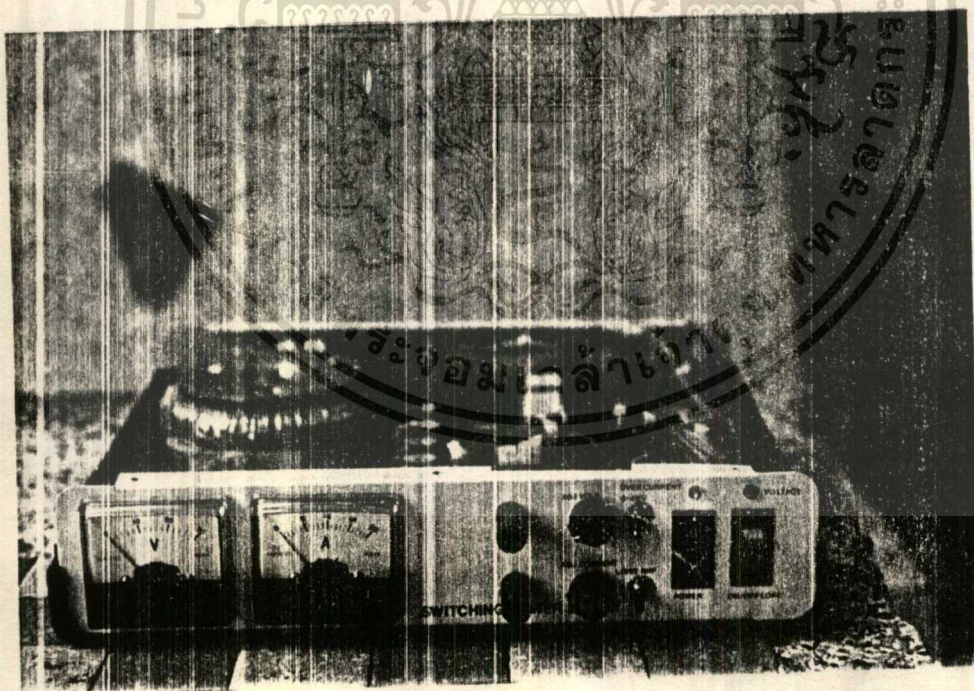
เส้นผ่าศูนย์กลางรอบใน 19.8 mm.

หนา 11.1 mm.





ภาพ 1 : แสดงภาพภายในเครื่อง

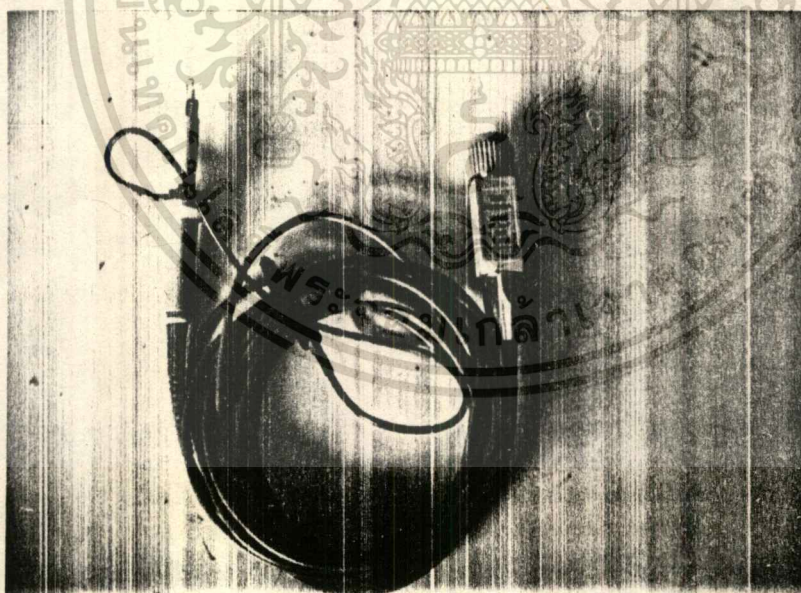


ภาพ 2 : แสดงภาพด้านหน้าเครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



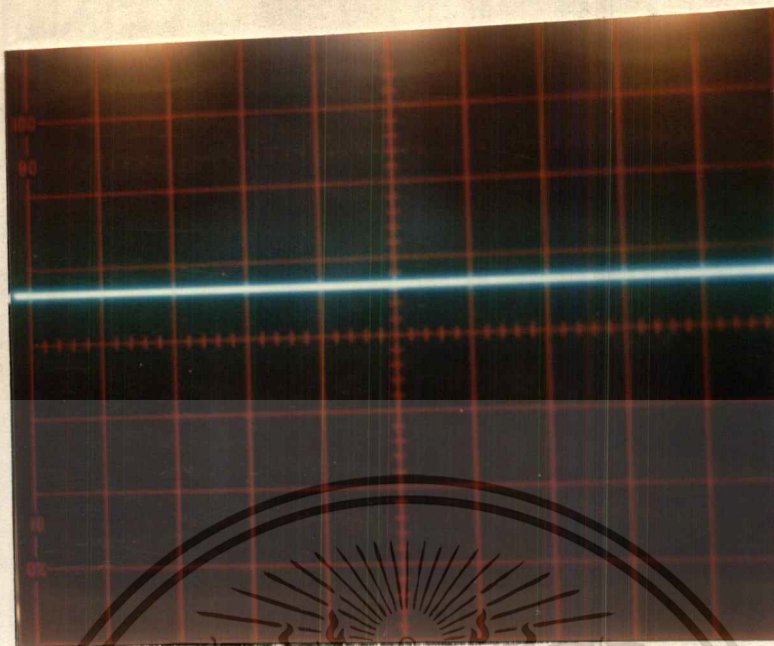
ภาพ 3 : แสดงภาพด้านหลังเครื่อง



ภาพ 4 : แสดงภาพสายวัดสัญญาณที่ใช้ในการทดลอง

การทดลอง วัดสัญญาณตามจุดต่าง ๆ โดยสายสัญญาณมีขนาดการลดทอนเท่ากับ

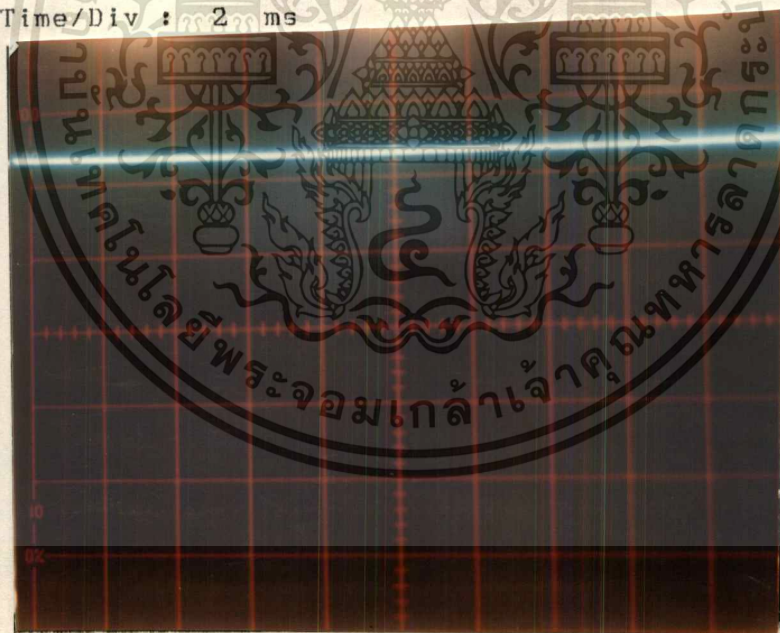
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้<150>การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพ 5 : แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุต ขณะปรับโวลเตจคงที่ 13.8 V.

Volt/Div : 2 V

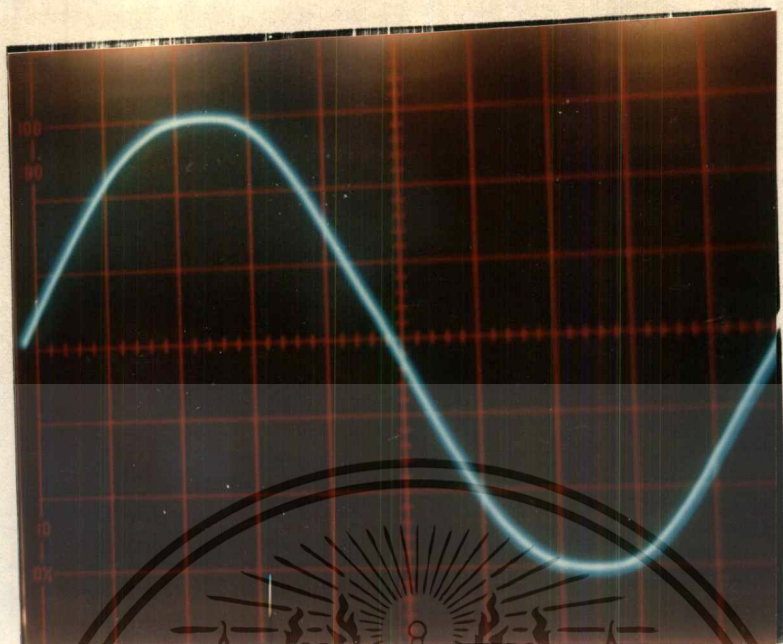
Time/Div : 2 ms



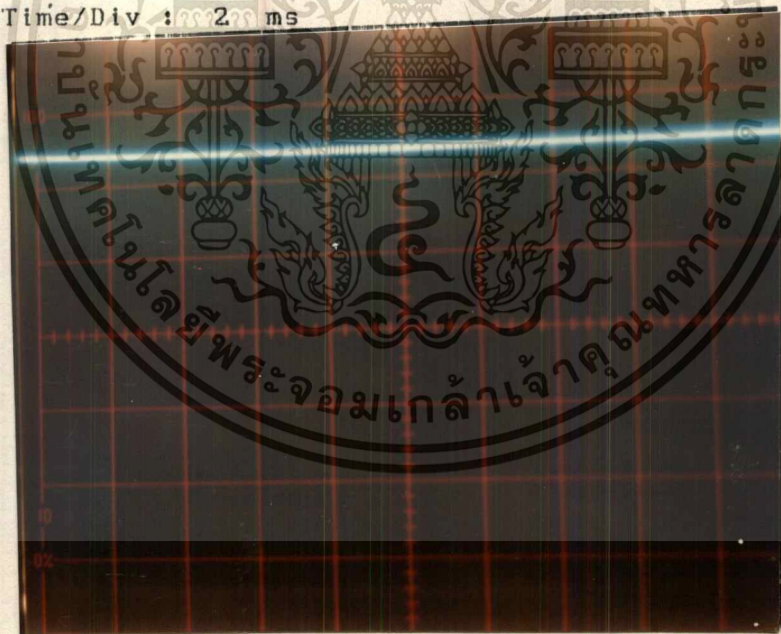
ภาพ 6 : แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุต ขณะปรับโวลเตจมากที่สุด (maximum)

Volt/Div : 2 V

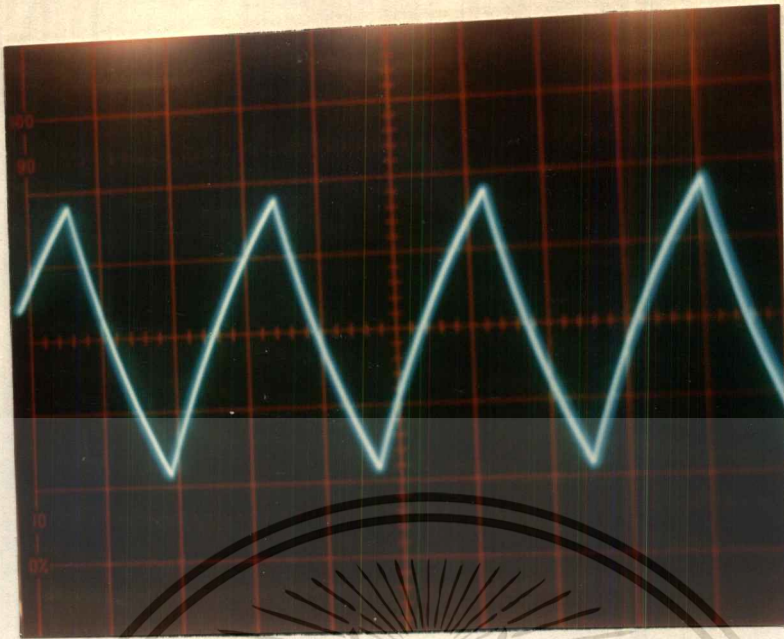
Time/Div : 2 ms



ภาพ 7 : แสดงรูปสัญญาณไฟ AC 220 V ก่อนเข้า หม้อแปลง
 Volt/Div : 10 V
 Time/Div : 2 ms



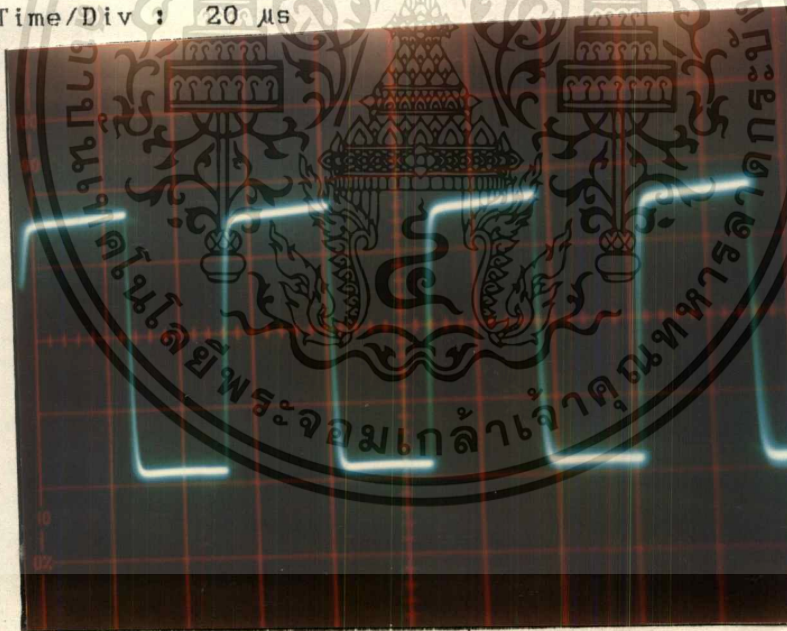
ภาพ 8 : แสดงรูปสัญญาณไฟ DC ที่เอาต์พุตบริดจ์ไดโอด
 Volt/Div : 2 V
 Time/Div : 2 ms



ภาพ 9 : แสดงรูปสัญญาณขา 8 ของ IC 3 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .1 V

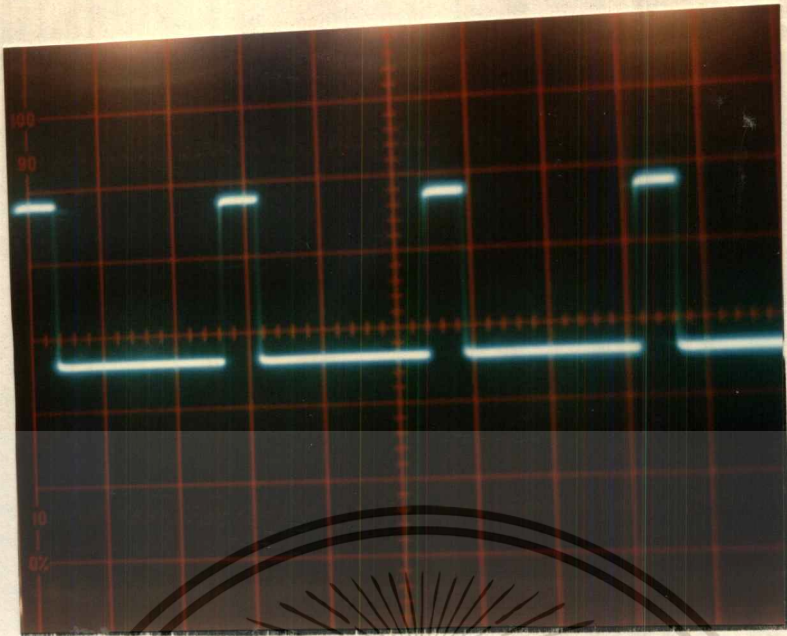
Time/Div : 20 μ s



ภาพ 10 : แสดงรูปสัญญาณขา 9 ของ IC 3 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .1 V

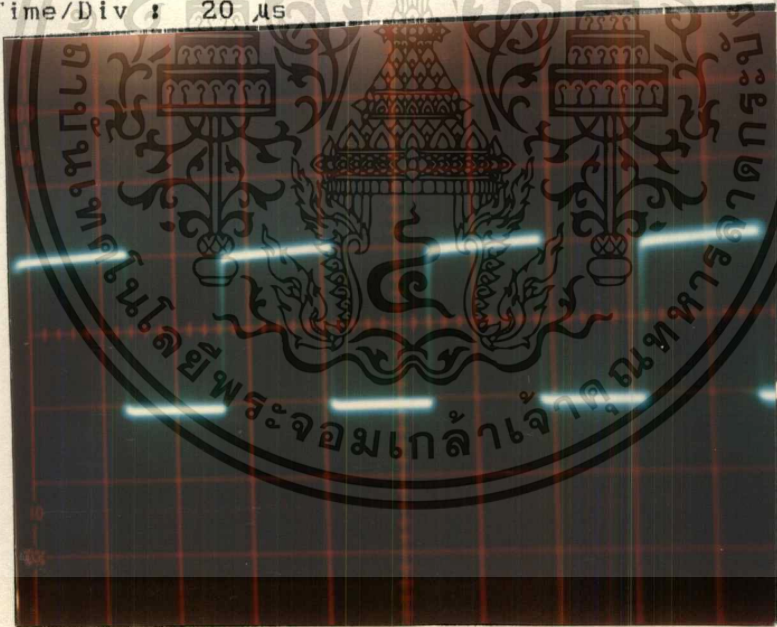
Time/Div : 20 μ s



ภาพ 11 : แสดงรูปสัญญาณขา 1 ของ IC 3 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .5 V

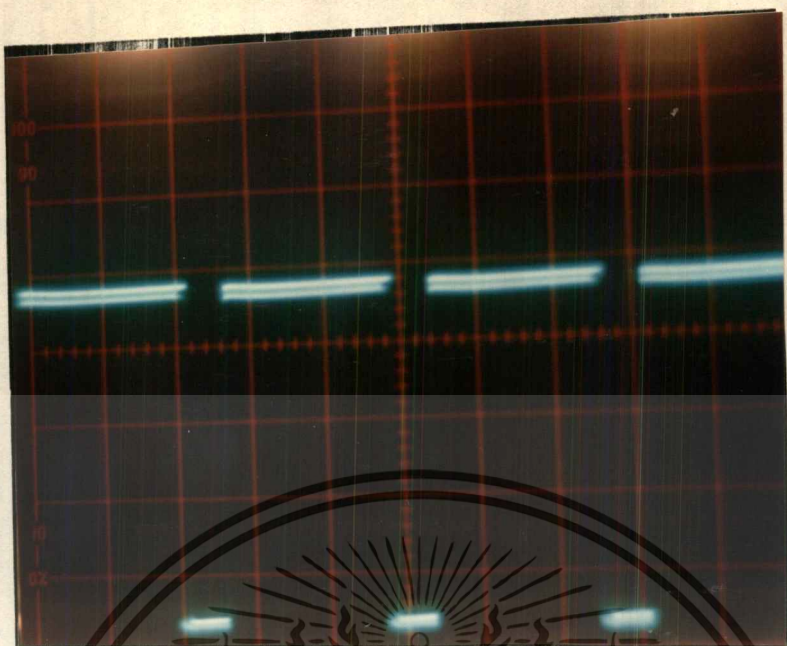
Time/Div : 20 μ s



ภาพ 12 : แสดงรูปสัญญาณขา 14 ของ IC 3 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .5 V

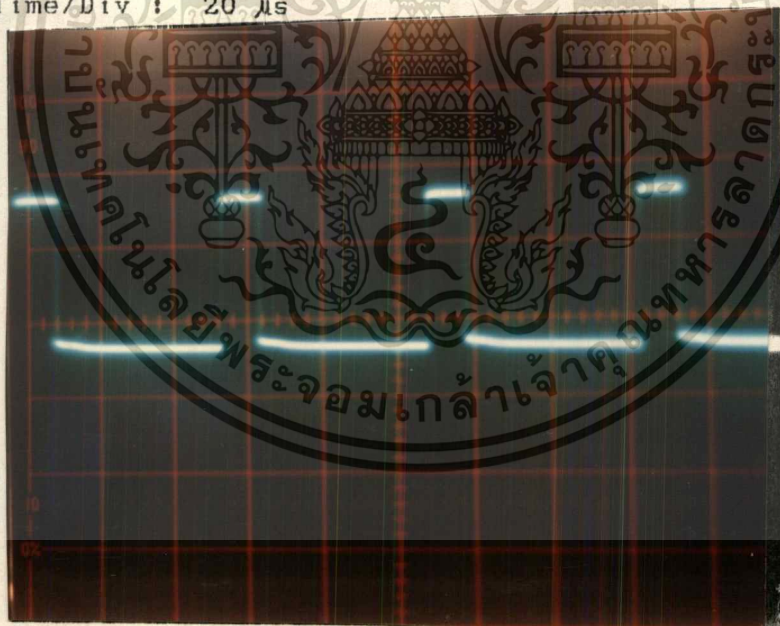
Time/Div : 20 μ s



ภาพ 13 : แสดงรูปสัญญาณขา 1 ของ IC 4 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .2 V

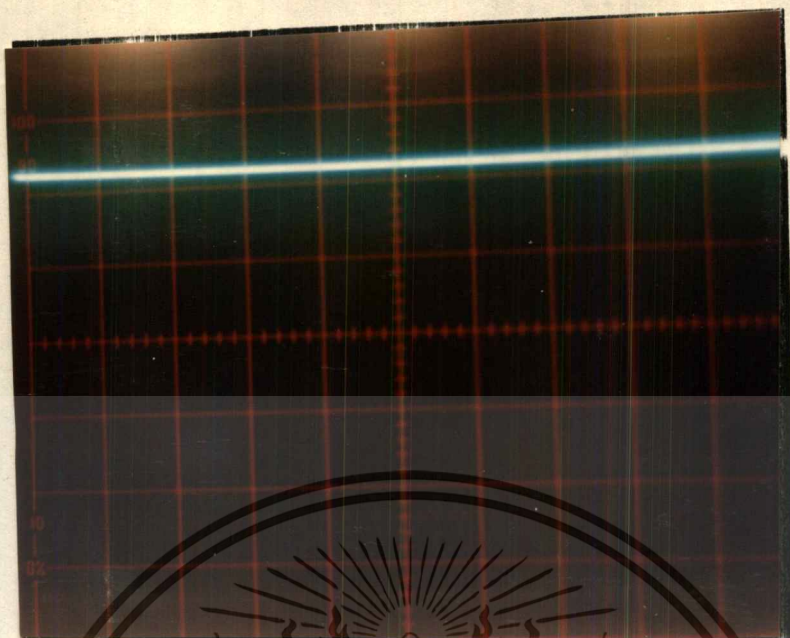
Time/Div : 20 μ s



ภาพ 14 : แสดงรูปสัญญาณขา 6 ของ IC 4 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .5 V

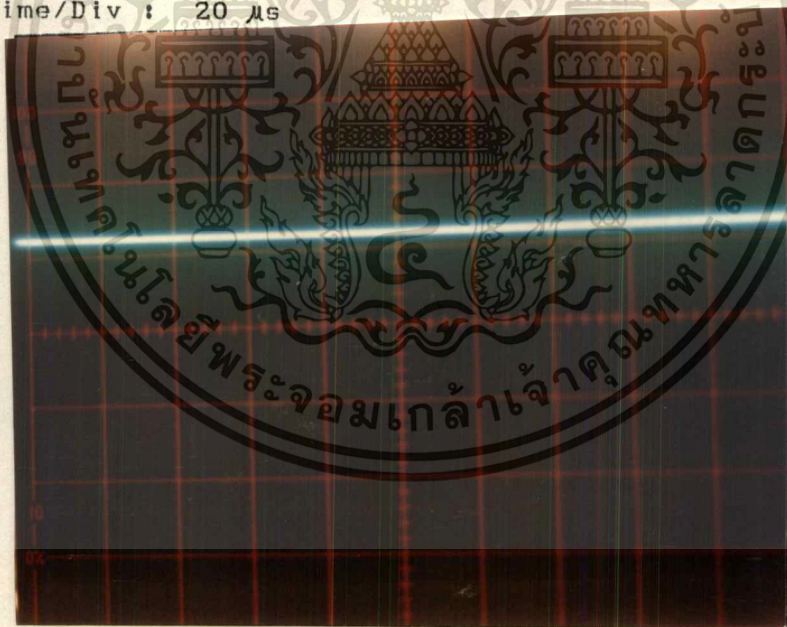
Time/Div : 20 μ s



ภาพ 15 : แสดงรูปสัญญาณขา 8 ของ IC 5 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .5 V

Time/Div : 20 μ s



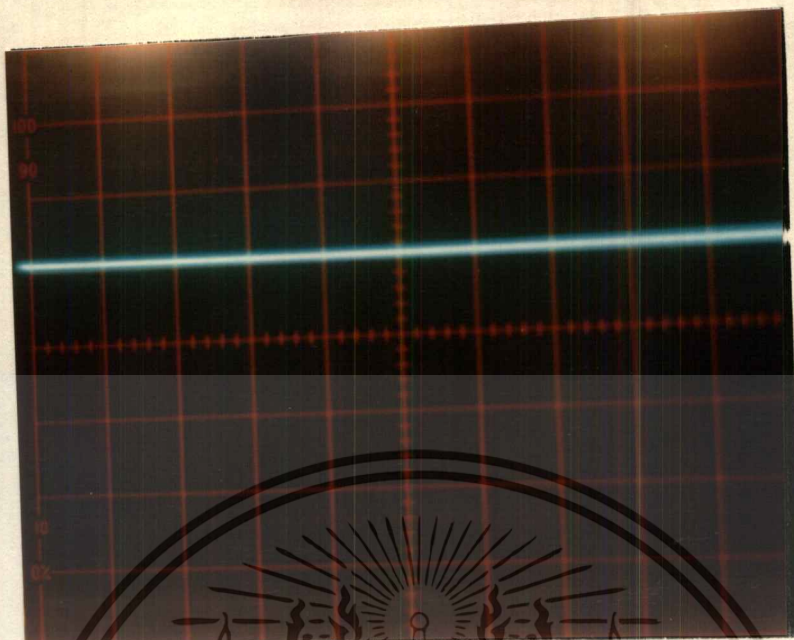
ภาพ 16 : แสดงรูปสัญญาณขา 3 ของ IC 4 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : 1 V

Time/Div : 20 μ s

<156>

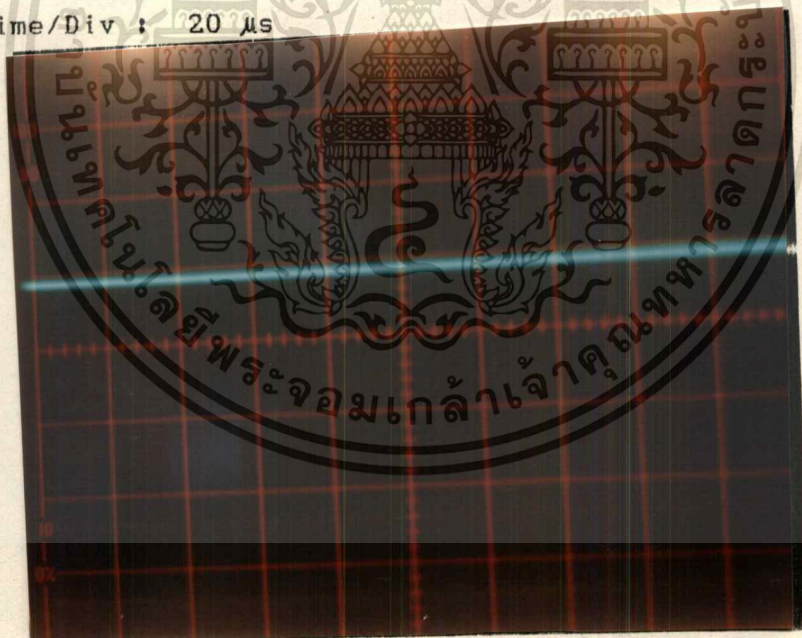
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพ 17 : แสดงรูปสัญญาณขา 4 ของ IC 4 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : 1 V

Time/Div : 20 μ s



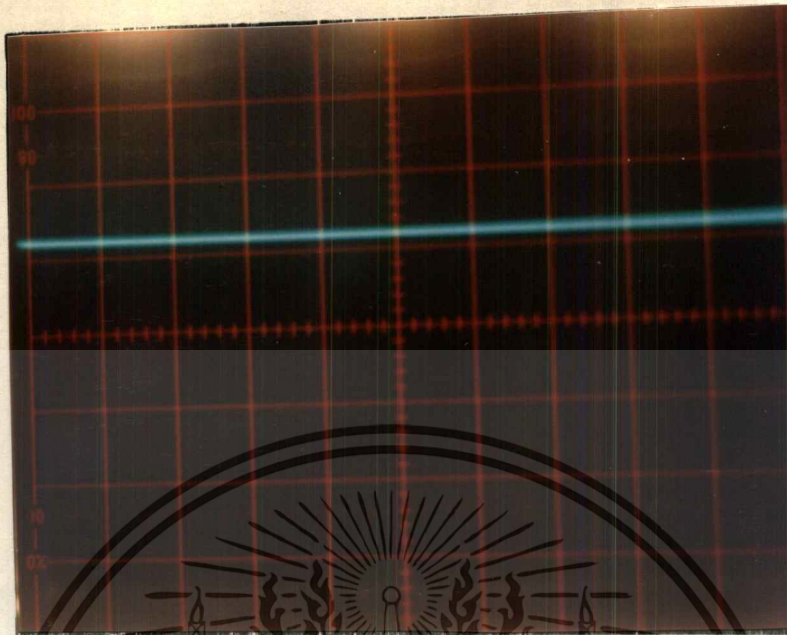
ภาพ 18 : แสดงรูปสัญญาณขา 5 ของ IC 4 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .5 V

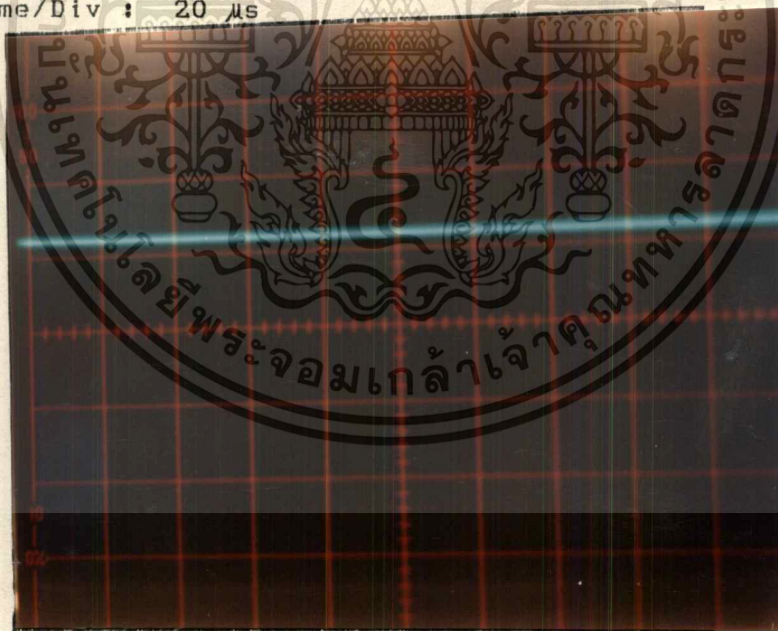
Time/Div : 20 μ s

<157>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

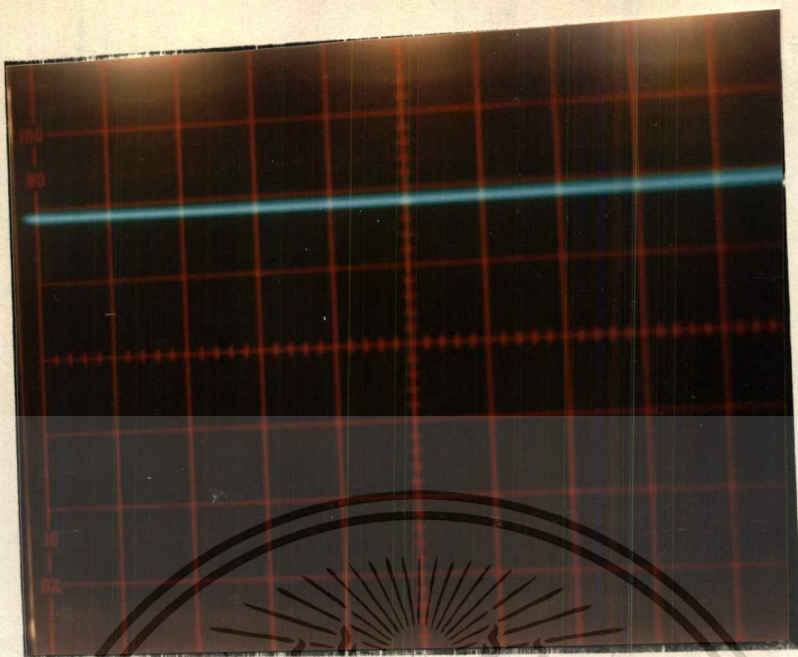


ภาพ 19 : แสดงรูปสัญญาณขา 10 ของ IC 4 เทียบ ขา G ของ Regulator
 Volt/Div : .2 V
 Time/Div : 20 μ s



ภาพ 20 : แสดงรูปสัญญาณขา 8 ของ IC 4 เทียบ ขา G ของ Regulator
 Volt/Div : .2 V
 Time/Div : 20 μ s

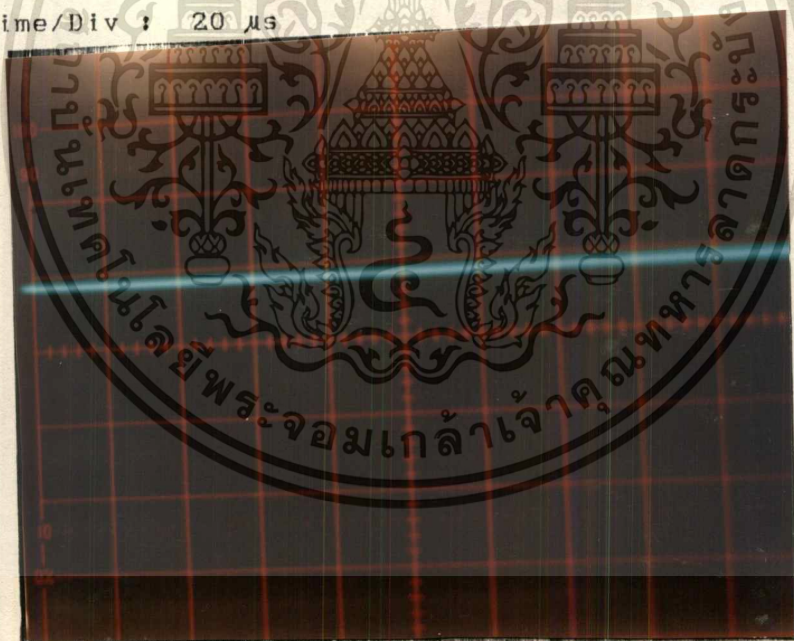
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพ 21 : แสดงรูปสัญญาณขา 2 ของ IC 5 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .5 V

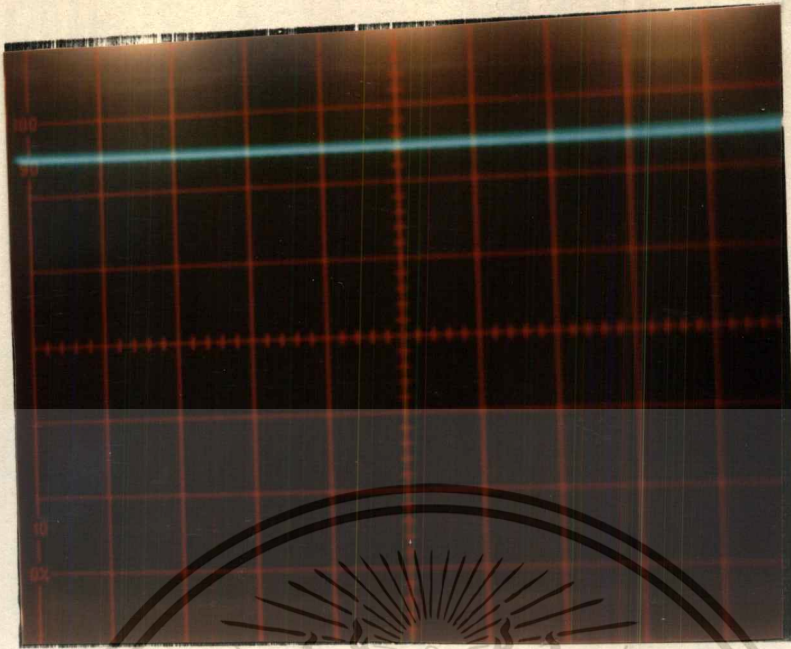
Time/Div : 20 μ s



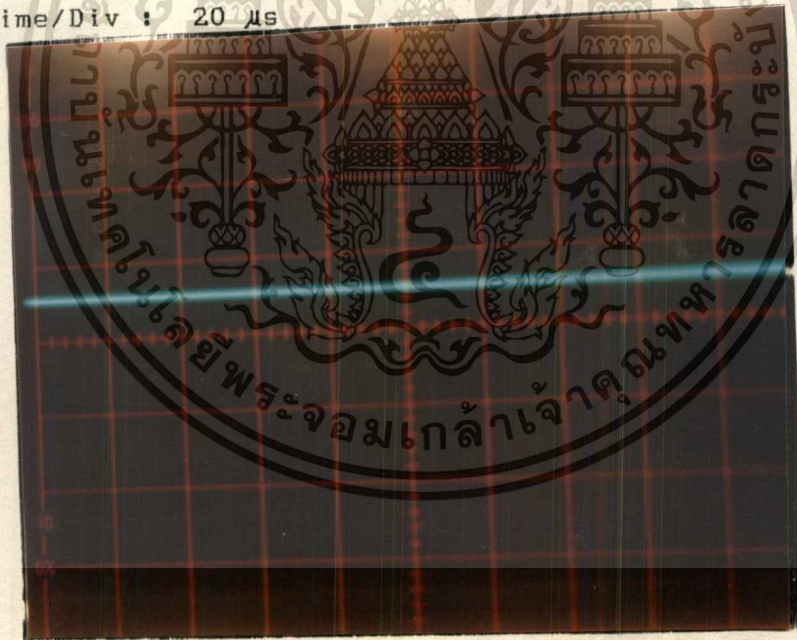
ภาพ 22 : แสดงรูปสัญญาณขา 3 ของ IC 5 เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .5 V

Time/Div : 20 μ s



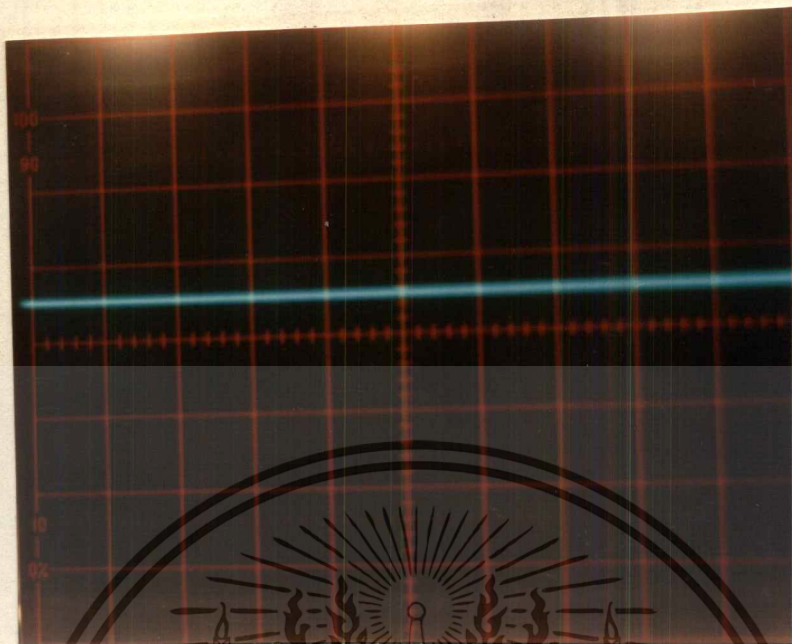
ภาพ 23 : แสดงรูปสัญญาณขา 4 ของ IC 5 เทียบ ขา G ของ Regulator
 Volt/Div : .5 V
 Time/Div : 20 μ s



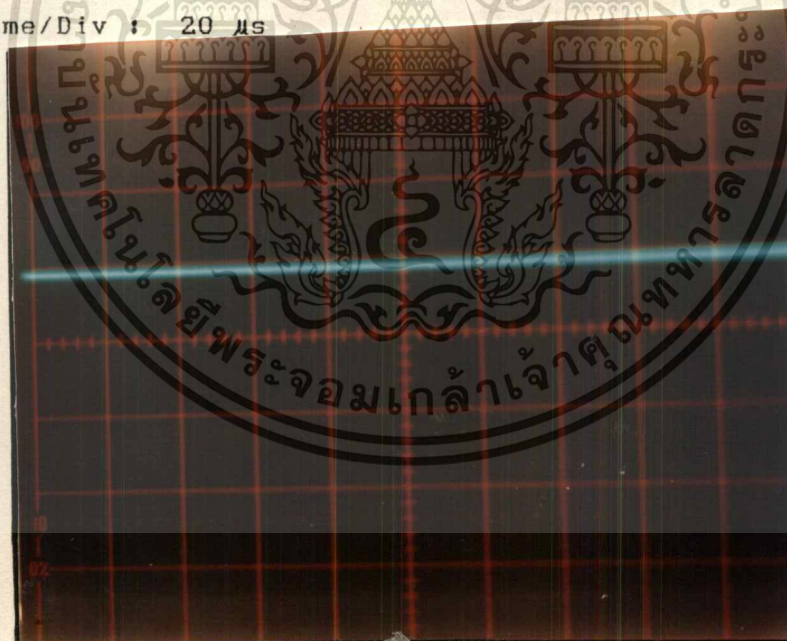
ภาพ 24 : แสดงรูปสัญญาณขา 5 ของ IC 5 เทียบ ขา G ของ Regulator
 Volt/Div : .5 V
 Time/Div : 20 μ s

<160>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



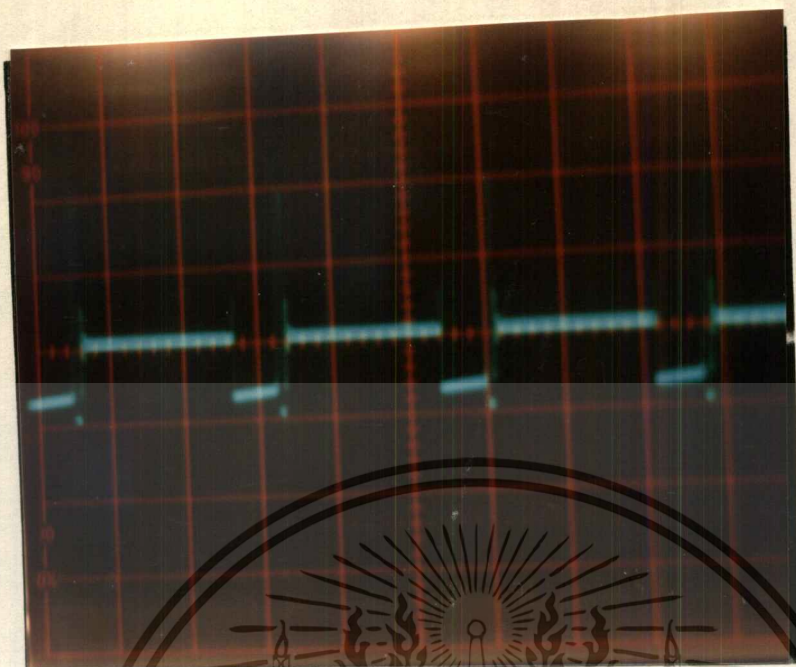
ภาพ 25 : แสดงรูปสัญญาณขา 6 ของ IC 5 เทียบ ขา G ของ Regulator
 Volt/Div : .5 V
 Time/Div : 20 μ s



ภาพ 26 : แสดงรูปสัญญาณขา 7 ของ IC 5 เทียบ ขา G ของ Regulator
 Volt/Div : .5 V
 Time/Div : 20 μ s

<161>

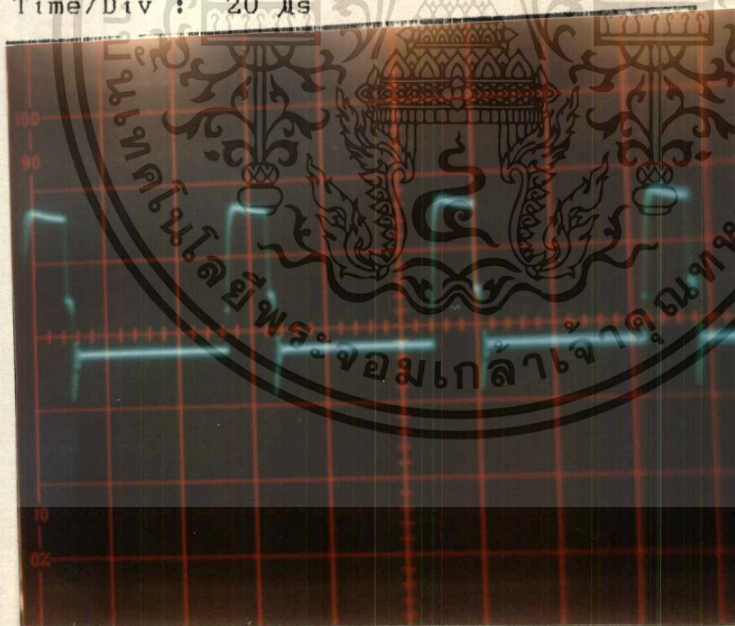
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพ 27 : แสดงรูปสัญญาณระหว่าง ขา D กับ S ของ FET

Volt/Div : .2 V

Time/Div : 20 μ s



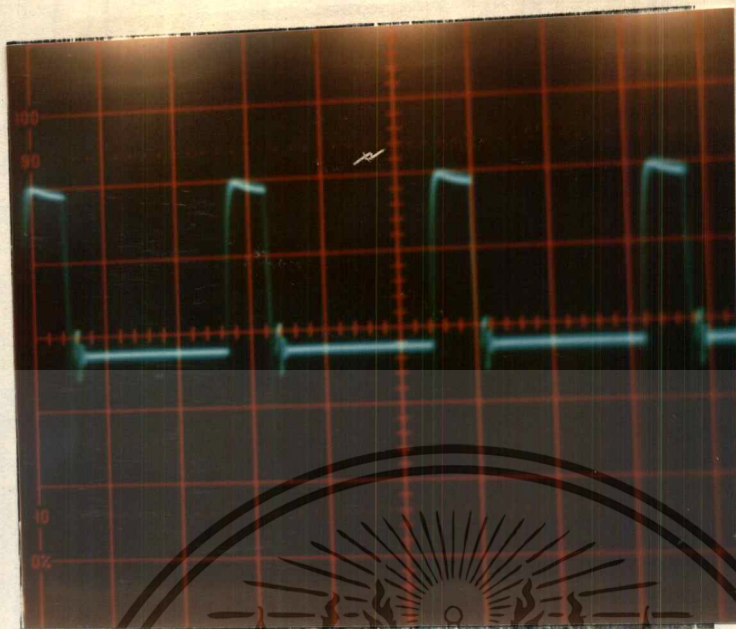
ภาพ 28 : แสดงรูปสัญญาณระหว่าง ขา G กับ S ของ FET

Volt/Div : .5 V

Time/Div : 20 μ s

<162>

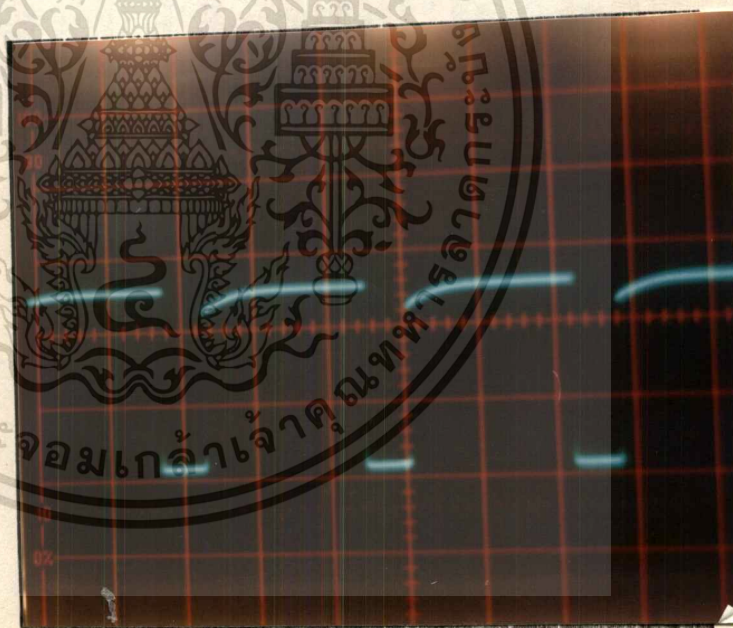
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพ 29 : แสดงรูปสัญญาณระหว่าง ขา G กับ D ของ FET

Volt/Div : .5 V

Time/Div : 20 μ s



ภาพ 30 : แสดงรูปสัญญาณ ขา 4 ของ IC 1 เทียบกับอาโนดของ ZD₁

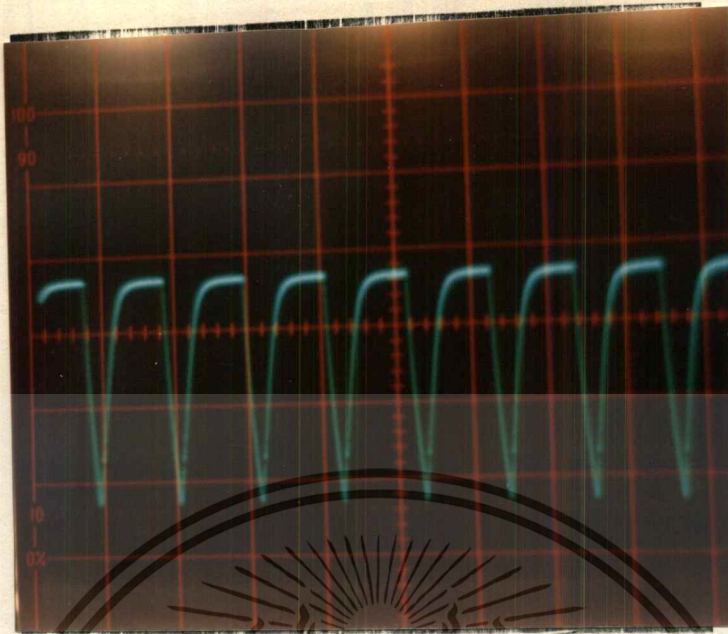
Volt/Div : .1 V

Time/Div : 20 μ s

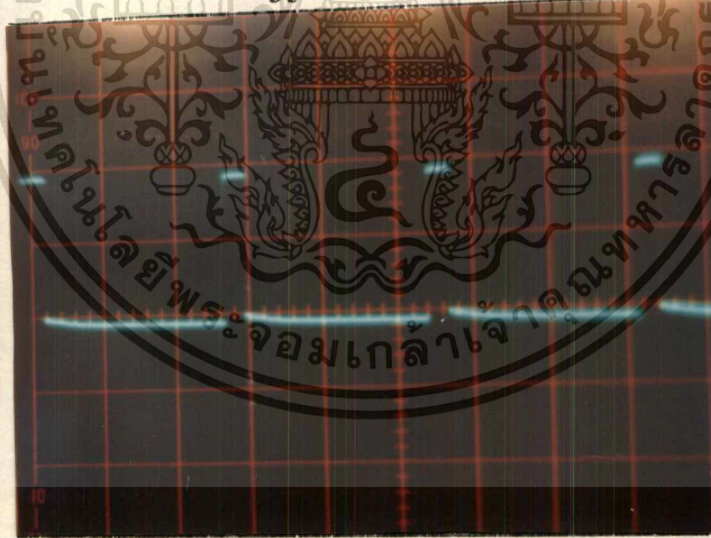
(ปรับสโคป เป็นการวัดสัญญาณ AC)

<163>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

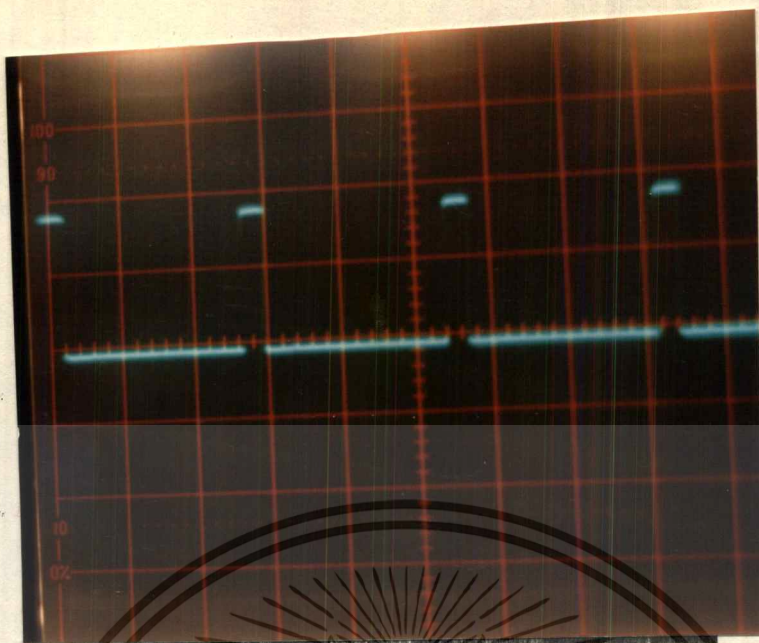


ภาพ 31 : แสดงรูปสัญญาณ ขา 6 ของ IC 1 เทียบกับเอาต์พุตของ ZD₁
 Volt/Div : 20 mV
 Time/Div : 50 μ s
 (ปรับสโคป เป็นการวัดสัญญาณ AC)



ภาพ 32 : แสดงรูปสัญญาณ ขา 1 ของ IC 1 เทียบกับเอาต์พุตของ ZD₁
 Volt/Div : .5 V
 Time/Div : 20 μ s
 (ปรับสโคป เป็นการวัดสัญญาณ AC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ 164 เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

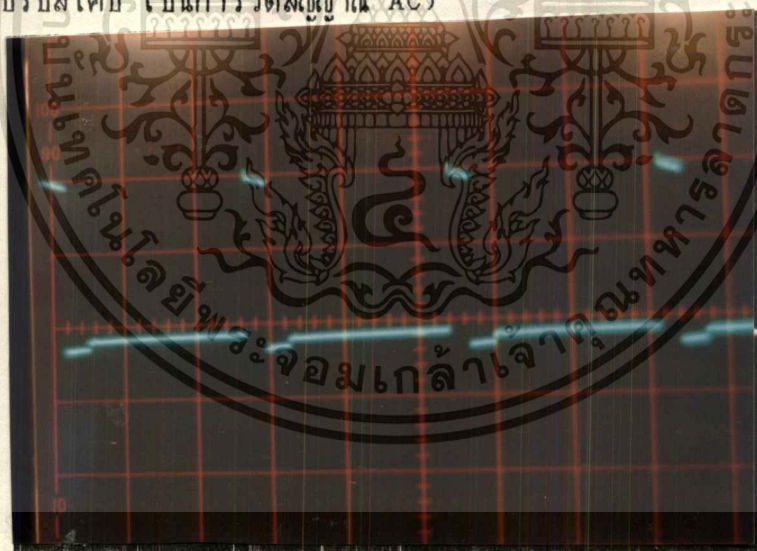


ภาพ 33 : แสดงรูปสัญญาณ ขา 2 ของ IC 1 เทียบกับเอาต์พุตของ ZD₁

Volt/Div : .5 V

Time/Div : 20 μ s

(ปรับสโคป เป็นการวัดสัญญาณ AC)



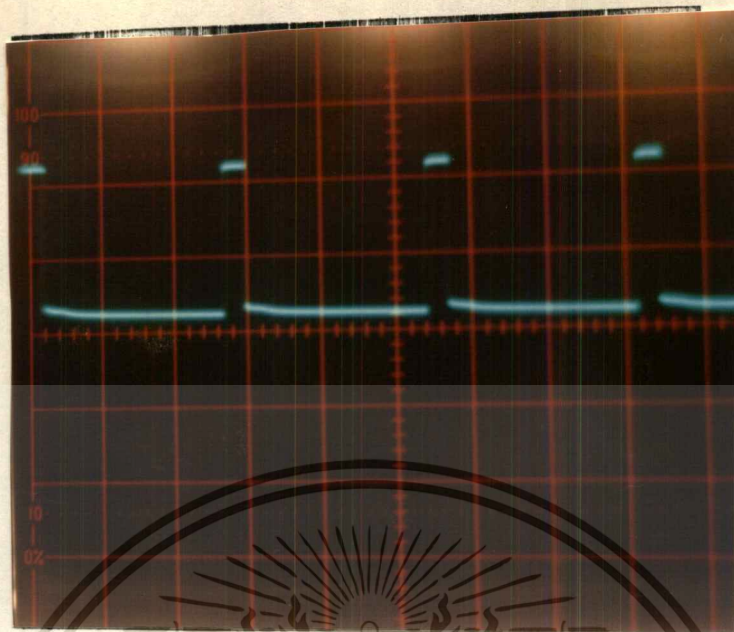
ภาพ 34 : แสดงรูปสัญญาณ ขา 3 ของ IC 1 เทียบกับเอาต์พุตของ ZD₁

Volt/Div : 20 mV

Time/Div : 20 μ s

(ปรับสโคป เป็นการวัดสัญญาณ AC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้<165>การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพ 35 : แสดงรูปสัญญาณขา 1 ของ IC, เทียบ ขา G ของ Regulator

Volt/Div : .5 V

Time/Div : 20 μ s

(ปรับสโคป เป็นการวัดสัญญาณ AC)

การทดลองวัดแรงดันและกระแสเอาต์พุต

1) การวัดแรงดันและกระแสในการใช้งานสภาวะปกติ Load ใช้หลอดไฟ 24 V 25 W

จำนวน 12 หลอดต่อขนานกัน

แรงดัน (โวลต์)	กระแส (แอมป์)	กำลังงาน (VA)
0	0	0
4	3	12
8	4.25	34
12	5.25	63
16	6.25	100
20	7	140
24	7.65	183.6
28	8.5	238
32	9	288

2) การจัดแรงดันและกระแสในการใช้งาน (แรงดันสูงสุด) Load ใช้หลอดไฟ 24V25Wจำนวน 12 หลอดโดยต่ออนุกรม แล้วนำมาขนานกัน 6 ชุด

แรงดัน (โวลต์)	กระแส (แอมป์)	กำลังงาน (VA)
48	3.5	168

3) การวัดแรงดันและกระแสในการใช้งาน (กระแสสูงสุด Load ให้ความต้านทาน

ความต้านทาน (โอห์ม)	กระแส (แอมป์)
0.22	10.0

4) Ripple and Noise

5 mV_{p-p} ที่ 6 A 13 V
10 mV_{p-p} ที่ 8 A 18 V



ปัญหาและอุปสรรคที่เกิดขึ้น

1. แกนแผงเหล็กสำหรับการพัน L_1 และ L_2 ไม่มีจำหน่าย เนื่องจาก ร้านที่จำหน่าย คือ บริษัท อาร์วาร์ดไทย อินดัสเตรียล จำกัด ได้ย้ายที่ทำการใหม่
2. อุปกรณ์ บางตัว บางค่า ไม่มีจำหน่ายในท้องตลาด จึงต้องใช้ เบอร์ หรือ ค่าที่ใกล้เคียงแทน ซึ่งอาจมีผลให้วงจรไม่ทำงานตรงตามความต้องการได้ในบางส่วน
3. เนื่องจากวงจรในภาคแรก ยังใช้ทรานฟอร์เมอร์เป็นตัวลดระดับแรงดันให้มีขนาดต่ำลง ซึ่งทำให้ขั้วพลาสมามีขนาดใหญ่ และมีน้ำหนักรวมมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

สามารถสรุปผลจากการทดลอง Project สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายได้ดังนี้

- แรงดันเอาต์พุตสูงสุด 48 โวลท์
- กระแสเอาต์พุตสูงสุด 10 แอมป์
- กำลังงานที่แรงดันเอาต์พุตสูงสุด 168 VA (ที่แรงดัน 48 V)
- กำลังงานที่แรงดันเอาต์พุตและกระแสสูงสุดจากการทดลอง 288 VA
- กระแสปรับตั้งได้ต่ำสุด 800 มิลลิแอมป์
- มีการแสดงผลบนไฟกระแสวิกจากที่ตังไว้และขณะแรงดันไม่เรกูเลต
- ป้องกันการลัดวงจรด้านเอาต์พุตโดยมีกระแสฟลแบ็คประมาณ 2 แอมป์
- มีสวิตตัดโหลตออกจากเอาต์พุตโดยไม่ต้องปลดสาย
- ปรับตั้งระดับแรงดันคงที่ได้ 13.8 โวลท์

จากการทดลองเนื่องจากโหลตที่นำมาทดลอง ทำให้ตรงตามคุณสมบัติที่ต้องการได้ยาก
จากการทดลองจึงทดลองการปรับกำลังงานที่เอาต์พุตสูงสุดแค่ 288 VA เท่านั้น

จากการทดลองวงจรในภาคต่าง ๆ สามารถทำงานได้ตามจุดมุ่งหมายที่ต้องการทุกประ
การ

- Ripple and Noise
5 mV_{p-p} ที่ 6 A 13 V
10 mV_{p-p} ที่ 8 A 18 V

แนวทางการพัฒนา

1. ในภาค เพาเวอร์ ซึ่งมีหม้อแปลงซึ่งทำหน้าที่จ่ายกำลัง นั้นมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก เพื่อลดขนาดลง และให้มี น้ำหนักเบาขึ้น ในภาคเพาเวอร์นี้จะเปลี่ยนไปใช้ระบบ สวิตโหมด ทำหน้าที่แทนซึ่งจะแก้ปัญหาดังกล่าวได้
2. เพิ่มวงจรป้องกันการลัดวงจรในภาคเอาต์พุตเพื่อป้องกันวงจรเสียหาย
3. เพิ่มภาคแสดงผล ให้สามารถแสดงผลในรูปแบบของดิจิตอลได้ เพื่อแสดงถึงค่าที่ละเอียดยิ่งขึ้น
4. ให้วงจรสามารถ จ่ายไฟลบได้ กล่าวคือ $+V$, 0 , $-V$ ซึ่งแต่เดิม ทำได้แค่ $+V$ กับกราวด์เท่านั้น เพื่อให้สามารถใช้งานได้กว้างขวางยิ่งขึ้น



บรรณานุกรม

1. อ.นิกร สุขุมตันติ : "การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์"
หน้า 2-8 ถึง 2-11 ,กรกฎาคม 2536
 2. ทศพร สุขยศ : "เทคโนโลยีกับการใช้งานของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซิ่ง"
; วารสารเคมีคอนดัคเตอร์ ฉบับที่ 127 พฤษภาคม 2536
 3. ประสิทธิ์พร แซ่เอ็ง : "สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเรกติไฟร์และฟิลเตอร์"
; วารสารเคมีคอนดัคเตอร์ ฉบับที่ 112 ธันวาคม 2534
 4. ประสิทธิ์พร แซ่เอ็ง : "สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายดีซีทูดิซี คอนเวอร์เตอร์"
; วารสารเคมีคอนดัคเตอร์ ฉบับที่ 113 มกราคม 2535
 5. ประสิทธิ์พร แซ่เอ็ง : "สวิตซิ่งพาวเวอร์ซัพพลายคอนเวอร์เตอร์"
; วารสารเคมีคอนดัคเตอร์ ฉบับที่ 114 กุมภาพันธ์ 2535
 6. ชูเกียรติ วัฒนากุล : "การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับแหล่งจ่ายสวิตซิ่ง"
; วารสารเคมีคอนดัคเตอร์ ฉบับที่ 97 ธันวาคม 2532
 7. ชูเกียรติ วัฒนากุล : "ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด"
; วารสารเคมีคอนดัคเตอร์ ฉบับที่ 102 ตุลาคม 2533
 8. กองบรรณาธิการ : "อุปกรณ์นำใช้ IC น่าสนใจ" "ยุทธจักรพี่น้องตระกูลออปโต"
; วารสารเคมีคอนดัคเตอร์ ฉบับที่ 121 ตุลาคม 2535
 9. Chrysis George ; "High Frequency Switching Power Supplies Theory and Design 1989"
 10. Robert Boylested and Louwe nashelsky ; "Electronic Device and Circuit Theory" ; 1987
 11. Eugene R. Hnatek ; "Design of Solid-State Power Supplies" ;
Second Edition : 1985
 12. HARVARD THAI INDUSTRIAL CO.,LTD ; "CATALOG MICROMETALS IRON POWDER CORES" ;
 13. DATA จาก หนังสือ MOTOROLA
 14. DATA จาก หนังสือ NATIONAL
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



<173>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Military Diode Products in Numerical Order by Part Number

Part No.	V_{RRM} (V)	I_{RRM} (nA)	$V_{FM} @ I_F$ (V)	(mA)	t_{rr} (ns) Max	Package
1N3064JAN	75	100	1.0	10	4.0	DO-7
1N3064JANTX	75	100	1.0	10	4.0	DO-7
1N3595JAN	150	1.0	1.0	200	3000	DO-7
1N3595JANTX	150	1.0	1.0	200	3000	DO-7
1N3595JANTXV	150	1.0	1.0	200	3000	DO-7
1N3600JAN	75	100	1.0	200	4.0	DO-7
1N3600JANTX	75	100	1.0	200	4.0	DO-7
1N3600JANTXV	75	100	1.0	200	4.0	DO-7
1N3070JAN	200	100	1.0	100	50	DO-35
1N3070JANTX	200	100	1.0	100	50	DO-35
				50	4.0	DO-7
1N4148-1JAN	100	25	1.0	10	4.0	DO-35
1N4148-1JANTX	100	25	1.0	10	2.0	DO-35
1N4148-1JANTXV	100	25	1.0	10	4.0	DO-35
1N4150-1JAN	75	100	1.0	200	4.0	DO-35
1N4150-1JANTX	75	100	1.0	200	4.0	DO-35
1N4150-1JANTXV	75	100	1.0	200	4.0	DO-35
1N4306JAN	75	50	1.0	50	4.0	DO-7
1N4306JANTX	75	50	1.0	50	4.0	DO-7
1N4306JANTXV	75	50	1.0	50	4.0	DO-7
1N4307JAN	75	50	1.0	50	4.0	DO-7
1N4307JANTX	75	50	1.0	50	4.0	DO-7
1N4307JANTXV	75	50	1.0	50	4.0	DO-7
1N4376JAN	20	100	1.1	50	0.75	DO-7
1N4376JANTX	20	100	1.1	50	0.75	DO-7
1N4376JANTXV	20	100	1.1	50	0.75	DO-7
1N4454-1JAN	75	100	1.0	10	4.0	DO-35
1N4454-1JANTX	75	100	1.0	10	4.0	DO-35
1N4454-1JANTXV	75	100	1.0	10	4.0	DO-35
1N457JAN	70	25	1.0	100		DO-35
1N458JAN	150	25	1.0	7.0		DO-35
1N459JAN	200	25	1.0	3.0		DO-35
1N483BJAN	80	25	1.0	100		DO-35
1N483BJANTX	80	25	1.0	100		DO-35
1N483BJANTXV	80	25	1.0	100		DO-35
1N485BJAN	200	25	1.0	100		DO-35
1N485BJANTX	200	25	1.0	100		DO-35
1N485BJANTXV	200	25	1.0	100		DO-35
1N486BJAN	250	25	1.0	100		DO-35
1N486BJANTX	250	25	1.0	100		DO-35
1N486BJANTXV	250	25	1.0	100		DO-35
1N4938-1JAN	200	100	1.0	50		DO-35
1N4938-1JANTX	200	100	1.0	50		DO-35
1N914JAN	100	25	1.0	10	4.0	DO-35
1N914JANTX	100	25	1.0	10	4.0	DO-35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน A-1 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Diode Products by Ascending V_{RRM} and t_{rr} (Continued)

Part No.	V_{RRM} (V)	I_{RRM} (nA)	V_{FM} @ I_F (V)	(mA)	t_{rr} (ns) Max	Package
1N659	60	5000	1.0	6.0	50	DO-35
BAV18	60	100	1.0	100		DO-35
FDLL659	60	5000	1.0	6.0		LL-34
BAV70	70	5000	1.1	50	6.0	TO-236
BAV99	70	2500	1.1	50	6.0	TO-236
BAW32	70	2500	1.1	50	6.0	TO-236
†1N457	70	25	1.0	100	DO-35	DO-35
†1N457A	70	25	1.0	100		DO-35
1N462A	70	500	1.0	100		DO-35
FDLL457	70	25	1.0	20	LL-34	LL-34
FDLL457A	70	25	1.0	100		LL-34
FDLL462A	70	500	1.0	100		LL-34
1N4153	75	50	0.66	20	2.0	DO-35
1N4151	75	50	1.0	50	2.0	DO-35
1N4305	75	100	0.85	10	2.0	DO-35
FDH600	75	100	1.0	200	4.0	DO-35
FDLL4153	75	50	0.88	20	2.0	LL-34
FDLL4151	75	50	1.0	50	2.0	LL-34
FDLL4305	75	100	0.85	10	2.0	LL-34
†1N3600	75	100	1.0	200	4.0	DO-35
†1N3064	75	100	1.0	10	4.0	DO-35
†1N4150	75	100	1.0	200	4.0	DO-35
†1N4454	75	100	1.0	10	4.0	DO-35
FDLL3600	75	100	1.0	200	4.0	LL-34
FDLL600	75	100	1.0	200	4.0	LL-34
FDLL3604	75	100	1.0	10	4.0	LL-34
FDLL4150	75	100	1.0	200	4.0	LL-34
FDLL4454	75	100	1.0	10	4.0	LL-34
BAW62	75	25	1.0	100	4.0	DO-35
BAS16	75	1000	1.1	50	6.0	TO-236
FDH1000	75	50	1.0	500	100	DO-35
BA128	75	100	1.0	50	2.0	DO-35
BAW76	75	100	1.0	100		DO-35
1N5194	80	25	1.0	100	2.0	DO-35
1N5282	80	100	1.3	500		DO-35
†1N483B	80	25	1.0	100		DO-35
FDLL483B	80	25	1.0	100		LL-34
BAS29	90		0.84	50	TO-236	TO-236
BAS31	90		0.84	50		TO-236
BAS35	90		0.84	50		TO-236
†1N914	100	25	1.0	10	4.0	DO-35
1N914A	100	25	1.0	20	4.0	DO-35
1N914B	100	25	1.0	100	4.0	DO-35
1N916	100	25	1.0	10	4.0	DO-35
1N916A	100	25	1.0	20	4.0	DO-35
1N916B	100	25	1.0	30	4.0	DO-35
†1N4148	100	25	1.0	10	4.0	DO-35
1N4149	100	25	1.0	10	4.0	DO-35
1N4446	100	25	1.0	20	4.0	DO-35
1N4447	100	25	1.0	20	4.0	DO-35
1N4448	100	25	1.0	100	4.0	DO-35
1N4449	100	25	1.0	30	4.0	DO-35

† Military qualified device. For more information, consult the Military/Aerospace Selection Guide.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Zener Diodes by Ascending Zener Voltage

Device No.	V_Z (V)	Z_Z (Ω) @ I_Z		P_D (mW) (25°C)	Package
	Nom	Max	mA		
1N5226B	3.3	28	20	500	DO-35
1N746A	3.3	28	20	500	DO-35
1N4728A	3.3	10	7.6	1000	DO-41
1N5227B	3.6	24	20	500	DO-35
1N747A	3.6	24	20	500	DO-35
1N4729A	3.6	10	69	1000	DO-41
1N5228B	3.9	23	20	500	DO-35
1N748A	3.9	23	20	500	DO-35
1N4730A	3.9	9.0	64	1000	DO-41
1N5229B	4.3	22	20	500	DO-35
1N749A	4.3	22	20	500	DO-35
1N4731A	4.3	9.0	58	1000	DO-41
1N5230B	4.7	19	20	500	DO-35
1N750A	4.7	19	20	500	DO-35
1N4732A	4.7	8.0	53	1000	DO-41
1N5231B	5.1	17	20	500	DO-35
1N751A	5.1	17	20	500	DO-35
1N4733A	5.1	7.0	49	1000	DO-41
1N5232B	5.6	11	20	500	DO-35
1N752A	5.6	11	20	500	DO-35
1N4734A	5.6	5.0	45	1000	DO-41
1N5233B	6.0	7.0	20	500	DO-35
1N5234B	6.2	7.0	20	500	DO-35
1N753A	6.2	7.0	20	500	DO-35
1N4735A	6.2	2.0	41	1000	DO-41
1N5235B	6.8	5.0	20	500	DO-35
1N754A	6.8	5.0	20	500	DO-35
1N957B	6.8	4.5	18.5	500	DO-35
1N4736A	6.8	3.5	37	1000	DO-41
1N5236B	7.5	6.0	20	500	DO-35
1N755A	7.5	6.0	20	500	DO-35
1N958B	7.5	5.5	16.5	500	DO-35
1N4737A	7.5	4.0	34	1000	DO-41
1N5237B	8.2	8.0	20	500	DO-35
1N756A	8.2	8.0	20	500	DO-35
1N959B	8.2	6.5	15	500	DO-35
1N4738A	8.2	4.5	34	1000	DO-41
1N5238B	8.7	8.0	20	500	DO-35
1N5239B	9.1	10	20	500	DO-35
1N757A	9.1	10	20	500	DO-35
1N960B	9.1	7.5	14	500	DO-35
1N4739A	9.1	5.0	8	1000	DO-41
1N5240B	10	17	20	500	DO-35
1N758A	10	17	20	500	DO-35
1N961B	10	8.5	12.5	500	DO-35
1N4740A	10	7.0	25	1000	DO-41
1N5241B	11	22	20	500	DO-35
1N962B	11	9.5	11.5	500	DO-35
1N4741A	11	8.0	23	1000	DO-41
1N5242B	12	30	20	500	DO-35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Zener Diodes by Ascending Zener Voltage (Continued)

Device No.	V_Z (V) Nom	Z_Z (Ω) @ I_Z		P_D (mW) (25°C)	Package
		Max	mA		
1N559A	12	30	20	500	DO-35
1N963B	12	11.5	10.5	500	DO-35
1N4742A	12	9.0	21	1000	DO-41
1N5243B	13	13	9.5	500	DO-35
1N964B	13	13	9.5	500	DO-35
1N4743A	13	10	19	1000	DO-41
1N5244B	14	15	9.0	500	DO-35
1N5245B	15	16	8.5	500	DO-35
1N965B	15	16	8.5	500	DO-35
1N4744A	15	14	17	1000	DO-41
1N5246B	16	17	7.8	500	DO-35
1N966B	16	17	7.8	500	DO-35
1N4745A	16	16	15.5	1000	DO-41
1N5247B	17	19	7.4	500	DO-35
1N5248B	18	21	7.0	500	DO-35
1N967B	18	21	7.0	500	DO-35
1N4746A	18	20	14	1000	DO-41
1N5249B	19	23	6.5	500	DO-35
1N5250B	20	25	6.2	500	DO-35
1N968B	20	25	6.2	500	DO-35
1N4747A	20	22	12.5	1000	DO-41
1N5251B	22	29	5.6	500	DO-35
1N969B	22	29	5.6	500	DO-35
1N4748A	22	23	11.5	1000	DO-41
1N5252B	24	33	5.2	500	DO-35
1N970B	24	33	5.2	500	DO-35
1N4749A	24	25	10.5	1000	DO-41
1N5253B	25	35	5.0	500	DO-35
1N5254B	27	41	4.6	500	DO-35
1N971B	27	41	4.6	500	DO-35
1N4750A	27	35	9.5	1000	DO-41
1N5255B	28	44	4.5	500	DO-35
1N5256B	30	49	4.2	500	DO-35
1N972B	30	49	4.2	500	DO-35
1N4751A	30	40	8.5	1000	DO-41
1N5257B	33	58	3.8	500	DO-35
1N973B	33	58	3.8	500	DO-35
1N4752A	33	45	7.5	1000	DO-41

A-Δ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Zener Diodes—Pro Electron Series by Ascending Zener Voltage

Device No.	V _Z (V)		Z _Z (Ω) @ I _Z		P _D (mW) (@25°C)	Package
	Min	Max	Max	mA		
*BZX55C3V3	3.1	3.5	85	5	500	DO-35
*BZX55C3V6	3.4	3.8	85	5	500	DO-35
*BZX55C3V9	3.7	4.1	85	5	500	DO-35
*BZX55C4V3	4.0	4.6	75	5	500	DO-35
*BZX55C4V7	4.4	5.0	60	5	500	DO-35
*BZX55C5V1	4.8	5.4	35	5	500	DO-35
*BZX55C5V6	5.2	6.0	25	5	500	DO-35
*BZX55C6V2	5.8	6.6	10	5	500	DO-35
*BZX55C6V8	6.4	7.2	8	5	500	DO-35
*BZX55C7V5	7.0	7.9	7	5	500	DO-35
*BZX55C8V2	7.7	8.7	7	5	500	DO-35
*BZX55C9V1	8.5	9.6	10	5	500	DO-35
*BZX55C10	9.4	10.6	15	5	500	DO-35
BZX55C11	10.4	11.6	20	5	500	DO-35
*BZX55C12	11.4	12.7	20	5	500	DO-35
BZX55C13	12.4	14.1	26	5	500	DO-35
*BZX55C15	13.8	15.6	30	5	500	DO-35
BZX55C16	15.3	17.1	40	5	500	DO-35
*BZX55C18	16.8	19.1	50	5	500	DO-35
*BZX55C20	18.8	21.2	55	5	500	DO-35
*BZX55C22	20.8	23.3	55	5	500	DO-35
*BZX55C24	22.8	25.6	80	5	500	DO-35
*BZX55C27	25.1	28.9	80	5	500	DO-35
BZX55C30	28	32	80	5	500	DO-35
*BZX55C33	31	35	80	5	500	DO-35

∗: Preferred Voltages

BZX55B: ± 2%

BZX55A: ± 1%

Zener Diodes—Pro Electron Series by Ascending Zener Voltage (Continued)

Device No.	V _z (V)		Z _z (Ω) @ I _z		P _D (mW) (@ 25°C)	Package
	Min	Max	Max	mA		
*BZX79C3V3	3.1	3.5	85	5	500	DO-35
*BZX79C3V6	3.4	3.8	85	5	500	DO-35
*BZX79C3V9	3.7	4.1	85	5	500	DO-35
*BZX79C4V3	4.0	4.6	75	5	500	DO-35
*BZX79C4V7	4.4	5.0	60	5	500	DO-35
*BZX79C5V1	4.8	5.4	35	5	500	DO-35
*BZX79C5V6	5.2	6.0	25	5	500	DO-35
*BZX79C6V2	5.8	6.6	10	5	500	DO-35
*BZX79C6V8	6.4	7.2	8	5	500	DO-35
*BZX79C7V5	7.0	7.9	7	5	500	DO-35
BZX79C8V2	7.7	8.7	7	5	500	DO-35
*BZX79C9V1	8.5	9.6	10	5	500	DO-35
*BZX79C10	9.4	10.6	15	5	500	DO-35
BZX79C11	10.4	11.6	20	5	500	DO-35
*BZX79C12	11.4	12.7	20	5	500	DO-35
BZX79C13	12.4	14.1	26	5	500	DO-35
*BZX79C15	13.8	15.6	30	5	500	DO-35
BZX79C16	15.3	17.1	40	5	500	DO-35
*BZX79C18	16.8	19.1	45	5	500	DO-35
*BZX79C20	18.8	21.2	55	5	500	DO-35
*BZX79C22	20.8	23.3	55	5	500	DO-35
*BZX79C24	22.8	25.6	70	5	500	DO-35
*BZX79C27	25.1	28.9	80	2	500	DO-35
BZX79C30	28	32	80	2	500	DO-35
*BZX79C33	31	35	80	2	500	DO-35

*: Preferred Voltages

O-7 Packages

These hermetically sealed diodes consist of a silicon PN junction mounted on a copper clad alloy 42 stud, attached to copper clad alloy-42 external leads and hermetically sealed in glass. The final lead finish is solder dipped and requires no additional cleaning or processing when used in soldered assemblies.

These DO-7 diode packages conform to JEDEC outline DO-7.



TL/MS/10374-4

DO-7 Diode Package Shown

DO-35 Packages

These hermetically sealed diodes consist of a silicon PN junction mounted on a copper clad alloy 42 stud, attached to copper clad steel external leads and hermetically sealed in glass. The final lead finish is solder dipped and requires no additional cleaning or processing when used in soldered assemblies.

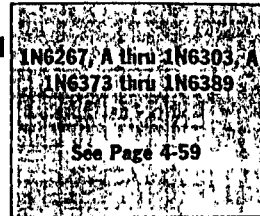
These DO-35 diode packages conform to JEDEC outline DO-35.



TL/MS/10374-5

DO-35 Diode Package Shown

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Designer's Data Sheet

3-Watt Surmetic 30 Silicon Zener Diodes

a complete series of 3 Watt Zener Diodes with limits and operating characteristics that reflect the superior capabilities of silicon-oxide-passivated junctions. All this in an axial-lead, transfer-molded plastic package offering protection in all common environmental conditions.

- Surge Rating of 98 Watts @ 1 ms
- Maximum Limits Guaranteed on Six Electrical Parameters
- Package No Larger Than the Conventional 1 W Package

Mechanical Characteristics:

CASE: Void free, transfer-molded, thermosetting plastic

FINISH: All external surfaces are corrosion resistant and leads are readily solderable and weldable

POLARITY: Cathode indicated by polarity band. When operated in zener mode, cathode will be positive with respect to anode

MOUNTING POSITION: Any

WEIGHT: 0.4 gram (approx)

**3EZ3.9D5
thru
3EZ200D5**

**3-WATT
ZENER REGULATOR
DIODES
3.9-200 VOLTS**

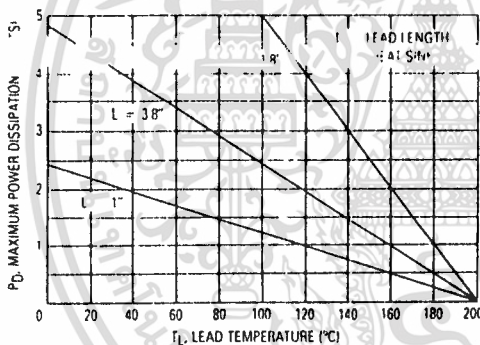
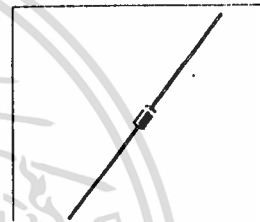
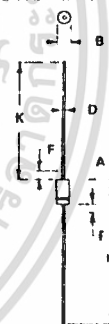


Figure 1. Power-Temperature Derating Curve



OUTLINE DIMENSIONS



NOTES:

1. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH JEDEC DO-41 OUTLINE SHALL APPLY
2. POLARITY DENOTED BY CATHODE BAND
3. LEAD DIAMETER NOT CONTROLLED WITHIN "F" DIMENSION

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.07	5.20	0.160	0.205
B	2.04	2.71	0.080	0.107
D	0.71	0.86	0.028	0.034
F	—	1.27	—	0.050
K	27.94	—	1.100	—

**CASE 59-03
(DO-41)**

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Power Dissipation (at $T_L = 75^\circ\text{C}$ Lead Length = 3/8" Derate above 75°C)	P_D	3	Watts
		24	mW/°C
DC Power Dissipation (at $T_A = 50^\circ\text{C}$ Derate above 50°C)	P_D	1	Watt
		6.67	mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200	°C

Designer's Data for "Worst Case" Conditions — The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

A-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3EZ3.9D5 thru 3EZ200D5

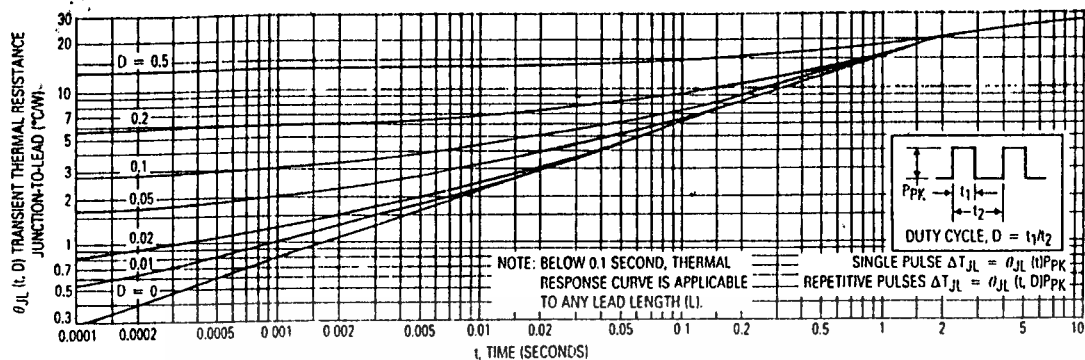


Figure 2. Typical Thermal Response L, Lead Length = 3/8 Inch

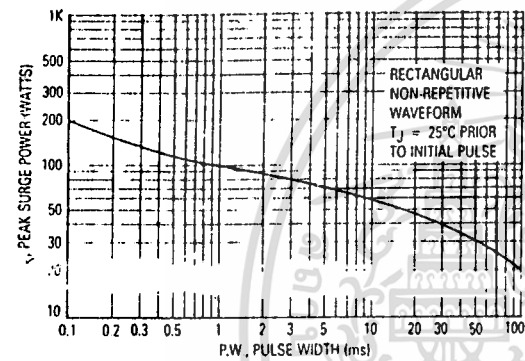


Figure 3. Maximum Surge Power

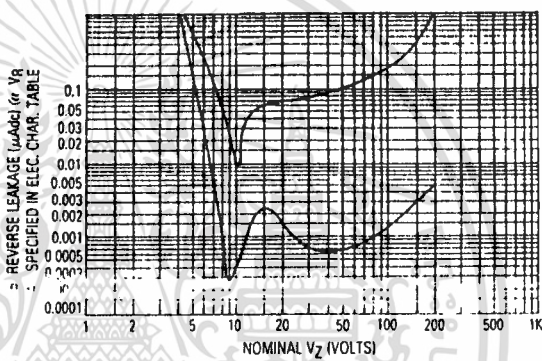


Figure 4. Typical Reverse Leakage

APPLICATION NOTE:

Since the actual voltage available from a given zener diode is temperature dependent, it is necessary to determine junction temperature under any set of operating conditions in order to calculate its value. The following procedure is recommended:

Lead Temperature, T_L , should be determined from:

$$T_L = \theta_{LA} P_D + T_A$$

θ_{LA} is the lead-to-ambient thermal resistance ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) and P_D is the power dissipation. The value for θ_{LA} will vary and depends on the device mounting method. θ_{LA} is generally $30\text{--}40^{\circ}\text{C}/\text{W}$ for the various clips and tie points in common use and for printed circuit board wiring.

The temperature of the lead can also be measured using a thermocouple placed on the lead as close as possible to the tie point. The thermal mass connected to the tie point is normally large enough so that it will not significantly respond to heat surges generated in the diode as a result of pulsed operation once steady-state conditions are achieved. Using the measured value of T_L , the junction temperature may be determined by:

$$T_J = T_L + \Delta T_{JL}$$

ΔT_{JL} is the increase in junction temperature above the lead temperature and may be found from Figure 2 for a train of power pulses ($L = 3/8$ inch) or from Figure 10 for dc power.

$$\Delta T_{JL} = \theta_{JL} P_D$$

For worst-case design, using expected limits of I_Z , limits of P_D and the extremes of T_J (ΔT_J) may be estimated. Changes in voltage, V_Z , can then be found from:

$$\Delta V = \theta_{VZ} \Delta T_J$$

θ_{VZ} , the zener voltage temperature coefficient, is found from Figures 5 and 6.

Under high power-pulse operation, the zener voltage will vary with time and may also be affected significantly by the zener resistance. For best regulation, keep current excursions as low as possible.

Data of Figure 2 should not be used to compute surge capability. Surge limitations are given in Figure 3. They are lower than would be expected by considering only junction temperature, as current crowding effects cause temperatures to be extremely high in small spots resulting in device degradation should the limits of Figure 3 be exceeded.

3EZ3.9D5 thru 3EZ200D5

TEMPERATURE COEFFICIENT RANGES
(90% of the Units are in the Ranges Indicated)

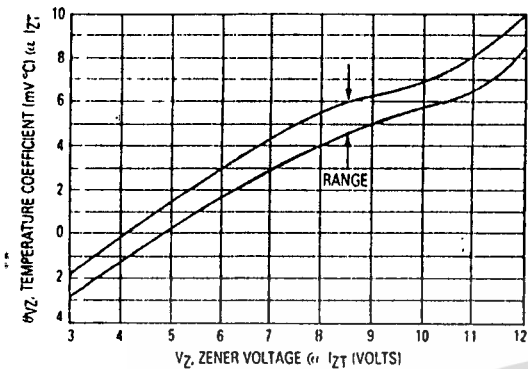


Figure 5. Units To 12 Volts

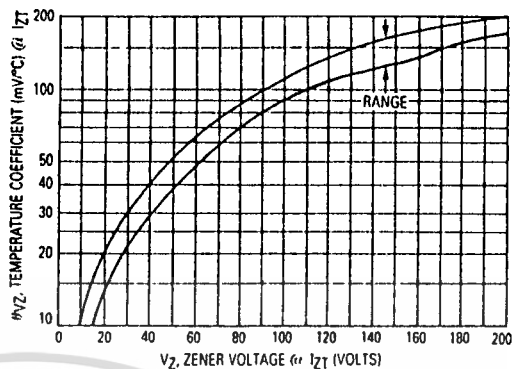


Figure 6. Units 10 To 200 Volts

ZENER VOLTAGE versus ZENER CURRENT
(Figures 7, 8 and 9)

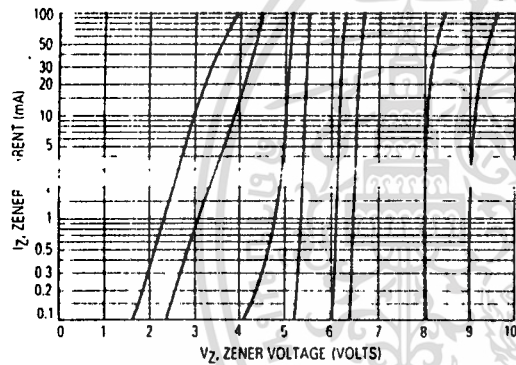


Figure 7. $V_Z = 3.9$ thru 10 Volts

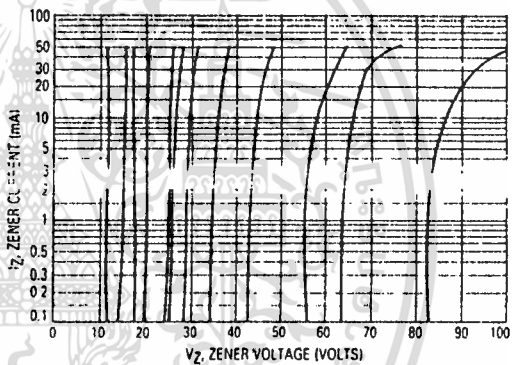


Figure 8. $V_Z = 12$ thru 82 Volts

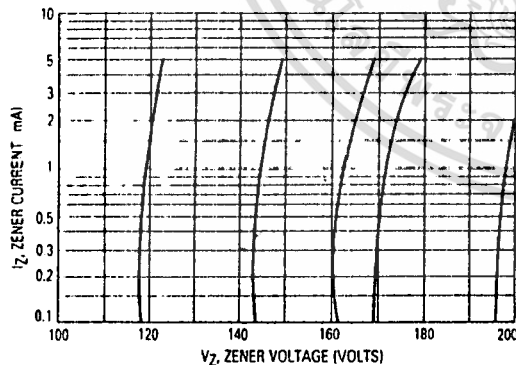


Figure 9. $V_Z = 100$ thru 200 Volts

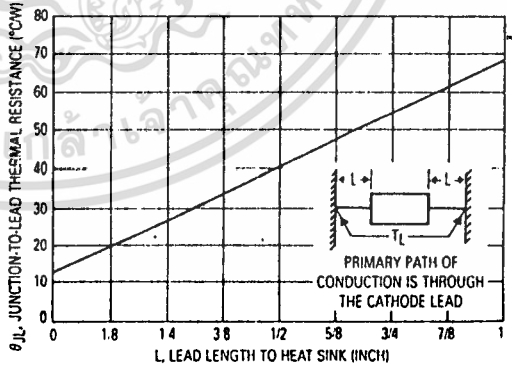


Figure 10. Typical Thermal Resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3EZ3.9D5 thru 3EZ200D5

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) $V_F = 1.5\text{ V max}$, $I_F = 200\text{ mA}$ for all types)

Motorola Type No. (Note 1)	Nominal Zener Voltage V_Z @ I_{ZT} Volts (Note 2)	Test Current I_{ZT} mA	Max Zener Impedance (Note 3)			Leakage Current		Maximum Zener Current I_{ZM} mA	Surge Current @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ I_{FS} - mA (Note 4)
			Z_{ZT} @ I_{ZT} Ohms	Z_{ZK} @ I_{ZK} Ohms	I_{ZK} mA	I_R $\mu\text{A Max @}$	V_R Volts		
3EZ3.9D5	3.9	192	4.5	400	1	80	1	630	4.4
3EZ4.3D5	4.3	174	4.5	400	1	30	1	590	4.1
3EZ4.7D5	4.7	160	4	500	1	20	1	550	3.8
3EZ5.1D5	5.1	147	3.5	550	1	5	1	520	3.5
3EZ5.6D5	5.6	134	2.5	600	1	5	2	480	3.3
3EZ6.2D5	6.2	121	1.5	700	1	5	3	435	3.1
3EZ6.8D5	6.8	110	2	700	1	5	4	393	2.9
3EZ7.5D5	7.5	100	2	700	0.5	5	5	360	2.66
3EZ8.2D5	8.2	91	2.3	700	0.5	5	6	330	2.44
3EZ9.1D5	9.1	82	2.5	700	0.5	3	7	297	2.2
3EZ10D5	10	75	3.5	700	0.25	3	7.6	270	2
3EZ11D5	11	68	4	700	0.25	1	8.4	225	1.82
3EZ12D5	12	63	4.5	700	0.25	1	9.1	246	1.66
3EZ13D5	13	58	4.5	700	0.25	0.5	9.9	208	1.54
3EZ14D5	14	53	5	700	0.25	0.5	10.6	193	1.43
3EZ15D5	15	50	5.5	700	0.25	0.5	11.4	180	1.33
3EZ16D5	16	47	5.5	700	0.25	0.5	12.2	169	1.25
3EZ17D5	17	44	6	750	0.25	0.5	13	150	1.18
3EZ18D5	18	42	6	750	0.25	0.5	13.7	159	1.11
3EZ19D5	19	40	7	750	0.25	0.5	14.4	142	1.05
3EZ20D5	20	37	7	750	0.25	0.5	15.2	135	1
3EZ22D5	22	34	8	750	0.25	0.5	16.7	123	0.91
3EZ24D5	24	31	9	750	0.25	0.5	18.2	112	0.83
3EZ27D5	27	28	10	750	0.25	0.5	20.6	100	0.74
3EZ28D5	28	27	12	750	0.25	0.5	21	96	0.71
3EZ30D5	30	25	16	1000	0.25	0.5	22.5	90	0.67
3EZ33D5	33	23	20	1000	0.25	0.5	25.1	82	0.61
3EZ36D5	36	21	22	1000	0.25	0.5	27.4	75	0.56
3EZ39D5	39	19	28	1000	0.25	0.5	29.7	69	0.51
3EZ43D5	43	17	35	1500	0.25	0.5	35.6	61	0.46
3EZ47D5	47	16	38	1500	0.25	0.5	35.6	57	0.42
3EZ51D5	51	15	45	1500	0.25	0.5	38.8	53	0.39
3EZ56D5	56	13	50	2000	0.25	0.5	42.6	48	0.36
3EZ62D5	62	12	55	2000	0.25	0.5	47.1	44	0.32
3EZ68D5	68	11	70	2000	0.25	0.5	51.7	40	0.29
3EZ75D5	75	10	85	2000	0.25	0.5	56	36	0.27
3EZ82D5	82	9.1	95	3000	0.25	0.5	62.2	33	0.24
3EZ91D5	91	8.2	115	3000	0.25	0.5	69.2	30	0.22
3EZ100D5	100	7.5	160	3000	0.25	0.5	76	27	0.2
3EZ110D5	110	6.8	225	4000	0.25	0.5	83.6	25	0.18
3EZ120D5	120	6.3	300	4500	0.25	0.5	91.2	22	0.16
3EZ130D5	130	5.8	375	5000	0.25	0.5	98.8	21	0.15
3EZ140D5	140	5.3	475	5000	0.25	0.5	106.4	19	0.14
3EZ150D5	150	5	550	6000	0.25	0.5	114	18	0.13
3EZ160D5	160	4.7	625	6500	0.25	0.5	121.6	17	0.12
3EZ170D5	170	4.4	650	7000	0.25	0.5	130.4	16	0.12
3EZ180D5	180	4.2	700	7000	0.25	0.5	136.8	15	0.11
3EZ190D5	190	4	800	8000	0.25	0.5	144.8	14	0.1
3EZ200D5	200	3.7	875	8000	0.25	0.5	152	13	0.1

NOTES:

- (1) TOLERANCES.— Suffix 1 indicates 1% tolerance, suffix 2 indicates 2% tolerance, suffix 5 indicates 5% tolerance and suffix 10 indicates 10% tolerance, any other tolerance will be considered as a special device.
- (2) ZENER VOLTAGE (V_Z) MEASUREMENT — Motorola guarantees the zener voltage when measured at $40\text{ ms} \pm 10\text{ ms}$ $3/8"$ from the diode body, and an ambient temperature of 25°C ($+8^\circ\text{C}$, -2°C).
- (3) ZENER IMPEDANCE (Z_Z) DERIVATION — The zener imped-

- ance is derived from the 60 cycle ac voltage, which results when an ac current having an rms value equal to 10% of the dc zener current (I_{ZT} or I_{ZK}) is superimposed on I_{ZT} or I_{ZK} .
- (4) SURGE CURRENT (I_{FS}) NON-REPETITIVE — The rating listed in the electrical characteristics table is maximum peak, non-repetitive, reverse surge current of 1/2 square wave or equivalent sine wave pulse of 1/120 second duration superimposed on the test current, I_{ZT} , per JEDEC standards, however, actual device capability is as described in Figure 3.

MLL4728
thru
MLL4764

**1.0 WATT HERMETICALLY SEALED
GLASS SILICON ZENER DIODES**

- Complete Voltage Range — 3.3 to 100 Volts
- Leadless Package for Surface Mount Technology
- Double Slug Type Construction
- Metallurgically Bonded Construction
- Oxide Passivated Die
- Available in 12 mm Tape and Reel
T1 Cathode Facing Sprocket Holes
T2 Anode Facing Sprocket Holes

**LEADLESS
GLASS ZENER DIODES**

**1.0 WATT
3.3–100 VOLTS**



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Power Dissipation @ $T_A \leq 50^\circ\text{C}$ Derate above $T_A = 50^\circ\text{C}$	P_D	1.0 6.67	W mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	- 65 to + 200	$^\circ\text{C}$

MECHANICAL CHARACTERISTICS

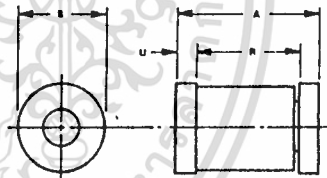
Double slug type, hermetically sealed glass

MAXIMUM TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES: 230°C , for 10 seconds

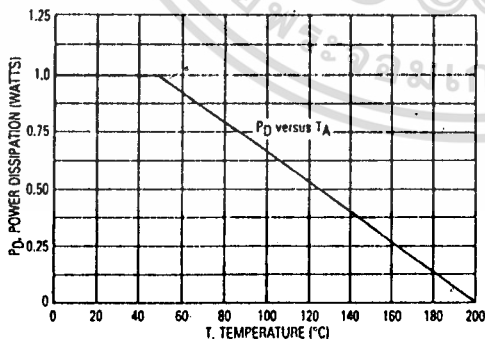
FINISH: All external surfaces are corrosion resistant and readily solderable

POLARITY: Cathode indicated by color band. When operated in zener mode, cathode will be positive with respect to anode

MOUNTING POSITION: Any



STEADY STATE POWER DERATING



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	4.80	5.20	0.189	0.205
B	2.39	2.59	0.094	0.102
R	3.88	4.54	0.145	0.179
U	0.30	0.55	0.012	0.022

**CASE 362B-01
GLASS**

MLL4728 thru MLL4764

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
(T_A = 25°C unless otherwise noted. Based on dc measurements at thermal equilibrium;
case temperature maintained at 30 ± 2°C. V_F = 1.2 V max @ I_F = 200 mA for all types.)

Type No. (Note 1)	Nominal Zener Voltage V _Z @ I _{ZT} Volts (Notes 2 and 3)	Test Current I _{ZT} mA	Maximum Zener Impedance (Note 4)			Leakage Current		Surge Current @ T _A = 25°C I _T - mA (Note 5)
			Z _{ZT} @ I _{ZT} Ohms	Z _{ZK} @ I _{ZK} Ohms	I _{ZK} mA	I _R µA Max	V _R Volts	
MLL4728	3.3	76	10	400	1.0	100	1.0	1380
MLL4729	3.6	69	10	400	1.0	100	1.0	1260
MLL4730	3.9	64	9.0	400	1.0	50	1.0	1190
MLL4731	4.3	58	9.0	400	1.0	10	1.0	1070
MLL4732	4.7	53	8.0	500	1.0	10	1.0	970
MLL4733	5.1	49	7.0	550	1.0	10	1.0	890
MLL4734	5.6	45	5.0	600	1.0	10	2.0	810
MLL4735	6.2	41	2.0	700	1.0	10	3.0	730
MLL4736	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4.0	660
MLL4737	7.5	34	4.0	700	0.5	10	5.0	605
MLL4738	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6.0	550
MLL4739	9.1	28	5.0	700	0.5	10	7.0	500
MLL4740	10	25	7.0	700	0.25	10	7.6	454
MLL4741	11	23	8.0	700	0.25	5.0	8.4	414
MLL4742	12	21	9.0	700	0.25	5.0	9.1	380
MLL4743	13	19	10	700	0.25	5.0	9.9	344
MLL4744	15	17	14	700	0.25	5.0	11.4	304
MLL4745	16	15.5	18	700	0.25	5.0	12.2	285
MLL4746	18	14	20	750	0.25	5.0	13.7	250
MLL4747	20	12.5	22	750	0.25	5.0	15.2	225
MLL4748	22	11.5	23	750	0.25	5.0	16.7	205
MLL4749	24	10.5	25	750	0.25	5.0	18.2	190
MLL4750	27	9.5	35	750	0.25	5.0	20.6	170
MLL4751	30	8.5	40	1000	0.25	5.0	22.8	150
MLL4752	33	7.5	45	1000	0.25	5.0	25.1	130
MLL4753	36	7.0	50	1000	0.25	5.0	27.4	125
MLL4754	39	6.5	60	1000	0.25	5.0	29.7	115
MLL4755	43	6.0	70	1500	0.25	5.0	32.7	110
MLL4756	47	5.5	80	1500	0.25	5.0	35.8	95
MLL4757	51	5.0	95	1500	0.25	5.0	38.8	90
MLL4758	56	4.5	110	2000	0.25	5.0	42.6	80
MLL4759	62	4.0	125	2000	0.25	5.0	47.1	70
MLL4760	68	3.7	150	2000	0.25	5.0	51.7	65
MLL4761	75	3.3	175	2000	0.25	5.0	56.0	60
MLL4762	82	3.0	200	3000	0.25	5.0	62.2	55
MLL4763	91	2.8	250	3000	0.25	5.0	69.2	50
MLL4764	100	2.5	350	3000	0.25	5.0	76.0	45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MLL4728 thru MLL4764

NOTE 1. Tolerance and Type Number Designation — The type numbers listed have a standard tolerance on the nominal zener voltage of $\pm 10\%$. A standard tolerance of $\pm 5\%$ on individual units is also available and is indicated by suffixing "A" to the standard type number.

NOTE 2. Special Selections Available Include:

- 1. Nominal zener voltages between those shown.
- 2. Two or more units for series connection with specified tolerance on total voltage. Series matched sets make zener voltages in excess of 200 volts possible as well as providing lower temperature coefficients, lower dynamic impedance and greater power handling ability.
- 3. Nominal voltages at non-standard test currents.

NOTE 3. Zener Voltage (V_Z) Measurement — Nominal zener voltage is measured with the device junction in thermal equilibrium at the case temperature of $30^\circ\text{C} \pm 2^\circ\text{C}$.

NOTE 4. Zener Impedance (Z_Z) Derivation — Z_{ZT} and Z_{ZK} are measured by dividing the ac voltage drop across the device by the ac current applied. The specified limits are for $I_{Z(ac)} = 0.1 \times I_{Z(dc)}$ with the ac frequency = 1.0 kHz.

For more information on special selections contact your nearest Motorola representative.

APPLICATION NOTE

Since the actual voltage available from a given zener diode is temperature dependent, it is necessary to determine junction temperature under any set of operating conditions in order to calculate its value. The following procedure is recommended:

Case Temperature, T_C , should be determined from:

$$T_C = \theta_{CA} P_D + T_A$$

θ_{CA} is the case-to-ambient thermal resistance ($^\circ\text{C/W}$) and P_D is the power dissipation. The value for θ_{CA} will vary and depends on the

device mounting method. θ_{CA} is generally 200°C/W for the various clips and tie points in common use and for printed circuit board wiring.

The temperature of the case can also be measured using a thermocouple placed at the case end as close as possible to the tie point. The thermal mass connected to the tie point is normally large enough so that it will not significantly respond to heat surges generated in the diode as a result of pulsed operation once steady-state conditions are achieved. Using the measured value of T_C , the junction temperature may be determined by:

$$T_J = T_C + \Delta T_{JC}$$

ΔT_{JC} is the increase in junction temperature above the case temperature and may be found by using:

$$\Delta T_{JC} = \theta_{JC} P_D$$

For worst-case design, using expected limits of I_Z , limits of P_D and the extremes of T_J (ΔT_{J1}) may be estimated. Changes in voltage, V_Z , can then be found from:

$$\Delta V = \theta_{VZ} \Delta T_J$$

θ_{VZ} , the zener voltage temperature coefficient, is found from Figures 3 and 4.

Under high power-pulse operation, the zener voltage will vary with time and may also be affected significantly by the zener resistance. For best regulation, keep current excursions as low as possible.

NOTE 5. Surge Current (I_S) Nonrepetitive — The rating listed in the electrical characteristics table is maximum peak, non-repetitive, reverse surge current of 1/2 square wave or equivalent sine wave pulse of 1/120 second duration superimposed on the test current, I_{ZT} , per JEDEC registration; however, actual device capability is as described in Figures 4 and 6.

Surge limitations are given in Figure 6. They are lower than would be expected by considering only junction temperature, as current crowding effects cause temperatures to be extremely high in small spots, resulting in device degradation should the limits of Figure 6 be exceeded.

FIGURE 1 — TYPICAL LEAKAGE CURRENT

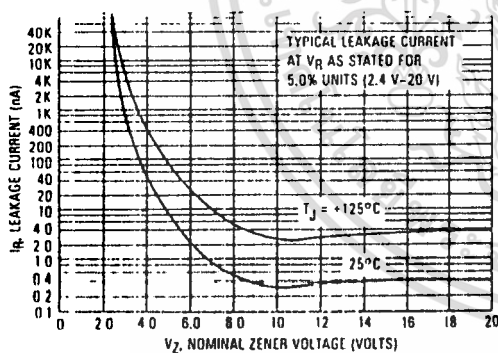
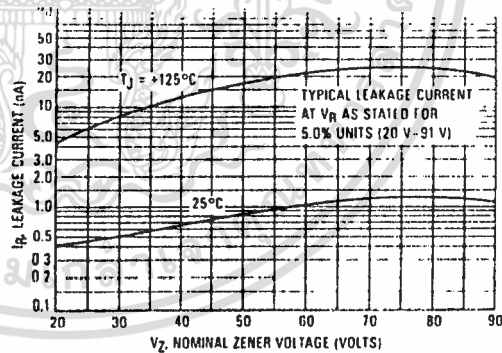


FIGURE 2 — TYPICAL LEAKAGE CURRENT



MLL4728 thru MLL4764

FIGURE 3 — TEMPERATURE COEFFICIENTS @ I_{ZT}

(-55°C to +150°C temperature range; 90% of the units are in the ranges indicated.)

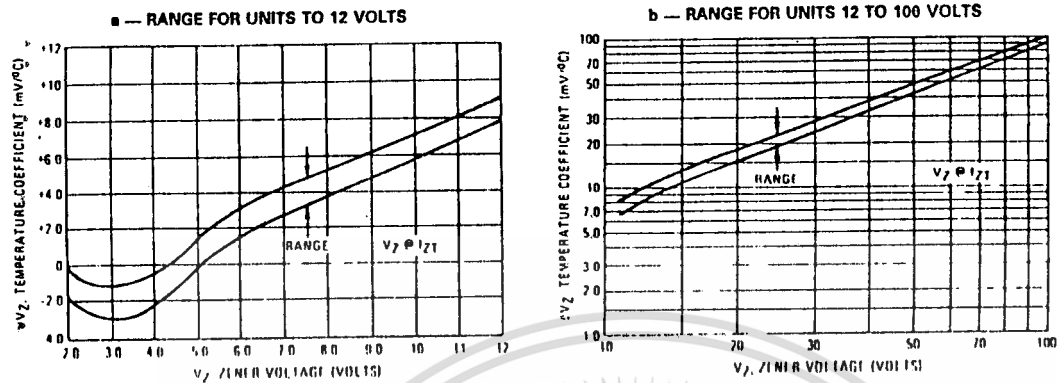


FIGURE 4 — EFFECT OF ZENER CURRENT

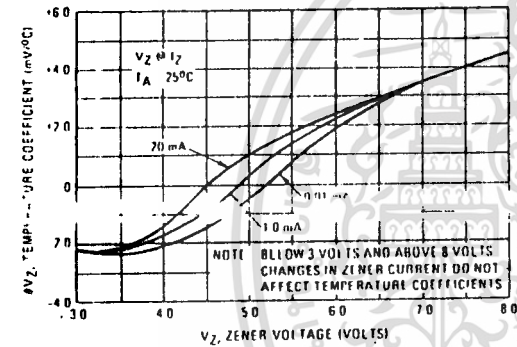


FIGURE 5 — TYPICAL CAPACITANCE

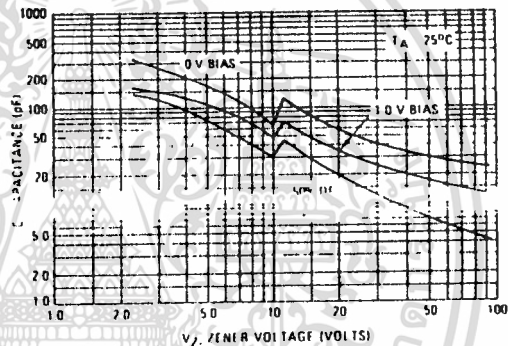
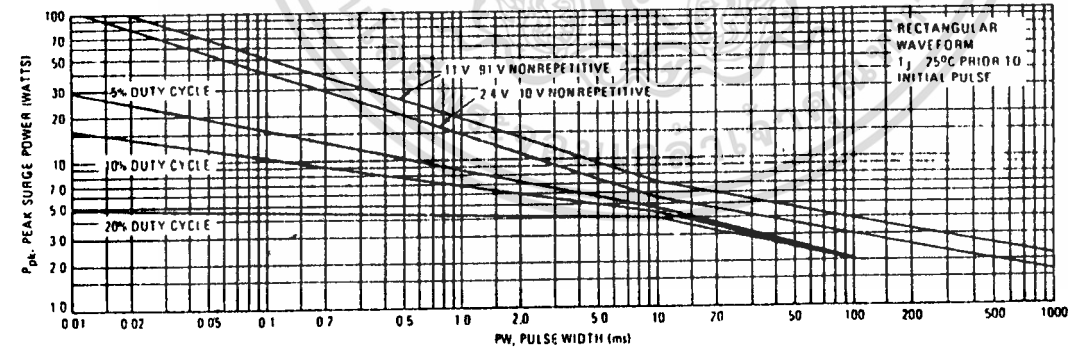


FIGURE 6 — MAXIMUM SURGE POWER



This graph represents 90 percentil data points.
For worst-case design characteristics, multiply surge power by 23.

FIGURE 7 — EFFECT OF ZENER CURRENT ON ZENER IMPEDANCE

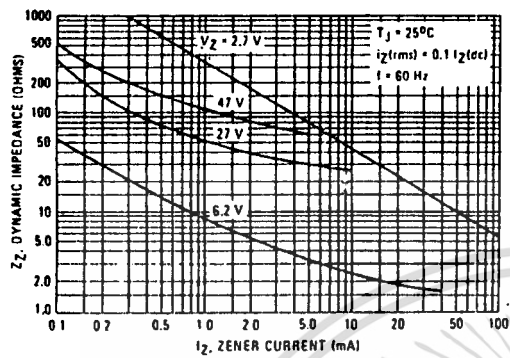


FIGURE 8 — EFFECT OF ZENER VOLTAGE ON ZENER IMPEDANCE

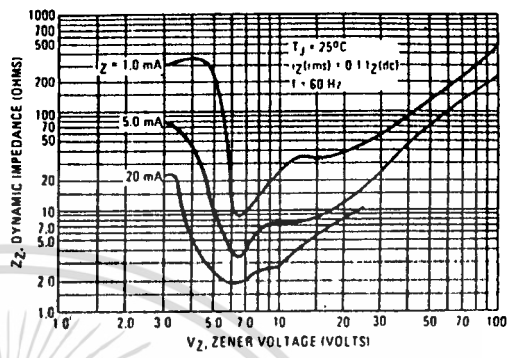


FIGURE 9 — TYPICAL NOISE DENSITY

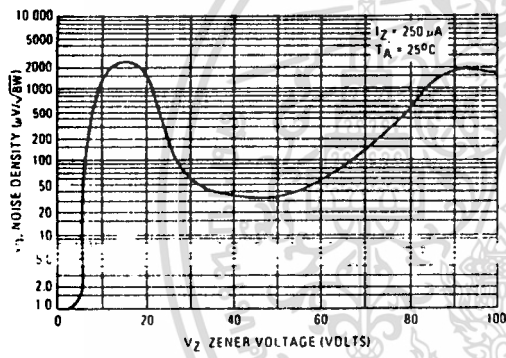


FIGURE 10 — NOISE DENSITY MEASUREMENT METHOD

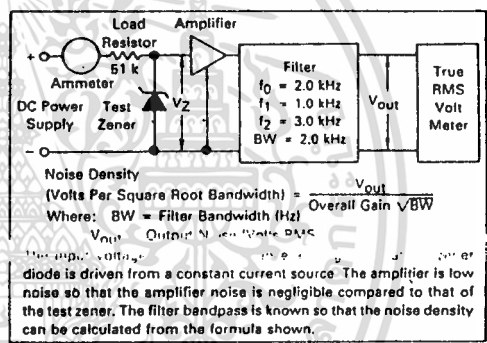
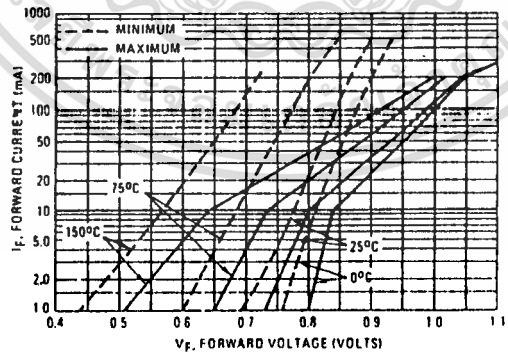


FIGURE 11 — TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS



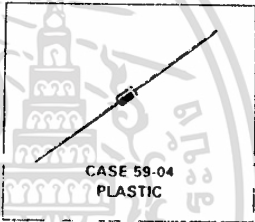
Zener Overvoltage Transient Suppressor

The SA5.0 series is designed to protect voltage sensitive components from high voltage, high energy transients. They have excellent clamping capability, high surge capability, low zener impedance and fast response time. The SA5.0 series is supplied in Motorola's exclusive, cost-effective, highly reliable surmetic axial leaded package and is ideally-suited for use in communication systems, numerical controls, process controls, medical equipment, business machines, power supplies and many other industrial/consumer applications.

- Specification Features
- Standard Zener Voltage Range — 5 to 170 V
 - Peak Power — 500 Watts (t_r 1 ms)
 - Maximum Clamp Voltage (t_r Peak Pulse Current)
 - Low Leakage < 1 μ A Above 8.5 Volts
 - Maximum Temperature Coefficient Specified

SA5.0
thru
SA170A

MOSORB
ZENER OVERVOLTAGE
TRANSIENT
SUPPRESSORS
5-170 VOLT
500 WATT PEAK POWER
3 WATT STEADY STATE



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Units
Peak Power Dissipation (1) @ $T_L \leq 25^\circ\text{C}$	P_{PK}	500	Watts
Steady State Power Dissipation @ $T_L \leq 75^\circ\text{C}$, Load Length 3/8" Derated above $T_L = 75^\circ\text{C}$		30	mW/°C
Forward Surge Current (2) @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	I_{FSM}	70	Amps
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +175	°C

Lead Temperature not less than 1/16" from the case for 10 seconds: 203°C

MECHANICAL CHARACTERISTICS

- CASE: Void-free, transfer-molded, thermosetting plastic
- FINISH: All external surfaces are corrosion resistant and leads are readily solderable and weldable
- POLARITY: Cathode indicated by polarity band. When operated in zener mode, will be positive with respect to anode
- MOUNTING POSITION: Any

NOTES: 1 Nonrepetitive Current Pulse per Figure 4 and Derated above $T_A = 75^\circ\text{C}$ per Figure 2
2 1/2 Square Wave (or equivalent), PW = 8.3 ms, Duty Cycle = 4 Pulses per Minute maximum

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SA5.0 thru SA170A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted) V_F* = 3.5 V Max, I_F** = 35 A

Device	Breakdown Voltage			Working Peak Reverse Voltage VRWM*** (Volts)	Maximum Reverse Leakage @ VRWM IR (μA)	Maximum Reverse Surge Current IRSM† (Amps)	Maximum Reverse Voltage @ IRSM (Clamping Voltage) VRSM (Volts)	Maximum Voltage Temperature Variation of VBR mV/°C
	VBR (Volts)		@ 1T (mA)					
	Min	Max						
SA5.0	6.4	7.3	10	5	600	52	9.6	5
SA5.0A	6.4	7	10	5	600	54.3	9.2	5
SA6.0	6.67	8.15	10	6	600	43.9	11.4	5
SA6.0A	6.67	7.37	10	6	600	48.5	10.3	5
SA6.5	7.22	8.82	10	6.5	400	40.7	12.3	5
SA6.5A	7.22	7.98	10	6.5	400	44.7	11.2	5
SA7.0	7.78	9.51	10	7	150	37.8	13.3	6
SA7.0A	7.78	8.6	10	7	150	41.7	12	6
SA7.5	8.33	10.2	1	7.5	50	35	14.3	7
SA7.5A	8.33	9.21	1	7.5	50	38.8	12.9	7
SA8.0	8.89	10.9	1	8	25	33.3	15	7
SA8.0A	8.89	9.3	1	8	25	36.7	13.6	7
SA8.5	9.44	11.5	1	8.5	5	31.4	15.9	8
SA8.5A	9.44	10.4	1	8.5	5	34.7	14.4	8
SA9.0	10	12.2	1	9	1	29.5	16.9	9
SA9.0A	10	11.1	1	9	1	32.5	15.4	9
SA10	11.1	13.6	1	10	1	26.6	18.8	10
SA10A	11.1	12.3	1	10	1	29.4	17	10
SA11	12.2	14.9	1	11	1	24.9	20.1	11
SA11A	12.2	13.5	1	11	1	27.4	18.2	11
SA12	13.3	16.3	1	12	1	22.7	22	12
SA12A	13.3	14.7	1	12	1	25.1	19.9	12
SA13	14.4	17.6	1	13	1	21	23.8	13
SA13A	14.4	15.9	1	13	1	23.2	21.5	13
SA14	15.6	19.1	1	14	1	19.4	25.8	14
SA14A	15.6	17.2	1	14	1	21.5	23.2	14
SA15	16.7	20.4	1	15	1	18.8	26.9	16
SA15A	16.7	19.1	1	15	1	20.4	24.4	16
SA16	17.8	21.8	1	16	1	16	28.8	17
SA16A	17.8	19.7	1	16	1	19.2	26	17
SA17	18.9	23.1	1	17	1	16.4	30.5	20
SA17A	18.9	20.9	1	17	1	18.1	27.6	19
SA18	20	24.4	1	18	1	15.5	32.2	21
SA18A	20	22.1	1	18	1	17.2	29.2	20
SA20	22.2	27.1	1	20	1	13.9	35.8	25
SA20A	22.2	24.5	1	20	1	15.4	32.4	23
SA22	24.4	29.8	1	22	1	12.7	39.4	28
SA22A	24.4	26.9	1	22	1	14.1	35.5	25
SA24	26.7	32.6	1	24	1	11.6	43	31
SA24A	26.7	29.5	1	24	1	12.8	38.9	28
SA26	28.9	35.3	1	26	1	10.7	46.6	31
SA26A	28.9	31.9	1	26	1	11.9	42.1	30
SA28	31.1	38	1	28	1	9.9	50	35
SA28A	31.1	34.4	1	28	1	11	45.4	31
SA30	33.3	40.7	1	30	1	9.3	53.5	39
SA30A	33.3	36.8	1	30	1	10.3	48.4	36
SA33	36.7	44.9	1	33	1	8.5	59	42
SA33A	36.7	40.6	1	33	1	9.4	53.3	39
SA36	40	48.9	1	36	1	7.8	64.3	46
SA36A	40	44.2	1	36	1	8.6	58.1	41
SA40	44.4	54.3	1	40	1	7	71.4	51
SA40A	44.4	49.1	1	40	1	7.8	64.5	46

(continued)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SA5.0 thru SA170A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted) V_F* = 3.5 V Max, I_F** = 35 A

Device	Breakdown Voltage			Working Peak Reverse Voltage V _{RWM} *** (Volts)	Maximum Reverse Leakage @ V _{RWM} I _R (μA)	Maximum Reverse Surge Current I _{RSMT} (Amps)	Maximum Reverse Voltage @ I _{RSMT} (Clamping Voltage) V _{RSMT} (Volts)	Maximum Voltage Temperature Variation of V _{BR} mV/°C
	V _{BR} (Volts)		@ I _T (mA)					
	Min	Max						
SA43	47.8	58.4	1	43	1	6.5	76.7	55
SA43A	47.8	52.8	1	43	1	7.2	69.4	50
SA45	50	61.1	1	45	1	6.2	80.3	58
SA45A	50	55.3	1	45	1	6.9	72.7	52
SA48	53.3	65.1	1	48	1	5.8	85.5	63
SA48A	53.3	58.9	1	48	1	6.5	77.4	58
SA51	56.7	69.3	1	51	1	5.5	91.1	66
SA51A	56.7	62.7	1	51	1	6.1	82.4	61
SA54	60	73.3	1	54	1	5.2	96.3	71
SA54A	60	66.3	1	54	1	5.7	87.1	65
SA58	64.4	78.7	1	58	1	4.9	103	78
SA58A	64.4	71.2	1	58	1	5.3	93.6	70
SA60	66.7	81.5	1	60	1	4.7	107	80
SA60A	66.7	73.7	1	60	1	5.2	96.8	71
SA64	71.1	86.9	1	64	1	4.4	114	86
SA64A	71.1	78.6	1	64	1	4.9	103	76
SA70	77.8	95.1	1	70	1	4	125	94
SA70A	77.8	86	1	70	1	4.4	113	85
SA75	83.3	102	1	75	1	3.7	134	101
SA75A	83.3	92.1	1	75	1	4.1	121	91
SA78	86.7	106	1	78	1	3.6	139	105
SA78A	86.7	95.8	1	78	1	4	126	95
SA85	94.4	115	1	85	1	3.3	151	114
SA85A	94.4	104	1	85	1	3.6	137	103
SA90	100	122	1	90	1	3.1	160	121
SA90A	100	111	1	90	1	3.4	146	110
SA100	111	136	1	100	1	2.8	179	135
SA110A	111	122	1	100	1	3.1	162	121
SA110	122	149	1	110	1	2.6	196	148
SA110A	122	135	1	110	1	2.8	177	133
SA120	133	163	1	120	1	2.3	214	162
SA120A	133	147	1	120	1	2	193	146
SA130	144	176	1	130	1	2.2	231	175
SA130A	144	159	1	130	1	2.4	209	158
SA150	167	204	1	150	1	1.9	268	203
SA150A	167	185	1	150	1	2.1	243	184
SA160	178	218	1	160	1	1.7	287	217
SA160A	178	197	1	160	1	1.9	259	196
SA170	189	231	1	170	1	1.6	304	230
SA170A	189	209	1	170	1	1.8	275	208

* V_F applies to non-C suffix devices only. C suffix denotes standard back-to-back versions. Test both polarities.
** 1/2 square or equivalent sine wave PW = 8.3 ms, duty cycle = 4 pulses per minute maximum.
*** MOSORB transient suppressors are normally selected according to the maximum reverse stand-off voltage (V_{RWM}), which should be equal to or greater than the dc or continuous peak operating voltage level
† Surge current waveform per Figure 4 and derate per Figure 2.
To order clipper bidirectional device, add a "C" suffix to device title; i.e. SA7.5C or SA7.5CA.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SA5.0 thru SA170A

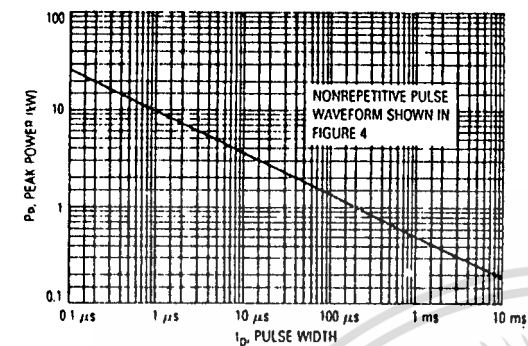


Figure 1. Pulse Rating Curve

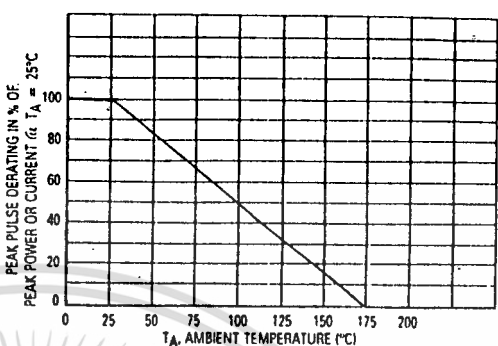


Figure 2. Pulse Derating Curve

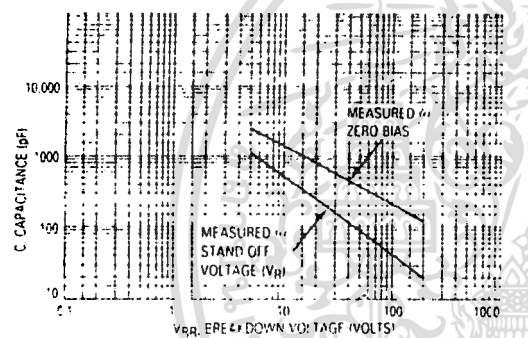


Figure 3. Capacitance vs. Breakdown Voltage

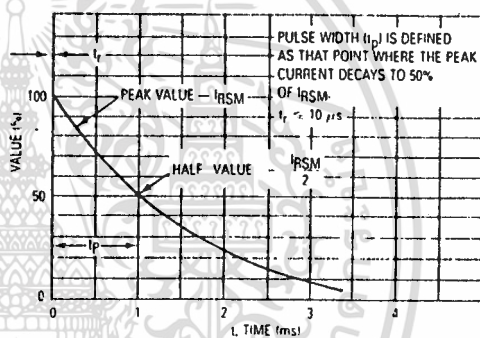


Figure 4. Pulse Width (tp)

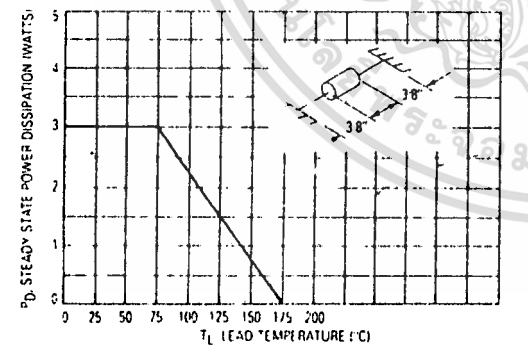


Figure 5. Steady State Power Derating

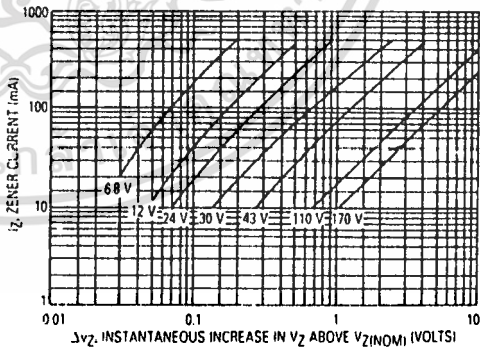


Figure 6. Dynamic Impedance

SA5.0 thru SA170A

APPLICATION NOTES

SPECIAL DEVICES

Matched sets and back-to-back configurations for bi-directional applications can be ordered upon special request. Contact your nearest Motorola representative.

For a bidirectional device use a C or CA suffix. Electrical characteristics apply in both directions except for V_F .

RESPONSE TIME

In most applications, the transient suppressor device is placed in parallel with the equipment or component to be protected. In this situation, there is a time delay associated with the capacitance of the device and an overshoot condition associated with the inductance of the device and the inductance of the connection method. The capacitive effect is of minor importance in the parallel protection scheme because it only produces a time delay in the transition from the operating voltage to the clamp voltage as shown in Figure 7.

The inductive effects in the device are due to actual turn-on time (time required for the device to go from zero current to full current) and lead inductance. This inductive effect produces an overshoot in the voltage across the equipment or component being protected as shown in Figure 8. Minimizing this overshoot is very important in the application, since the main purpose for adding a transient suppressor is to clamp voltage spikes. The SA5.0 series has very good response time, typically $< 1\text{ ns}$ and negligible inductance. However, external inductive affects could produce unacceptable overshoot. Proper circuit layout, minimum lead lengths and placing the suppressor device as close as possible to the equipment or components to be protected will minimize this overshoot.

Some input impedance represented by Z_{in} is essential to prevent overstress of the protection device. This impedance should be as high as possible, without restricting the circuit operation.

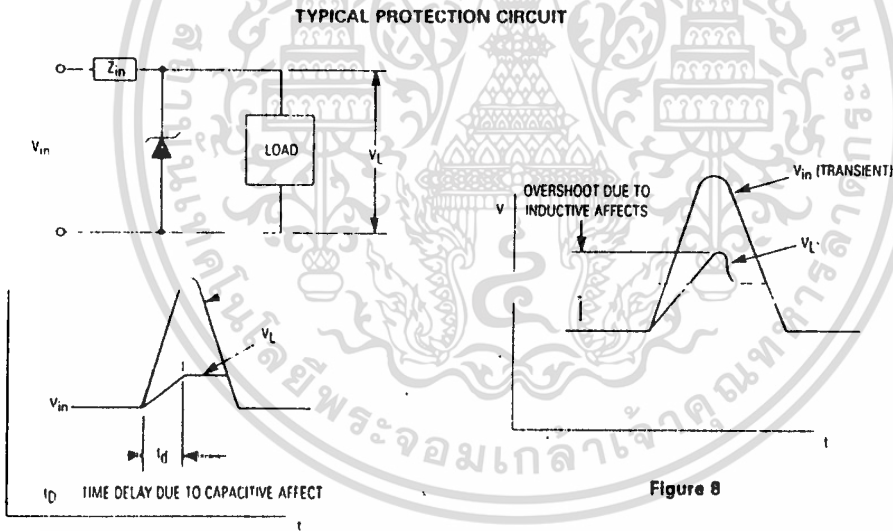
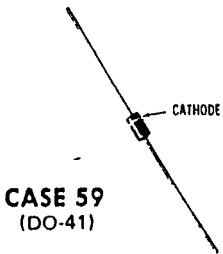


Figure 7

Figure 8



Surmetic rectifiers, subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general purpose low-power applications.

CASE 59
(DO-41)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	$V_{RM(rep)}$								
Working Peak Reverse Voltage	$V_{RM(wkg)}$	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
DC Blocking Voltage	V_R								
Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz peak)	$V_{RM(non-rep)}$	75	150	300	600	900	1200	1500	Volts
RMS Reverse Voltage	V_r	35	70	140	280	420	560	700	Volts
Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 6, $T_A = 75^{\circ}C$)	I_O				1.0				Amp
Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	$I_{FM(surge)}$			30 (for 1 cycle)					Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}			-65 to +175					$^{\circ}C$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic and Conditions	Symbol	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop ($I_F = 1.0$ Amp. $T_J = 25^{\circ}C$) Figure 1	V_F	1.1	Volts
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop ($I_O = 1.0$ Amp. $T_L = 75^{\circ}C$. 1 inch leads)	$V_{F(AV)}$	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) $T_J = 25^{\circ}C$ $T_J = 100^{\circ}C$	I_R	0.01 0.05	mA
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current ($I_O = 1.0$ Amp. $T_L = 75^{\circ}C$. 1 inch leads)	$I_{R(AV)}$	0.03	mA

MECHANICAL CHARACTERISTICS

CASE: Void free. Transfer Molded
MAXIMUM LEAD TEMPERATURE FOR SOLDERING PURPOSES: 350°C, 3/8" from case for 10 seconds at 5 lbs. tension
FINISH: All external surfaces are corrosion-resistant, leads are readily solderable
POLARITY: Cathode indicated by color band
WEIGHT: 0.40 Grams (approximately)

FIGURE 1 — FORWARD VOLTAGE

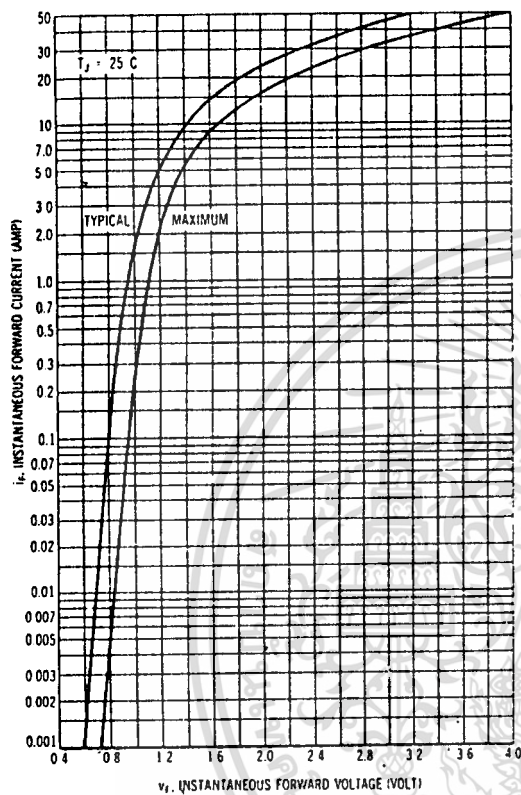


FIGURE 2 — MAXIMUM SURGE CAPABILITY

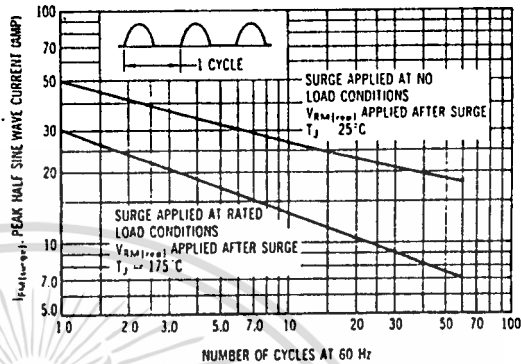


FIGURE 3 — FORWARD VOLTAGE TEMPERATURE COEFFICIENT

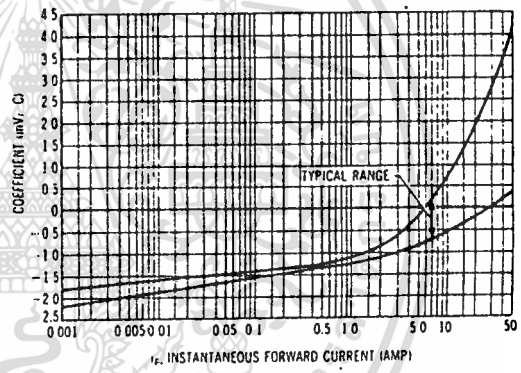
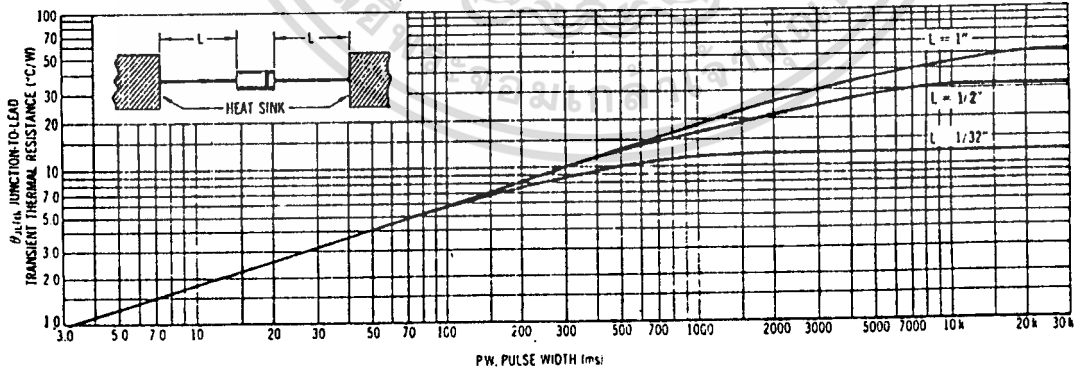


FIGURE 4 — TYPICAL TRANSIENT THERMAL RESISTANCE



FOR θ_{JA} VALUES AT PULSE WIDTHS LESS THAN 3.0 ms, THE ABOVE CURVE CAN BE EXTRAPOLATED DOWN TO 10 μ s AT A CONTINUING SLOPE OF 1/2

CURRENT DERATING DATA

FIGURE 5 — LEAD TEMPERATURE DERATING (DC ONLY)

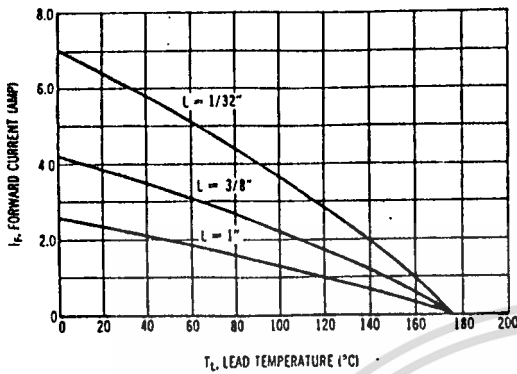


FIGURE 6 — RESISTIVE, INDUCTIVE LOADS

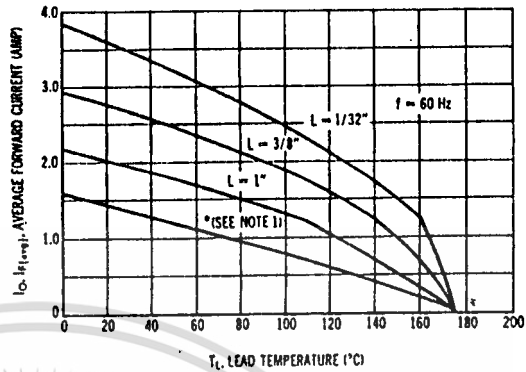


FIGURE 7 — CAPACITIVE LOADS

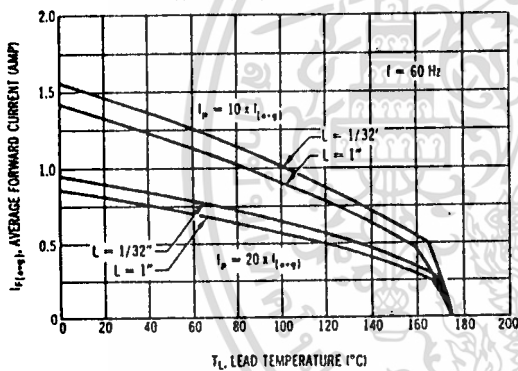
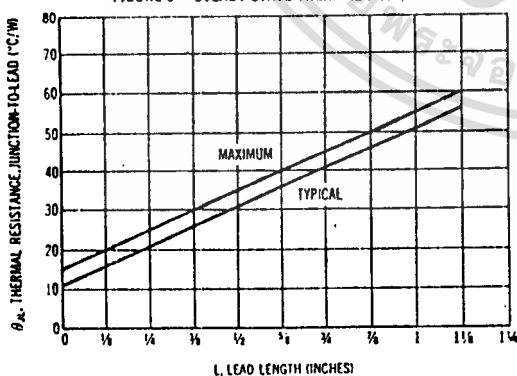


FIGURE 8 — STEADY-STATE THERMAL RESISTANCE



NOTES

NOTE 1

Data shown for thermal resistance junction-to-ambient (θ_{JA}) for the mountings shown is to be used as typical guideline values for preliminary engineering or in case the tie point temperature cannot be measured.

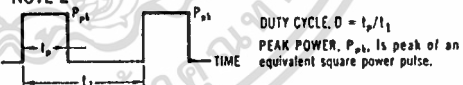
TYPICAL VALUES FOR θ_{JA} IN STILL AIR



MOUNTING METHOD	LEAD LENGTH L (IN)	θ_{JA}
1	1/32	75
1	3/8	85
1	1	85
2	55	72
2	72	85
2	85	85

*Using Mounting Method 1 or 2 with L = 1" the curve marked * in Figure 6 can be used for 60 Hz half-wave resistive/inductive load (Rating vs. Ambient Temperature). The abscissa of Figure 6 then indicates T_A in °C.

NOTE 2



DUTY CYCLE, $D = t_p / t_1$

PEAK POWER, P_{pk} , is peak of an equivalent square power pulse.

To determine maximum junction temperature of the diode in a given situation, the following procedure is recommended:

The temperature of the lead should be measured using a thermocouple placed on the lead as close as possible to the tie point. The thermal mass connected to the tie point is normally large enough so that it will not significantly respond to heat surges generated in the diode as a result of pulsed operation once steady-state conditions are achieved. Using the measured value of T_L , the junction temperature may be determined by:

$$T_J = T_L + \Delta T_{JL}$$

where ΔT_{JL} is the increase in junction temperature above the lead temperature. It may be determined by:

$$\Delta T_{JL} = P_{pk} \left[\theta_{JL(t_1)} \cdot D + (1 - D) \cdot \theta_{JL(t_1 + t_p)} - \theta_{JL(t_p)} - \theta_{JL(t_1)} \right]$$

where $\theta_{JL(t_1)}$ = value of transient thermal resistance at time t_1 , i.e.:

$\theta_{JL(t_1 + t_p)}$ = value of $\theta_{JL(t)}$ at time $t_1 + t_p$

$\theta_{JL(t_p)}$ = value of $\theta_{JL(t)}$ at end of pulse width t_p

$\theta_{JL(t_1)}$ = value of $\theta_{JL(t)}$ at time t_1

TYPICAL DYNAMIC-CHARACTERISTICS

FIGURE 9 — FORWARD RECOVERY TIME

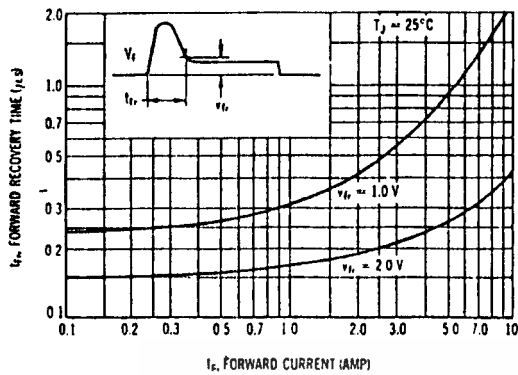


FIGURE 10 — REVERSE RECOVERY TIME

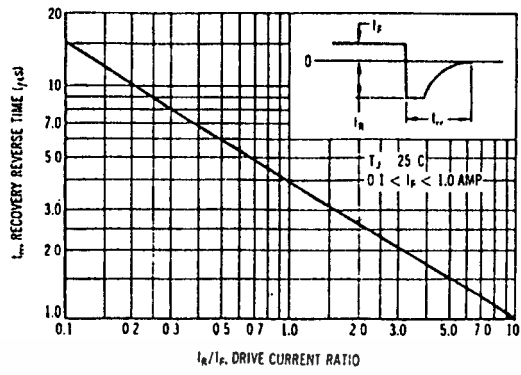


FIGURE 11 — RECTIFICATION WAVEFORM EFFICIENCY

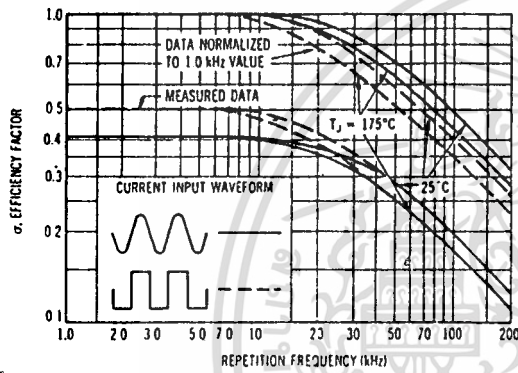
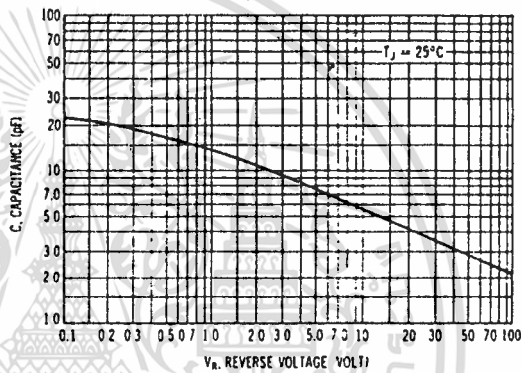
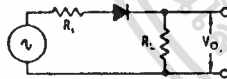


FIGURE 12 — JUNCTION CAPACITANCE



RECTIFIER EFFICIENCY NOTE

FIGURE 13 — SINGLE-PHASE HALF-WAVE RECTIFIER CIRCUIT



$$\sigma(\text{sine}) = \frac{\frac{V_m^2}{2R_L}}{\frac{V_m^2}{4R_L}} \cdot 100\% = \frac{4}{\pi^2} \cdot 100\% = 40.6\% \quad (1)$$

$$\sigma(\text{square}) = \frac{\frac{V_m^2}{2R_L}}{\frac{V_m^2}{R_L}} \cdot 100\% = 50\% \quad (2)$$

For a square wave input of amplitude V_m , the efficiency factor becomes:

(A full wave circuit has twice these efficiencies)

As the frequency of the input signal is increased, the reverse recovery time of the diode (Figure 10) becomes significant, resulting in an increasing ac voltage component across R_L which is opposite in polarity to the forward current, thereby reducing the value of the efficiency factor σ , as shown in Figure 11.

It should be emphasized that Figure 11 shows waveform efficiency only; it does not provide a measure of diode losses. Data was obtained by measuring the ac component of V_O with a true rms ac voltmeter and the dc component with a dc voltmeter. The data was used in Equation 1 to obtain points for Figure 11.

The rectification efficiency factor σ shown in Figure 11 was calculated using the formula:

$$\sigma = \frac{P_{dc}}{P_{rms}} = \frac{\frac{V_O^2(d.c)}{R_L}}{\frac{V_O^2(rms)}{R_L}} \cdot 100\% = \frac{V_O^2(d.c)}{V_O^2(a.c.) - V_O^2(d.c)} \cdot 100\% \quad (1)$$

For a sine wave input $V_m \sin \omega t$ to the diode, assumed lossless, the maximum theoretical efficiency factor becomes

1N4057, A thru 1N4085, A

For Specifications, See 1N429 Data.

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

MUR1505 MUR1530
MUR1510 MUR1540
MUR1515 MUR1550
MUR1520 MUR1560



SWITCHMODE POWER RECTIFIERS

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures

**ULTRAFAST
RECTIFIERS**

**15 AMPERES
50-600 VOLTS**



**CASE 221B-01
TO-220AC
PLASTIC**

MAXIMUM RATINGS

MAXIMUM RATINGS		MUR								Unit
Rating	Symbol	1505	1510	1515	1520	1530	1540	1550	1560	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{RWM} V _R	50	100	150	200	300	400	500	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V _R)	I _{F(AV)}	15 (a T _C = 150°C)						15 (a T _C = 145°C)		Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated V _R , Square Wave, 20 kHz)	I _{FRM}	30 (a T _C = 150°C)						30 (a T _C = 145°C)		Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I _{FSM}	200						150		Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T _J , T _{stg}	65 to -175								°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	R _{θJC}	15	°C/W
--	------------------	----	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I _F = 15 Amp, T _C = 150°C) (I _F = 15 Amp, T _C = 25°C)	V _F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, T _C = 150°C) (Rated dc Voltage, T _C = 25°C)	I _R	500 10			1000 10 μA
Maximum Reverse Recovery Time (I _F = 10 Amp, dI/dt = 50 Amp/μs)	t _{rr}	35 60			ns

(1) Pulse Test - Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle = 20%

A-26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1505 thru MUR1560

MUR1505, 1510, and 1515

FIGURE 1 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE

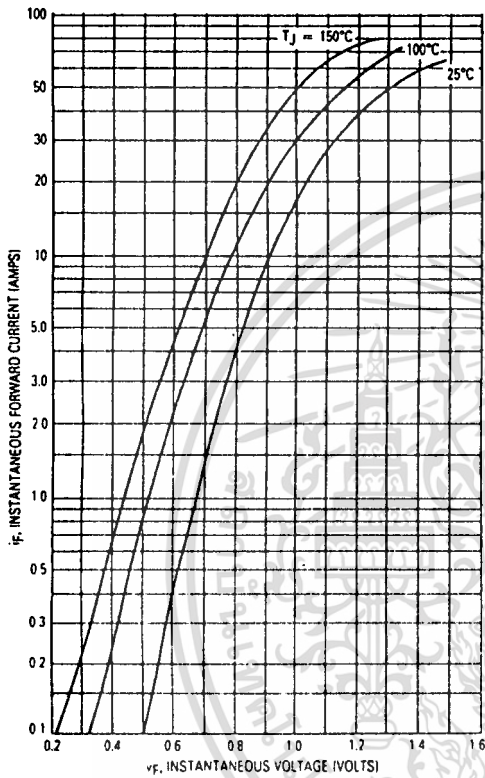
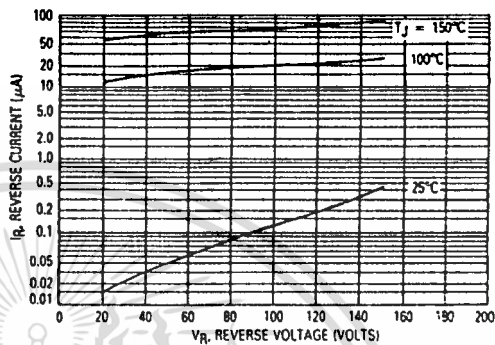


FIGURE 2 — TYPICAL REVERSE CURRENT*



*The curves shown are typical for the highest voltage device in the voltage grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

FIGURE 3 — CURRENT DERATING, CASE

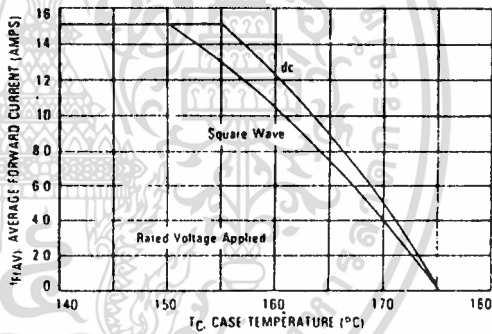


FIGURE 4 — CURRENT DERATING, AMBIENT

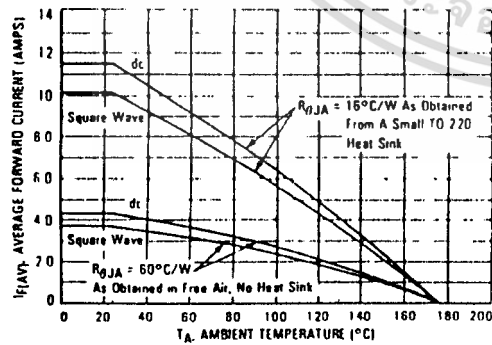
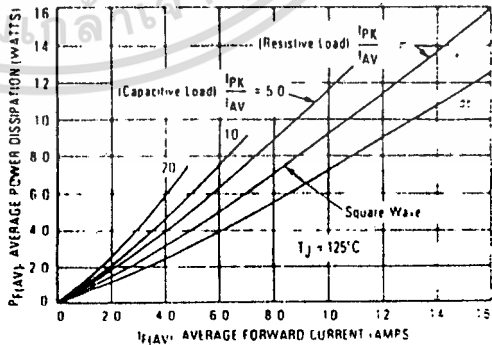


FIGURE 5 — POWER DISSIPATION



MUR1505 thru MUR1560

MUR1520, 1530, 1540

FIGURE 6 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE

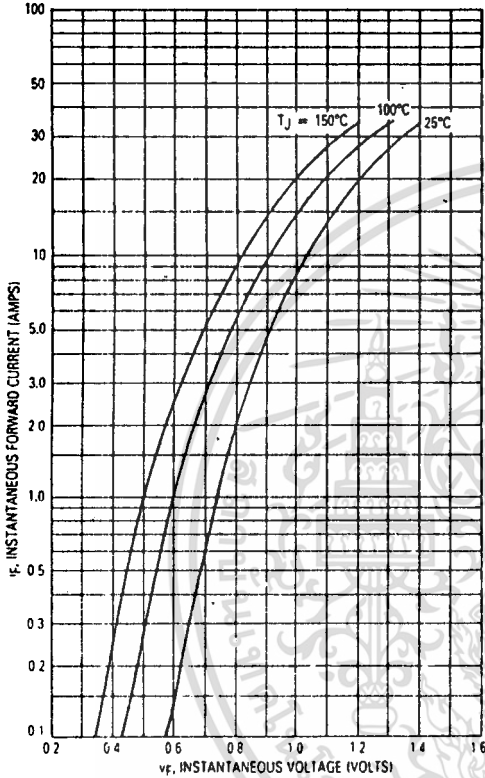
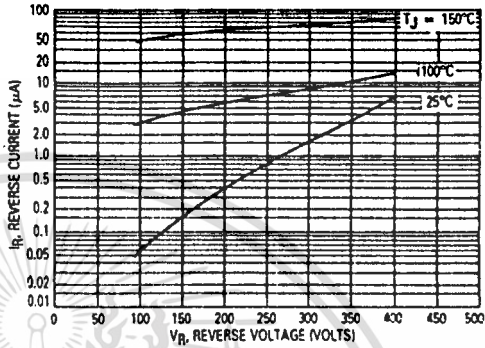


FIGURE 7 — TYPICAL REVERSE CURRENT*



*The curves shown are typical for the highest voltage device in the voltage grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

FIGURE 8 — CURRENT DERATING, CASE

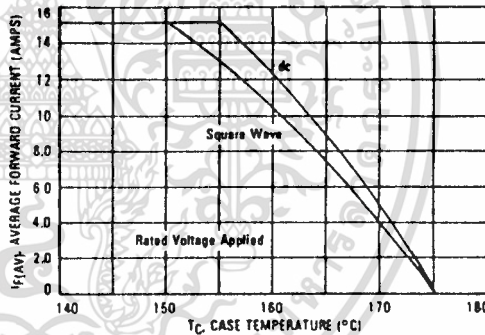


FIGURE 9 — CURRENT DERATING, AMBIENT

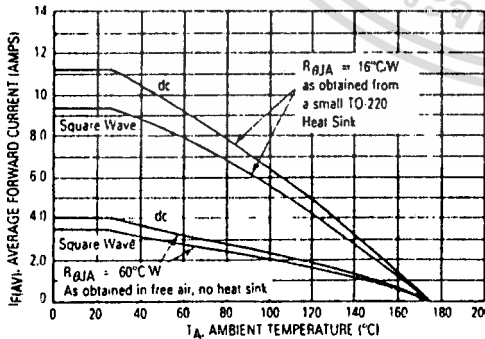
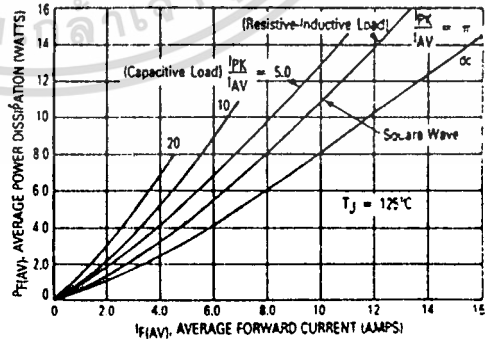


FIGURE 10 — POWER DISSIPATION



MUR1505 thru MUR1560

MUR1550, 1560

FIGURE 11 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE

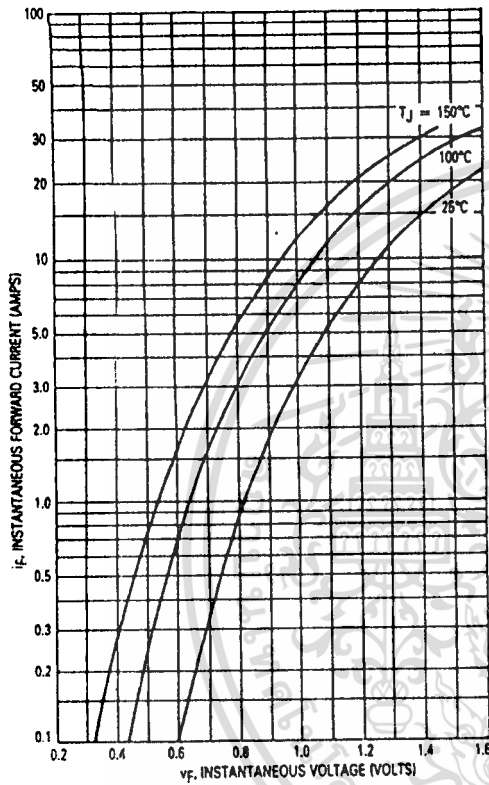
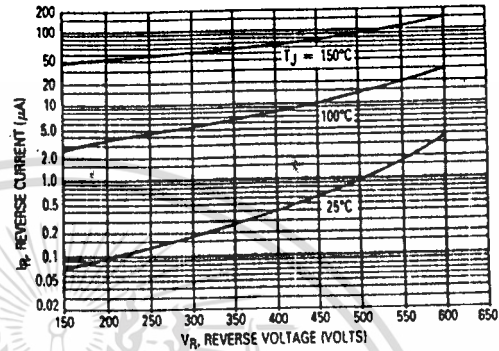


FIGURE 12 — TYPICAL REVERSE CURRENT*



*The curves shown are typical for the highest voltage device in the voltage grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

FIGURE 13 — CURRENT DERATING, CASE

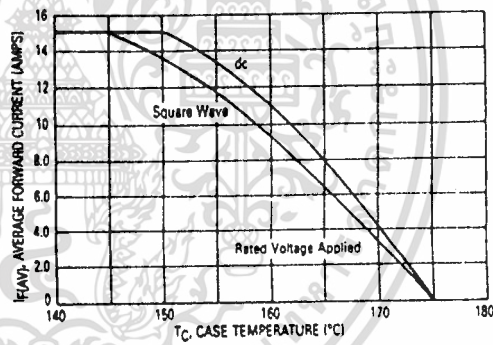


FIGURE 14 — CURRENT DERATING, AMBIENT

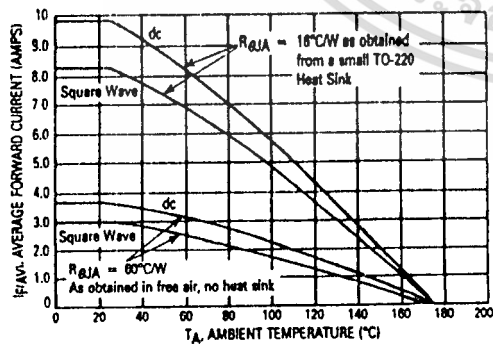
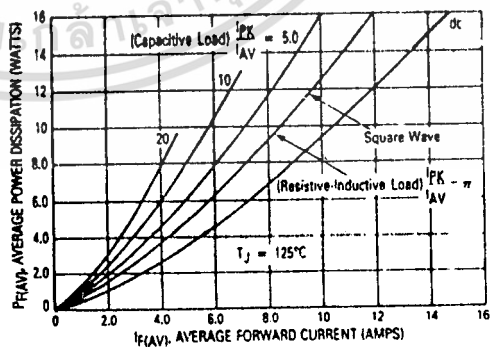


FIGURE 15 — POWER DISSIPATION



A-29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1505 thru MUR1560

FIGURE 16 — THERMAL RESPONSE

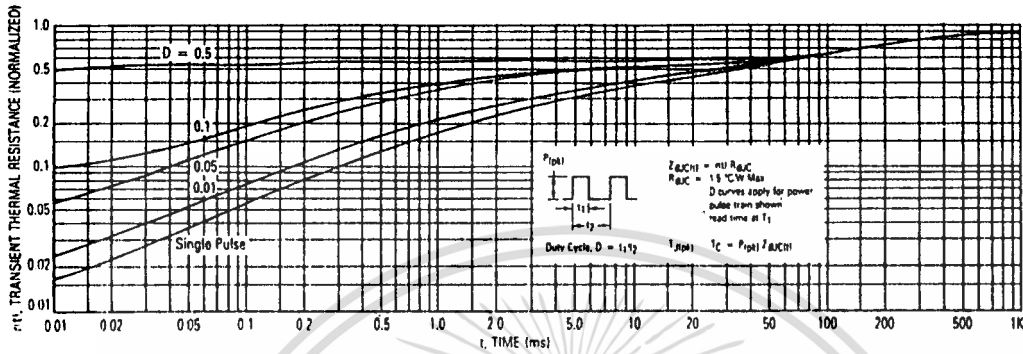


FIGURE 17 — TYPICAL CAPACITANCE

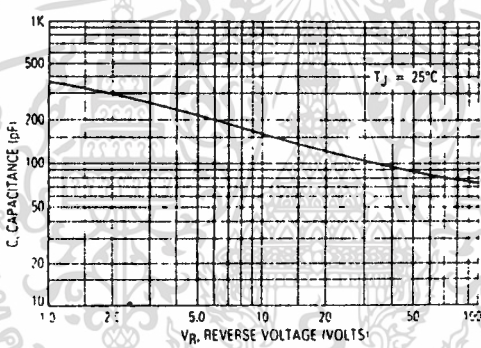
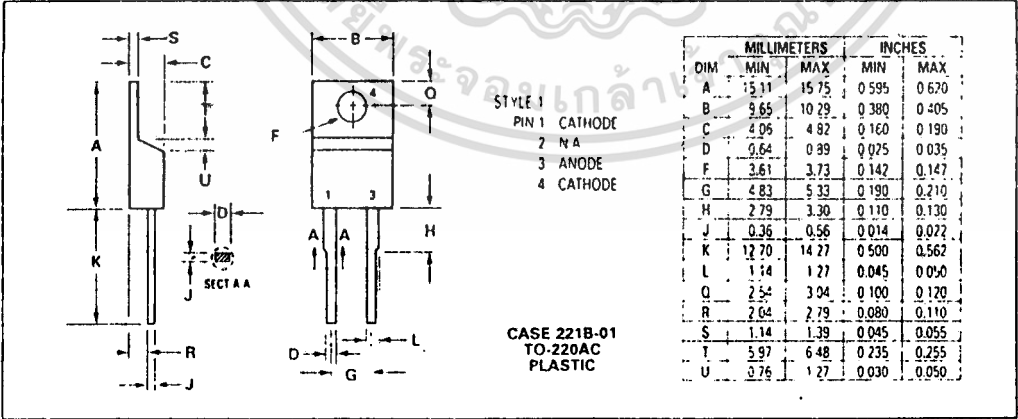


FIGURE 18 — OUTLINE DIMENSIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ A-30
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1605CT MUR1630CT
MUR1610CT MUR1640CT
MUR1615CT MUR1650CT
MUR1620CT MUR1660CT

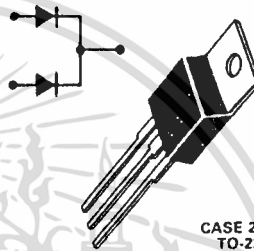
SWITCHMODE POWER RECTIFIERS

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- Epoxy meets UL94, V₀ @ 1/8"
- High Temperature Glass Passivated Junction
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating @ Both Case and Ambient Temperatures

ULTRAFAST RECTIFIERS

8 AMPERES
50-600 VOLTS



CASE 221A-04
TO-220AB
PLASTIC

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR								Unit
		1605CT	1610CT	1615CT	1620CT	1630CT	1640CT	1650CT	1660CT	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{RWM} V _R	50	100	150	200	300	400	500	600	Volts
Average Rectified Forward Current Total Device, (Rated V _R), T _C = 150°C	I _F (AV) Per Leg Total Device	8.0 16								Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated V _R , Square Wave, 20 kHz), T _C = 150°C	I _{FM} Per Diode Leg	16								Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I _{FSM}	100								Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T _J , T _{stg}	- 65 to + 175								°C

THERMAL CHARACTERISTICS, PER DIODE LEG

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	θ _{JC}	3.0	2.0	°C/W
--	-----------------	-----	-----	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, PER DIODE LEG

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) (I _F = 8.0 Amp, T _C = 150°C) (I _F = 8.0 Amp, T _C = 25°C)	V _F	0.895 0.975	1.00 1.30	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, T _C = 150°C) (Rated dc Voltage, T _C = 25°C)	I _R	250 5.0	500 10	500 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time (I _F = 1.0 Amp, di/dt = 50 Amp/μs) (I _F = 0.5 Amp, I _R = 1.0 Amp, I _{REC} = 0.25 Amp)	t _{rr}	35 25	60 50		ns

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

MUR1605CT thru MUR1660CT

MUR1605CT, 1610CT AND 1615CT

FIGURE 1 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE, PER LEG

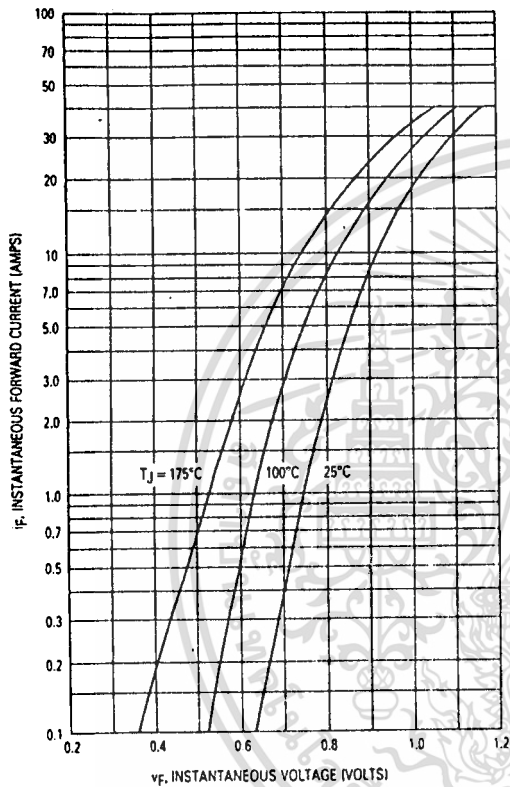


FIGURE 2 — TYPICAL REVERSE CURRENT, PER LEG*

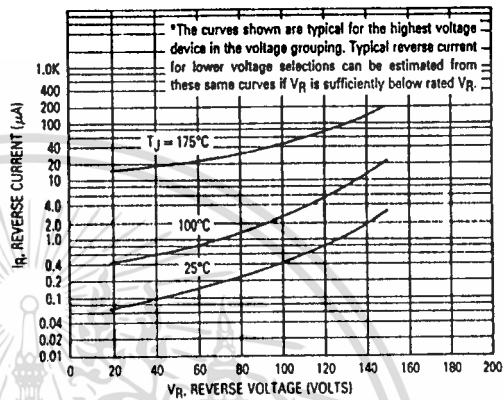


FIGURE 3 — CURRENT DERATING CASE, PER LEG

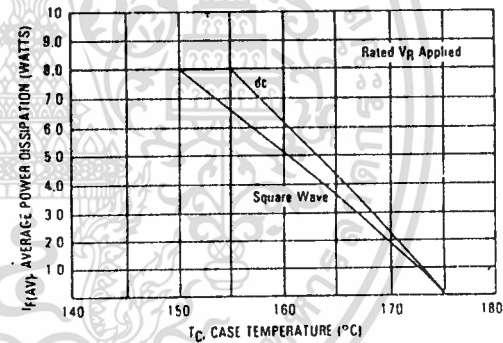


FIGURE 4 — CURRENT DERATING, AMBIENT, PER LEG

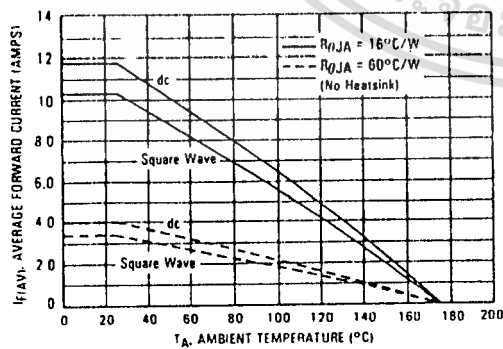
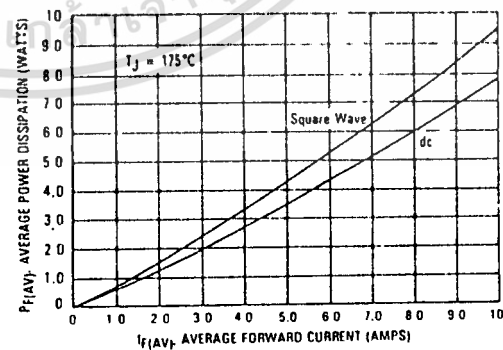


FIGURE 5 — POWER DISSIPATION, PER LEG



MUR1605CT thru MUR1660CT

MUR1620CT, 1630CT AND 1640CT

FIGURE 6 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE, PER LEG

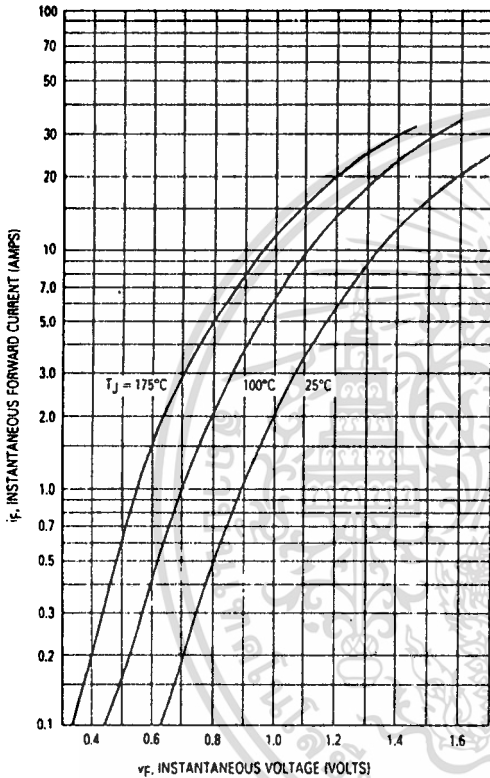


FIGURE 7 — TYPICAL REVERSE CURRENT, PER LEG*

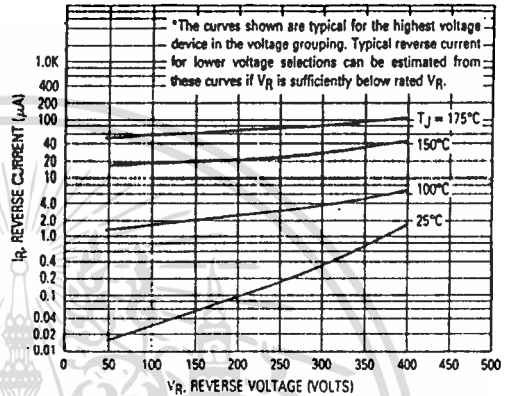


FIGURE 8 — CURRENT DERATING, CASE, PER LEG

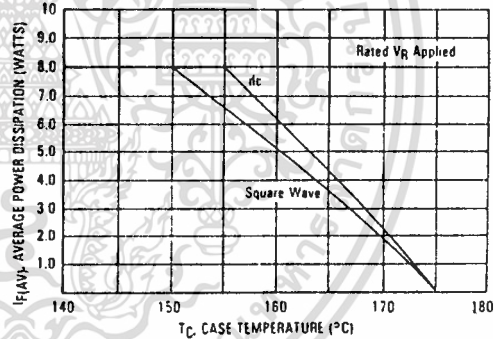


FIGURE 9 — CURRENT DERATING, AMBIENT, PER LEG

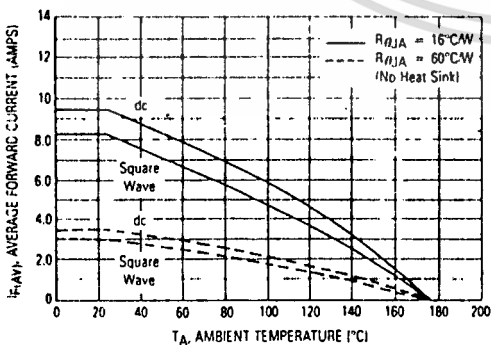
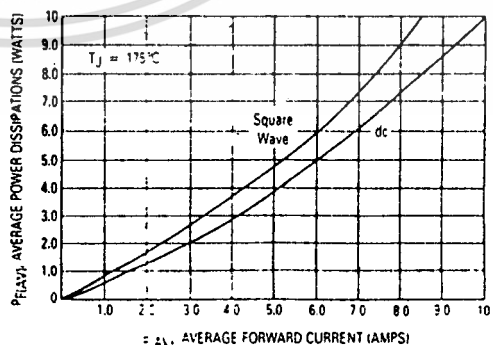


FIGURE 10 — POWER DISSIPATION, PER LEG



MUR1605CT thru MUR1660CT

MUR1650CT AND 1660CT

FIGURE 11 — TYPICAL FORWARD VOLTAGE, PER LEG

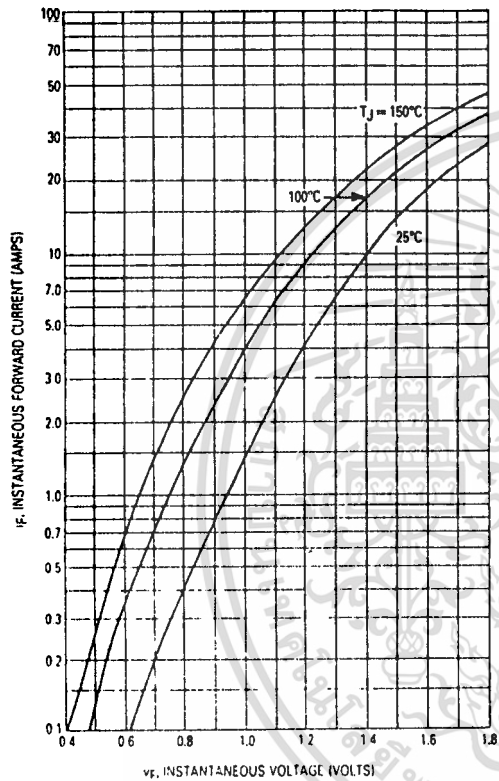


FIGURE 12 — TYPICAL REVERSE CURRENT, PER LEG*

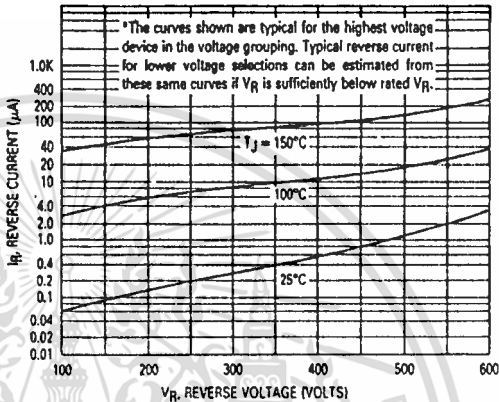


FIGURE 13 — CURRENT DERATING, CASE, PER LEG

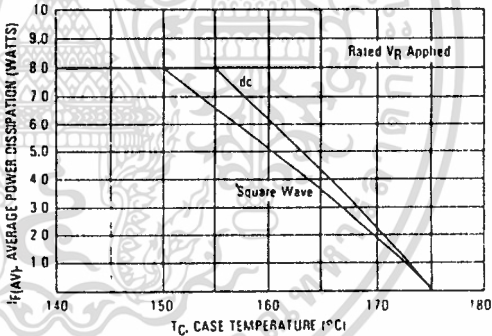


FIGURE 14 — CURRENT DERATING, AMBIENT, PER LEG

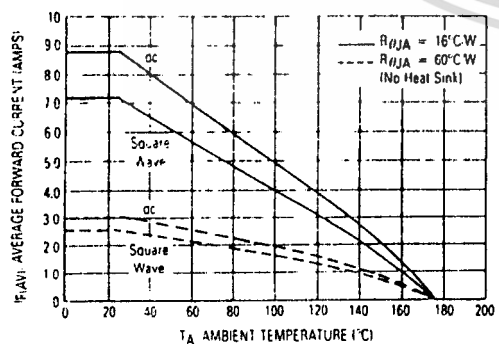
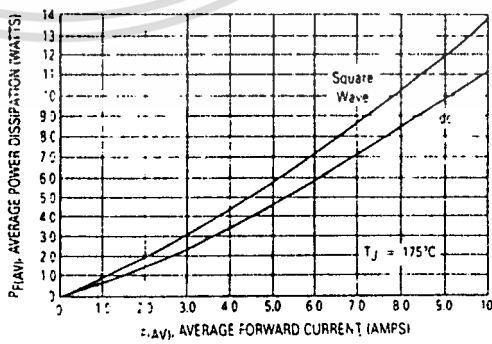


FIGURE 15 — POWER DISSIPATION, PER LEG



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ **A-3A** ารศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1605CT thru MUR1660CT

FIGURE 16 — THERMAL RESPONSE

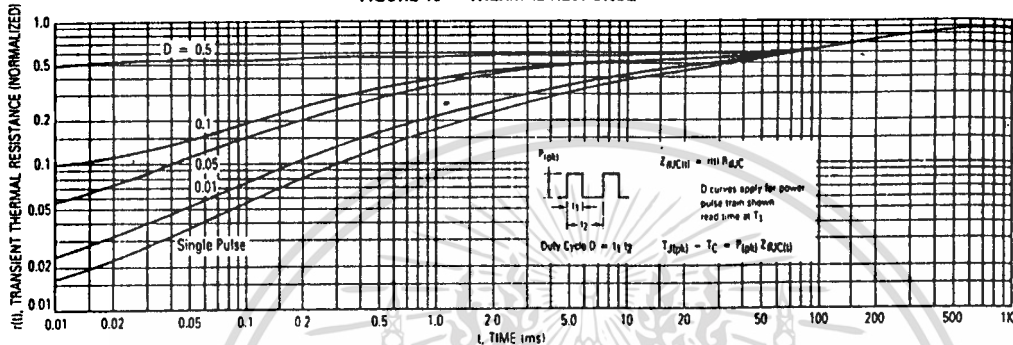
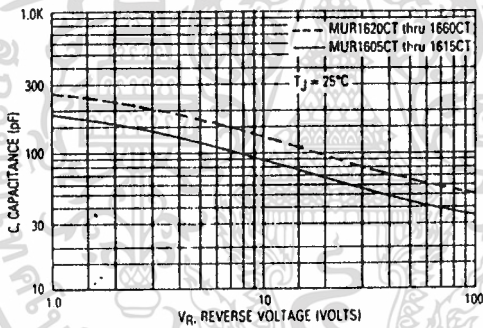
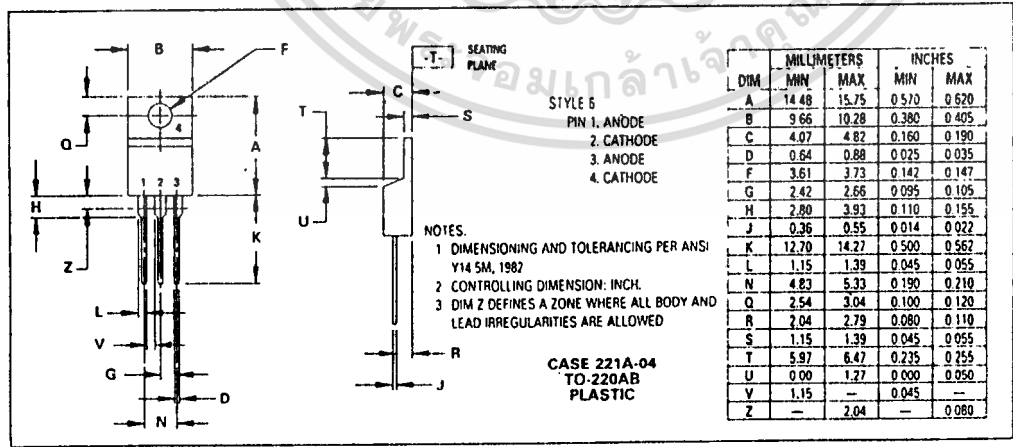


FIGURE 17 — TYPICAL CAPACITANCE, PER LEG



OUTLINE DIMENSIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ **A-33** ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Designer's Data Sheet
Power Field Effect Transistor
N-Channel Enhancement-Mode
Silicon Gate TMOS

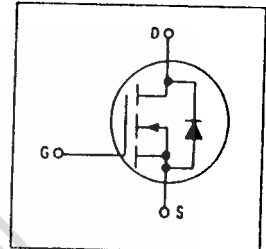
These TMOS Power FETs are designed for medium voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds — Switching Times Specified at 100°C
- Designer's Data — I_{DSS} , $V_{DS(on)}$, $V_{GS(th)}$ and SOA Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



MTM12N10
MTP12N08
MTP12N10

TMOS POWER FETs
12 AMPERES
 $r_{DS(on)} = 0.18 \text{ OHM}$
80 and 100 VOLTS

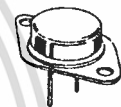


MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MTM12N10	MTP12N08 MTP12N10	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DSS}	80	100	Vdc
Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 1 \text{ M}\Omega$)	V_{DGR}	80	100	Vdc
Gate-Source Voltage	V_{GS}		± 20	Vdc
Continuous	V_{GSM}		± 40	Vpk
Non-repetitive ($t_p \leq 50 \mu s$)				
Drain Current — Continuous	I_D	12		Adc
— Pulsed	I_{DM}	30		
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$	P_D	75		Watts
Derate above $25^\circ C$		0.6		W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	- 65 to 150		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance				
Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.67		°C/W
Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	30		
		62.5		
Maximum Lead Temperature for Soldering	T_L	275		°C
Purposes, 1/8" from case for 5 seconds				



MTM12N10
CASE 1-04
TO-204AA



MTP12N08
MTP12N10
CASE 221A-04
TO-220AB

Designer's Data for "Worst Case" Conditions — The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. SOA Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

MTM12N10, MTP12N08, 10

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 0.25 mA)	V _{(BR)DSS}	80 100	— —	V _{dc}	
Zero Gate Voltage Drain Current (V _{DS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0) (V _{DS} = Rated V _{DSS} , V _{GS} = 0, T _J = 125°C)	I _{DSS}	— —	10 100	μA _{dc}	
Gate-Body Leakage Current, Forward (V _{GSF} = 20 V _{dc} , V _{DS} = 0)	I _{GSSF}	—	100	nA _{dc}	
Gate-Body Leakage Current, Reverse (V _{GSR} = 20 V _{dc} , V _{DS} = 0)	I _{GSSR}	—	100	nA _{dc}	
ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 1 mA) T _J = 100°C	V _{GS(th)}	2 1.5	4.5 4	V _{dc}	
Static Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 V _{dc} , I _D = 6 A _{dc})	r _{DS(on)}	—	0.18	Ω	
Drain-Source On-Voltage (V _{GS} = 10 V) (I _D = 12 A _{dc}) (I _D = 6 A _{dc} , T _J = 100°C)	V _{DS(on)}	— —	2.6 2.2	V _{dc}	
Forward Transconductance (V _{DS} = 15 V, I _D = 6 A)	g _{FS}	3	—	mhos	
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	(V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0, f = 1 MHz) See Figure 11	C _{iss}	—	800	pF
Output Capacitance		C _{oss}	—	400	
Reverse Transfer Capacitance		C _{rss}	—	100	
SWITCHING CHARACTERISTICS* (T _J = 100°C)					
Turn-On Delay Time	(V _{DD} = 25 V, I _D = 0.5 Rated I _D R _{gen} = 50 ohms) See Figures 9, 13 and 14	t _{d(on)}	—	50	ns
Rise Time		t _r	—	150	
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	200	
Fall Time		t _f	—	100	
Total Gate Charge	(V _{DS} = 0.8 Rated V _{DSS} , I _D = Rated I _D , V _{GS} = 10 V) See Figure 12	Q _g	17 (Typ)	36	nC
Gate-Source Charge		Q _{gs}	8 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q _{gd}	9 (Typ)	—	
SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage	(I _S = Rated I _D V _{GS} = 0)	V _{SD}	1.2 (Typ)	2.5	V _{dc}
Forward Turn-On Time		t _{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t _{rr}	325 (Typ)	—	ns
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-264)					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on the header closer to the source pin and the center of the die)	L _d	5 (Typ)	—	nH	
Internal Source Inductance (Measured from the source pin, 0.25" from the package to the source bond pad)	L _s	12.5 (Typ)	—		
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L _d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	— —	nH	
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad.)	L _s	7.5 (Typ)	—		

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

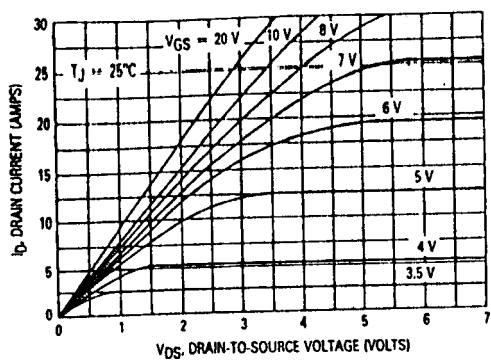


Figure 1. On-Region Characteristics

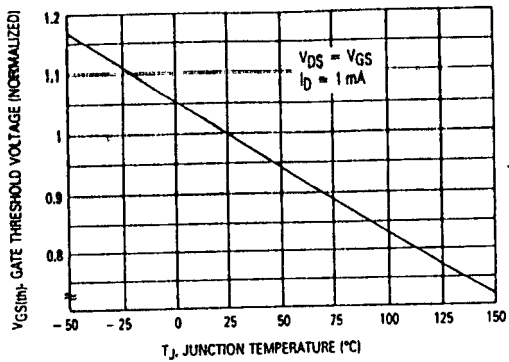


Figure 2. Gate-Threshold Voltage Variation With Temperature

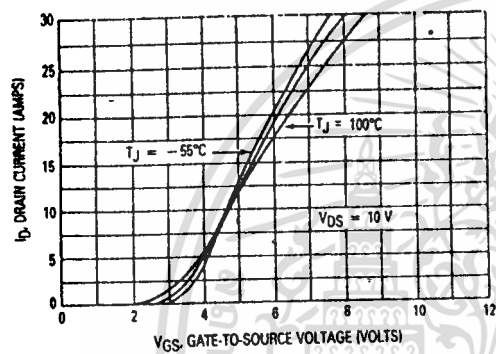


Figure 3. Transfer Characteristics

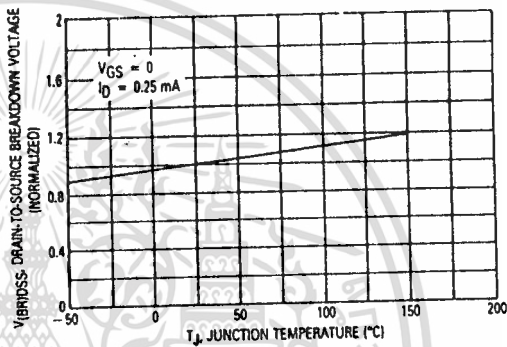


Figure 4. Breakdown Voltage Variation With Temperature

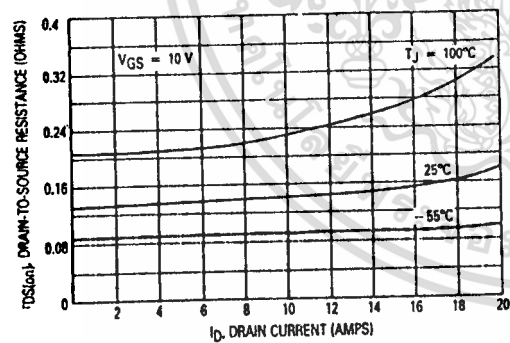


Figure 5. On-Resistance versus Drain Current

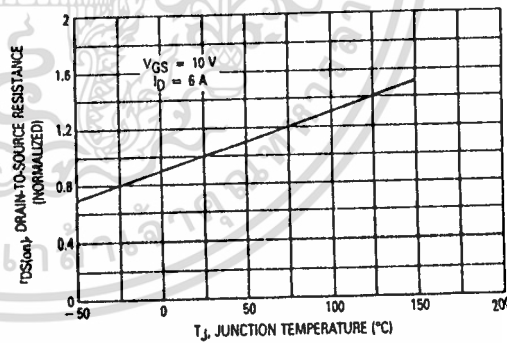


Figure 6. On-Resistance Variation With Temperature

MOTOROLA T MOS POWER MOSFET DATA

SAFE OPERATING AREA INFORMATION

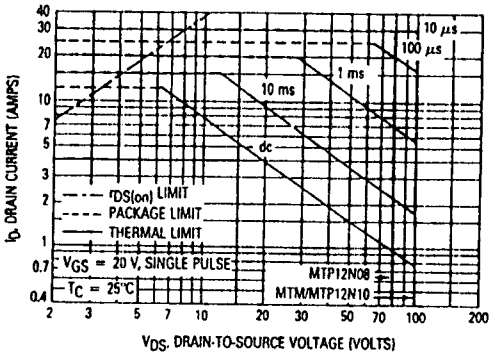


Figure 7. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

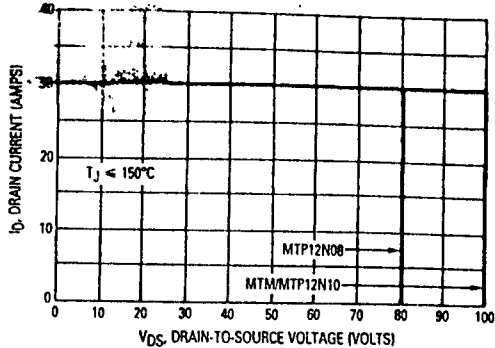


Figure 8. Maximum Rated Switching Safe Operating Area

FORWARD BIASED SAFE OPERATING AREA

The FBSOA curves define the maximum drain-to-source voltage and drain current that a device can safely handle when it is forward biased, or when it is on, or being turned on. Because these curves include the limitations of simultaneous high voltage and high current, up to the rating of the device, they are especially useful to designers of linear systems. The curves are based on a case temperature of 25°C and a maximum junction temperature of 150°C. Limitations for repetitive pulses at various case temperatures can be determined by using the thermal response curves. Motorola Application Note, AN569, "Transient Thermal Resistance-General Data and Its Use" provides detailed instructions.

SWITCHING SAFE OPERATING AREA

The switching safe operating area (SOA) of Figure 8 is the boundary that the load line may traverse without incurring damage to the MOSFET. The fundamental limits are the peak current, I_{DM} and the breakdown voltage, $V_{(BR)DSS}$. The switching SOA shown in Figure 8 is applicable for both turn-on and turn-off of the devices for switching times less than one microsecond.

The power averaged over a complete switching cycle must be less than:

$$\frac{T_J(max) - T_C}{R_{\theta JC}}$$

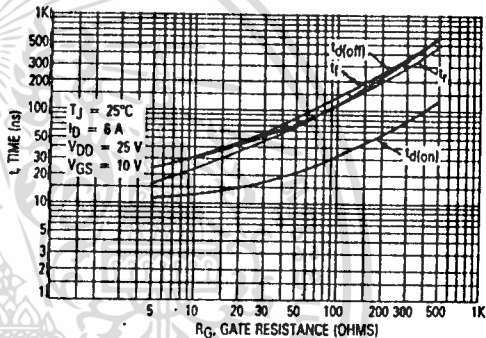


Figure 9. Resistive Switching Time versus Gate Resistance

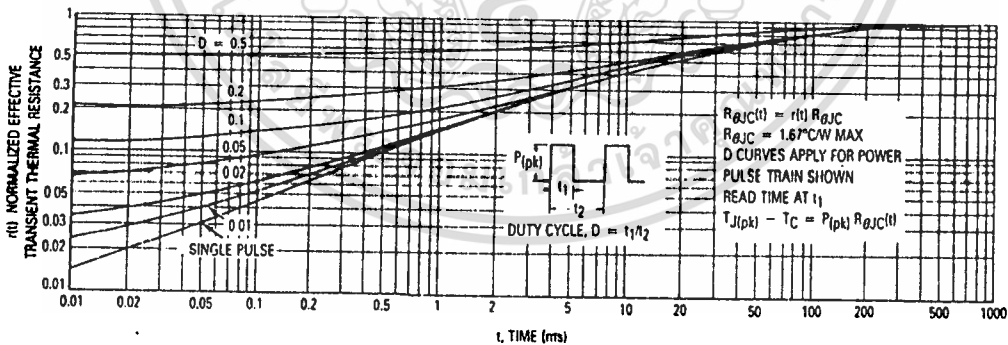


Figure 10. Thermal Response

MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA

B-A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

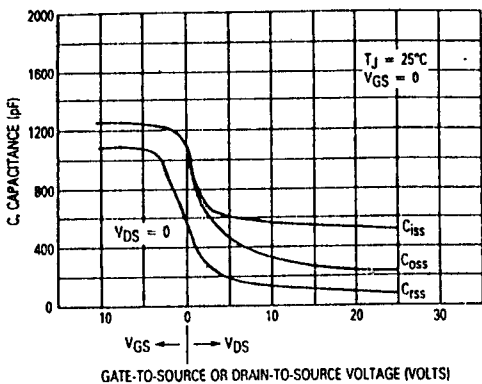


Figure 11. Capacitance Variation

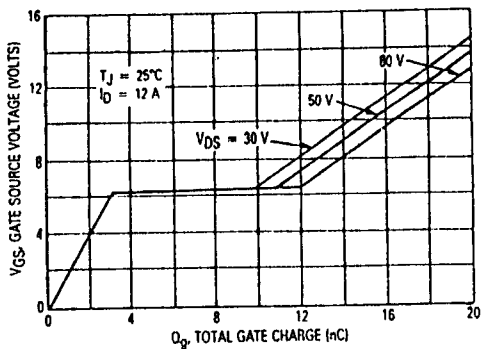


Figure 12. Gate Charge versus Gate-To-Source Voltage

RESISTIVE SWITCHING

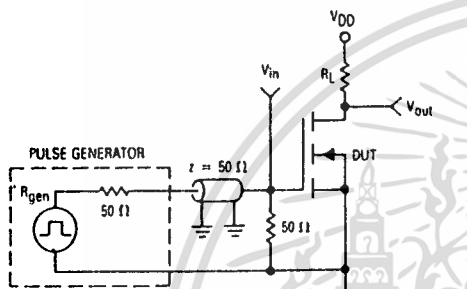


Figure 13. Switching Test Circuit

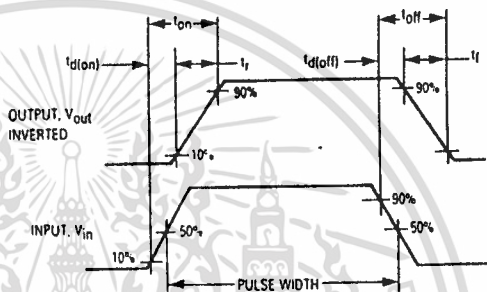
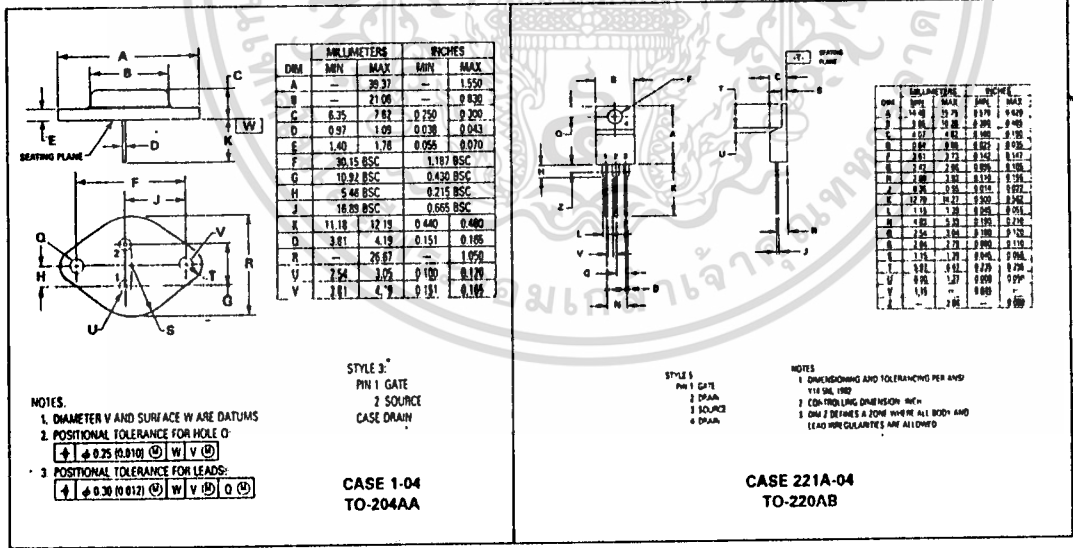


Figure 14. Switching Waveforms

OUTLINE DIMENSIONS





MM54C14/MM74C14 Hex Schmitt Trigger

general description

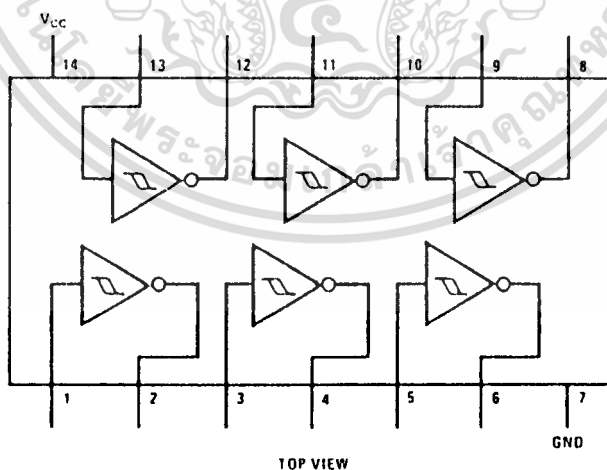
The MM54C14/MM74C14 Hex Schmitt Trigger is a monolithic complementary MOS (CMOS) integrated circuit constructed with N and P-channel enhancement transistors. The positive and negative going threshold voltages, V_{T+} and V_{T-} , show low variation with respect to temperature (typ 0.0005V/°C at $V_{CC} = 10V$), and hysteresis, $V_{T+} - V_{T-} \geq 0.2 V_{CC}$ is guaranteed.

All inputs are protected from damage due to static discharge by diode clamps to V_{CC} and GND.

features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- High noise immunity $0.70 V_{CC}$ typ
- Low power
TTL compatibility fan out of 2
driving 74L
- Hysteresis $0.4 V_{CC}$ typ
 $0.2 V_{CC}$ guaranteed

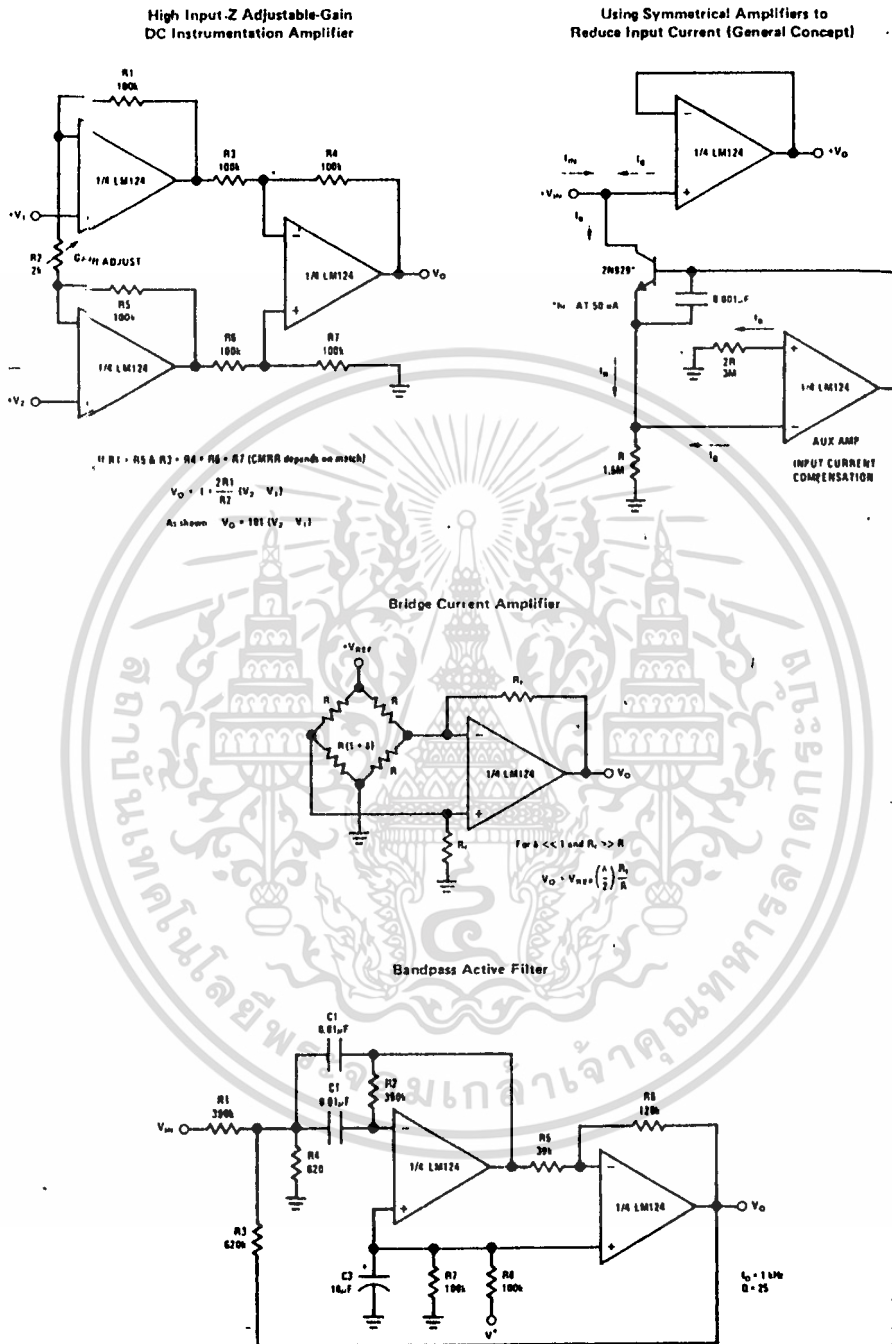
connection diagram



C-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical single-supply applications (con't) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)



absolute maximum ratings

Voltage at Any Pin	-0.3V to V _{CC} + 0.3V	Package Dissipation	500 mW
Operating Temperature Range		Operating V _{CC} Range	3.0V to 15V
MM54C14	-55°C to +125°C	Absolute Maximum V _{CC}	18V
MM74C14	-40°C to +85°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C		

dc electrical characteristics Min/max limits apply across temperature range, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CMOS TO CMOS					
V _{T+} Positive Going Threshold Voltage	V _{CC} = 5V	3.0	3.6	4.3	V
	V _{CC} = 10V	6.0	6.8	8.6	V
	V _{CC} = 15V	9.0	10.0	12.9	V
V _{T-} Negative Going Threshold Voltage	V _{CC} = 5V	0.7	1.4	2.0	V
	V _{CC} = 10V	1.4	3.2	4.0	V
	V _{CC} = 15V	2.1	5.0	6.0	V
Hysteresis (V _{T+} - V _{T-})	V _{CC} = 5V	1.0	2.2	3.8	V
	V _{CC} = 10V	2.0	3.6	7.2	V
	V _{CC} = 15V	3.0	5.0	10.8	V
Logical "1" Output Voltage (V _{OUT(1)})	V _{CC} = 5V, I _O = -10μA	4.5			V
	V _{CC} = 10V, I _O = -10μA	9.0			V
Logical "0" Output Voltage (V _{OUT(0)})	V _{CC} = 5V, I _O = +10μA			0.5	V
	V _{CC} = 10V, I _O = +10μA			1.0	V
Logical "1" Input Current (I _{IN(1)})	V _{CC} = 15V, V _{IN} = 15V		0.005	1.0	μA
Logical "0" Input Current (I _{IN(0)})	V _{CC} = 15V, V _{IN} = 0V	-1.0	-0.005		μA
Supply Current (I _{CC})	V _{CC} = 15V, V _{IN} = 0V/15V		0.05	15	μA
	V _{CC} = 5V, V _{IN} = 2.5V (Note 4)		20		μA
	V _{CC} = 10V, V _{IN} = 5V (Note 4)		200		μA
	V _{CC} = 15V, V _{IN} = 7.5V (Note 4)		600		μA
CMOS/LPTTL INTERFACE					
Logical "1" Input Voltage (V _{IN(1)})	V _{CC} = 5V	4.3			V
Logical "0" Input Voltage (V _{IN(0)})	V _{CC} = 5V			0.7	V
Logical "1" Output Voltage (V _{OUT(1)})	54C, V _{CC} = 4.5V, I _O = -360μA	2.4			V
	74C, V _{CC} = 4.75V, I _O = -360μA	2.4			V
Logical "0" Output Voltage (V _{OUT(0)})	54C, V _{CC} = 4.5V, I _O = 360μA			0.4	V
	74C, V _{CC} = 4.75V, I _O = 360μA			0.4	V
OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics Data Sheet)					
Output Source Current (I _{SOURCE}) (P-Channel)	V _{CC} = 5V, V _{OUT} = 0V, T _A = 25°C	-1.75	-3.3		mA
Output Source Current (I _{SOURCE}) (P-Channel)	V _{CC} = 10V, V _{OUT} = 0V, T _A = 25°C	-8.0	-15		mA
Output Sink Current (I _{SINK}) (N-Channel)	V _{CC} = 5V, V _{OUT} = V _{CC} , T _A = 25°C		1.75	3.6	mA
Output Sink Current (I _{SINK}) (N-Channel)	V _{CC} = 10V, V _{OUT} = V _{CC} , T _A = 25°C		8.0	16	mA

ac electrical characteristics

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Propagation Delay from Input to Output (t_{pd0} or t_{pd1})	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10$		220 80	400 200	ns
Input Capacitance	Any Input (Note 2)		5.0		pF
Power Dissipation Capacitance (C_{PD})	(Note 3) Per Gate		20		pF

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

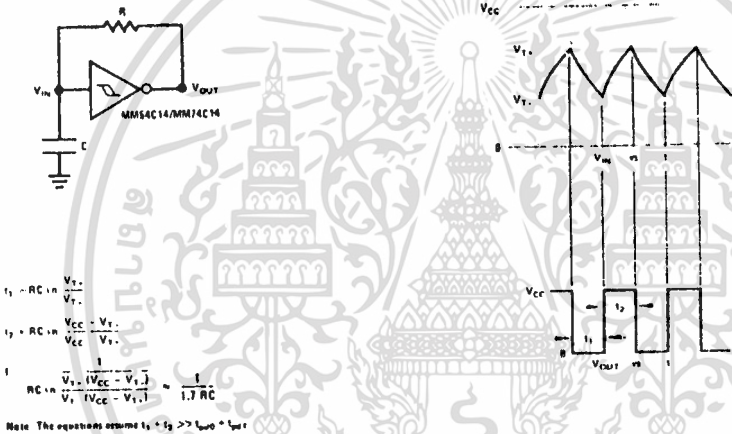
Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

Note 3: C_{PD} determines the no load ac power consumption of any CMOS device. For complete explanation see 54C/74C Family Characteristics application note, AN-90.

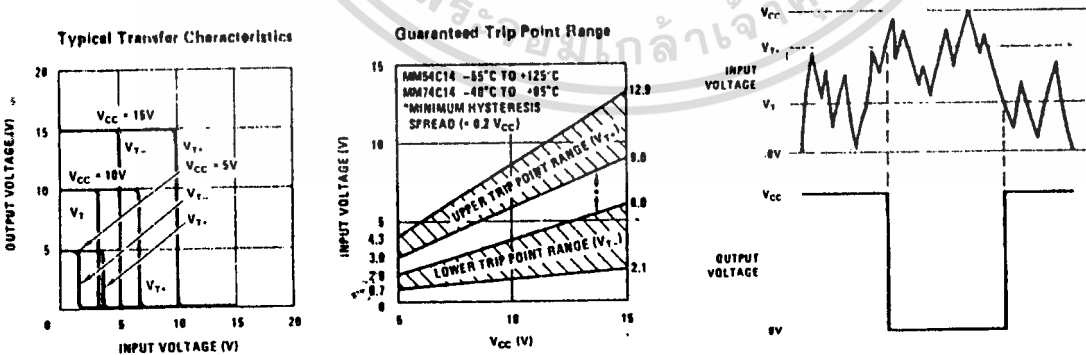
Note 4: Only one of the six inputs is at $1/2 V_{CC}$, the others are either at V_{CC} or GND.

typical application

Low Power Oscillator



typical performance characteristics



Note: For more information on output drive characteristics, power dissipation, and propagation delays, see AN-90.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4009UB Inverting SCL4010B Non-Inverting



CMOS HEX BUFFERS/CONVERTERS

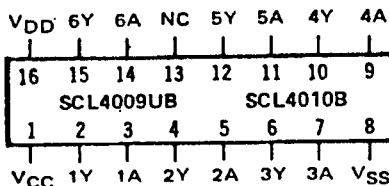
FEATURES

- ◆ Direct Drive of 2 TTL/DTL Loads
- ◆ Operation from Single or Dual Supplies
- ◆ All Inputs Diode-Protected

DESCRIPTION

The SCL4009UB and SCL4010B are single-chip monolithic silicon integrated circuits containing eighteen N-Channel and twelve P-Channel enhancement-mode MOS transistors connected to form six independent buffer/convert configurations. These devices are designed for use as hex CMOS-to-DTL or TTL logic level converters or hex CMOS current drivers. Conversion ranges are from CMOS logic operating at 3Vdc to 18Vdc supply levels to DTL or TTL logic operating at 3Vdc to 6Vdc supply levels. Conversion to logic output levels greater than 6Vdc is permitted providing $V_{CC} \leq V_{DD}$.

CONNECTION DIAGRAM (all packages)



Add Suffix for Package:

- C 16-pin Cerdip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-pin Flat
- H Chip

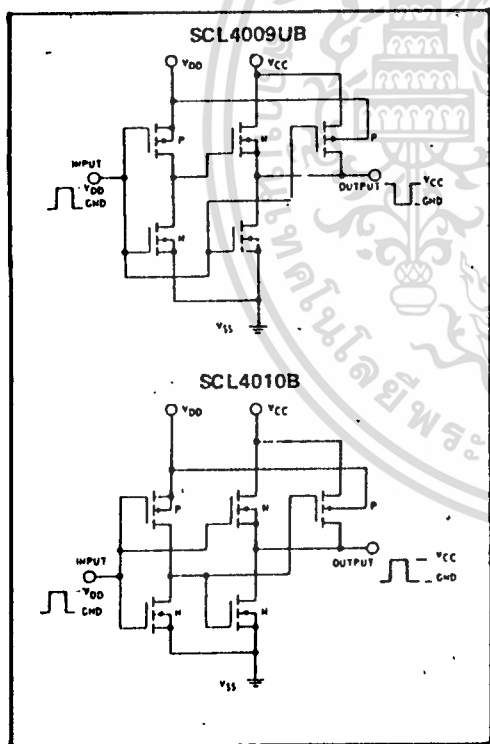
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

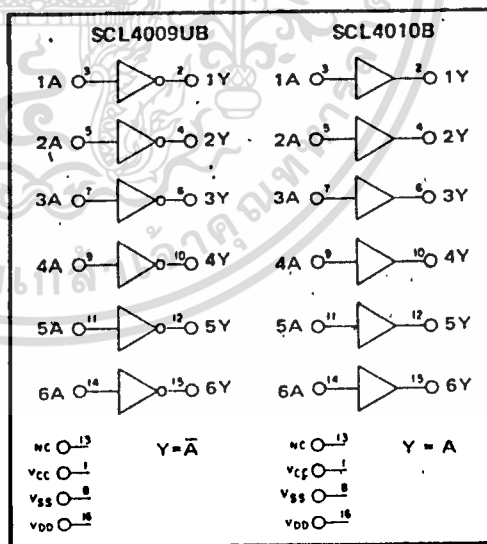
DC Supply Voltage $V_{DD} - V_{SS}$ 3 to 15 Vdc
 $V_{CC} - V_{SS}$ 3 to 15 Vdc
 $V_{CC} \leq V_{DD}$

Operating Temperature T_A
 C, D, F, H Device -55 to +125 °C
 E Device -40 to +85 °C

SCHEMATIC DIAGRAMS



LOGIC DIAGRAMS



C-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ³		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	—	1.0	—	0.005	1.0	—	30	μA _{dc}
			—	2.0	—	0.01	2.0	—	60	
			—	4.0	—	0.02	4.0	—	120	
MINIMUM INPUT HIGH VOLTAGE SCL4009UB	V _{IH}	V _{OL} = 0.5V V _{OL} = 1.0V V _{OL} = 1.5V I _O ≤ 1μA	—	4.0	—	2.75	4.0	—	4.0	Vdc
			—	8.0	—	5.5	8.0	—	8.0	
			—	12.0	—	8.25	12.0	—	12.0	
MAXIMUM INPUT LOW VOLTAGE SCL4009UB	V _{IL}	V _{OH} = 3.6V V _{OH} = 7.2V V _{OH} = 10.8V I _O ≤ 1μA	1.0	—	1.0	2.25	—	1.0	—	Vdc
			2.0	—	2.0	4.5	—	2.0	—	
			3.0	—	3.0	6.75	—	3.0	—	
OUTPUT LOW (SINK) CURRENT C, D, F, H device	I _{OL}	V _{OL} = 0.4V V _{OL} = 0.5V V _{OL} = 1.5V V _{IN} = V _{SS} or V _{DD}	3.8	—	3.0	4.0	—	2.2	—	mA _{dc}
			10.0	—	8.0	10	—	5.6	—	
			30	—	24	36	—	16	—	
E device	I _{OL}	V _{OL} = 0.4V V _{OL} = 0.5V V _{OL} = 1.5V V _{IN} = V _{SS} or V _{DD}	3.6	—	3.0	4.0	—	2.4	—	mA _{dc}
			9.6	—	8.0	10	—	6.4	—	
			28	—	24	36	—	20	—	

NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".

² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device

= -40°C for E device.

T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device

= + 85°C for E device.

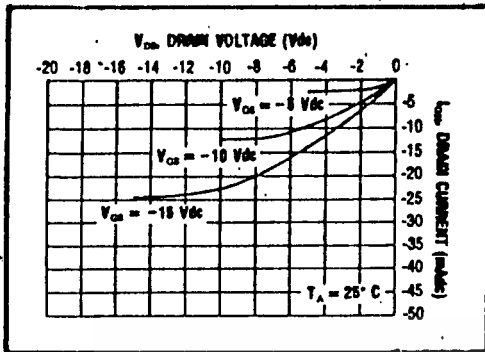
³ V_{CC} = V_{DD}

DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

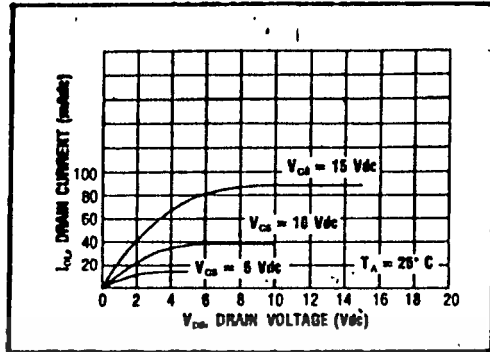
PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	V _{CC} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME Driving CMOS	t _{PLH}	5	—	60	120	ns
		10	—	35	70	
		15	—	28	56	
Driving TTL/DTL	t _{PLH}	5	—	45	90	ns
		10	—	20	40	
		15	—	15	30	
Driving CMOS	t _{PHL}	5	—	30	60	ns
		10	—	18	36	
		15	—	12	24	
Driving TTL/DTL	t _{PHL}	5	—	35	70	ns
		10	—	15	30	
		15	—	10	20	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH}	5	—	150	300	ns
		10	—	75	150	
		15	—	60	120	
	t _{THL}	5	—	30	60	ns
		10	—	20	40	
		15	—	12	24	
INPUT CAPACITANCE SCL4009UB SCL4010B	C _{IN}	—	—	10 5	15 7.5	pF

C-6

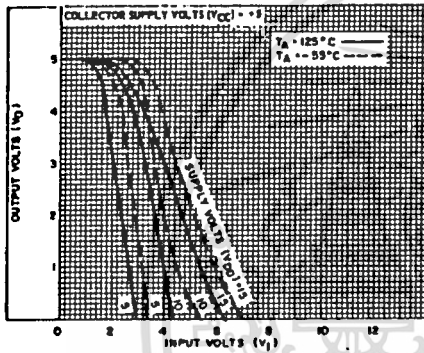
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



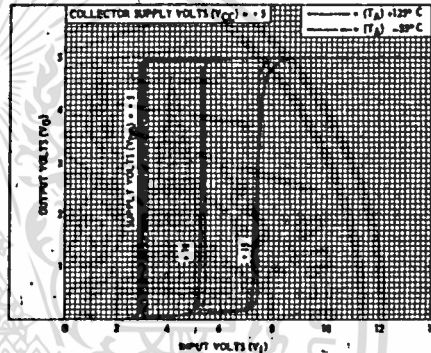
Typical P-Channel
Source Current Characteristics



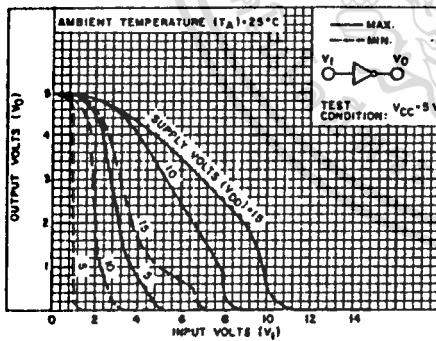
Typical N-Channel
Sink Current Characteristics



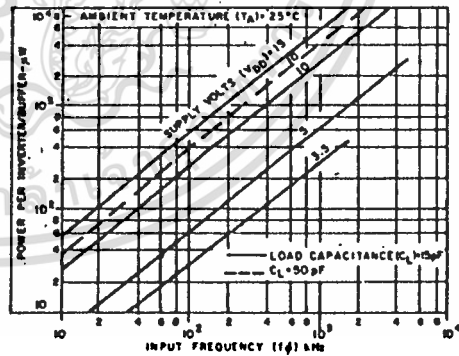
Typ. voltage transfer characteristics as function of
temperature - SCL4009UB



Typ. voltage transfer characteristics as function
of temperature - SCL4010B

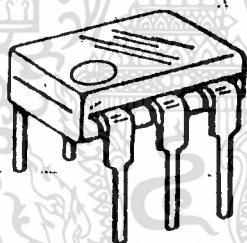


Min. & max. voltage transfer charac-
teristics - SCL4009UB



Typ. dissipation characteristics -
SCL4009UB, SCL4010B

H11A1-H11A5, H11B1-H11B3,
H11C4-H11C6, H11D1-H11D4,
H11G1-H11G3, H11L1, H11L2



รูปที่ 1 โครงสร้างภายนอกของออปโต
คัปเปลอร์ทุกเบอร์

D-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

III1A1-III1A5

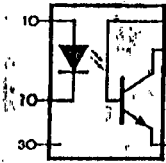
คุณสมบัติ

● ประสิทธิภาพสูง เหมาะสำหรับการใช้งานที่แรงดันเอาต์พุตไม่สูงนัก

● สามารถทนแรงดันระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ถึง 7,500 Vp

● สามารถทนกระแสเอาต์พุตได้ถึง 150 มิลลิแอมป์

แสดงการจัดขาพร้อมตารางคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังรูปที่ 2



1. ขาแอนโนด
2. ขาแคโทด
3. ฐาน
4. ขาแอนติพาร์ลลัล
5. ขาแอนติพาร์ลลัล
6. ขาเบส

MAXIMUM RATINGS (T _A = 25°C unless otherwise noted)				
Rating	Symbol	Value	Unit	
INPUT LED				
Reverse Voltage	V _R	3	Volts	
Forward Current — Continuous	I _F	80	mA	
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Output Detector	P _D	120	mW	
Derate above 25°C		1.41	mW/°C	
OUTPUT TRANSDUCER				
Collector-Emitter Voltage	V _{CE0}	25	Volts	
Emitter-Collector Voltage	V _{EC0}	7	Volts	
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	70	Volts	
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA	
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Input LED	P _D	150	mW	
Derate above 25°C		1.78	mW/°C	
TOTAL DEVICE				
Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 50 Hz, 1 sec Duration)	V _{ISO}	7500	Vac	
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	250	mW	
Ambient Operating Temperature Range	T _A	-55 to +100	°C	
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +150	°C	
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T _{sld}	260	°C	

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

รูปที่ 2 แสดงการจัดขาพร้อมตารางแสดงคุณสมบัติ III1A1-III1A5

III1B1-III1B3

เป็นเอาต์พุตตรึงตัวทรานซิสเตอร์ ภายในประกอบด้วย ไดโอดอินฟราเรด ทำการเชื่อมโยงแสงกับคาร์ลิงคิลิกอนโฟโตทรานซิสเตอร์

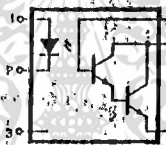
คุณสมบัติ

● อินพุตความไวสูงกินกระแสต่ำ

● สามารถทนแรงดันระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ถึง 7,500 Vp

● สามารถทนกระแสด้านเอาต์พุตได้ถึง 100 มิลลิแอมป์

แสดงการจัดขาพร้อมตารางคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังรูปที่ 3



1. ขาแอนโนด
2. ขาแคโทด
3. ฐาน
4. ขาแอนติพาร์ลลัล
5. ขาแอนติพาร์ลลัล
6. ขาเบส

MAXIMUM RATINGS (T _A = 25°C unless otherwise noted)				
Rating	Symbol	Value	Unit	
INPUT LED				
Reverse Voltage	V _R	3	Volts	
Forward Current — Continuous	I _F	80	mA	
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Output Detector	P _D	120	mW	
Derate above 25°C		1.41	mW/°C	
OUTPUT DETECTOR				
Collector-Emitter Voltage	V _{CE0}	25	Volts	
Emitter-Base Voltage	V _{EB0}	7	Volts	
Collector-Base Voltage	V _{CB0}	30	Volts	
Collector Current — Continuous	I _C	100	mA	
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Input LED	P _D	150	mW	
Derate above 25°C		1.78	mW/°C	
TOTAL DEVICE				
Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 50 Hz, 1 sec Duration)	V _{ISO}	7500	Vac	
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	250	mW	
Ambient Operating Temperature Range	T _A	-55 to +100	°C	
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +150	°C	
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T _{sld}	260	°C	

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

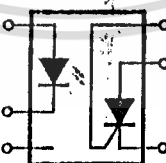
รูปที่ 3 แสดงการจัดขาพร้อมตารางแสดงคุณสมบัติ III1B1-III1B3

III1C4-III1C6

เป็นเอาต์พุตซิลิกอนคอนโทรลเรกติไฟร์ (SCR) ภายในประกอบด้วย ไดโอดอินฟราเรดทำการเชื่อมโยงแสงกับไฟ SCR

คุณสมบัติ

● สามารถป้องกันแรงดันไฟกระแสได้ถึง 400 โวลต์ สำหรับการใช้งาน 240 โวลต์ AC



1. ขาแอนโนด
2. ขาแคโทด
3. ฐาน
4. ขาแคโทดของ SCR
5. ขาแอนโนดของ SCR
6. ขาแคโทดของ SCR

MAXIMUM RATINGS (T _A = 25°C unless otherwise noted)				
Rating	Symbol	Value	Unit	
INPUT LED				
Reverse Voltage	V _R	3	Volts	
Forward Current — Continuous	I _F	80	mA	
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	120	mW	
Derate above 25°C		1.41	mW/°C	
OUTPUT DETECTOR				
Peak Forward Voltage	V _{FM}	400	Volts	
Forward RMS Current (Full Cycle, 50 to 60 Hz) T _A = 25°C	I _{F(RMS)}	300	mA	
Peak Non-repetitive Surge Current (8W = 10 ms)	I _{FSM}	3	A	
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	150	mW	
Derate above 25°C		1.78	mW/°C	
TOTAL DEVICE				
Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 50 Hz, 1 Second Duration)	V _{ISO}	7500	Vac	
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	250	mW	
Junction Temperature Range	T _J	-40 to +100	°C	
Ambient Operating Temperature Range	T _A	-55 to +100	°C	
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +150	°C	
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T _{sld}	260	°C	

(1) Isolation surge voltage, V_{ISO} is an internal device dielectric breakdown rating.

รูปที่ 4 แสดงการจัดขาพร้อมตารางแสดงคุณสมบัติ III1C4-III1C6

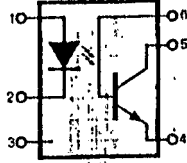
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือดัดแปลงเนื้อหาใดๆ ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Forward Current — Continuous	I_F	80	mA
Forward Current — Peak Pulse Width = 1 μs 330 pps	I_F	1.2	Amps
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	120 1.41	mW mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector-Emitter Voltage H11D1,2 H11D3,4	V_{CE}	300 300	Volts
Emitter-Collector Voltage	V_{EC}	7	Volts
Collector Base Voltage H11D1,2 H11D3,4	V_{CB}	300 300	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	100	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 1.78	mW mW/°C
TOTAL DEVICE			
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250 2.94	mW mW/°C
Operating Temperature Range	T_J	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	T_{sld}	260	°C
Isolation Surge Voltage Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration (1)	V_{ISO}	7500	Vac(pk)

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.



- 1.ขาแอโนด
- 2.ขาแคโทด
- 3.ไม่ใช้
- 4.ขาอิมิตเตอร์
- 5.ขาคอลเลกเตอร์
- 6.ขาเบส

● สามารถทนแรงดันระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ถึง 7,500 Vp

● สามารถทนกระแสแฉัดในเอาต์พุตได้ถึง 300 มิลลิแอมป์

แสดงการจัดขาพร้อมตารางคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังรูปที่ 4

H11D1-H11D4

เป็นเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ ภายในประกอบด้วย ไดโอดอินฟราเรด ทำการเชื่อมโยงแสงกับซิลิคอนโฟโตทรานซิสเตอร์ ออกแบบสำหรับงานที่ต้องการแรงดันสูง

คุณสมบัติ

● ทนแรงดันเอาต์พุตได้ถึง 300 โวลต์ สำหรับ H11D1, 2

● ทนแรงดันเอาต์พุตได้ถึง 200 โวลต์ สำหรับ H11D3, 4

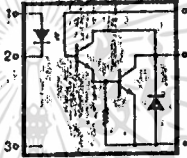
● สามารถทนแรงดันระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ถึง 7,500 Vp

แสดงการจัดขาพร้อมตารางคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังรูปที่ 5

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V_R	8	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	80	mA
Forward Current — Peak Pulse Width = 300 μs , 2% Duty Cycle	I_F	1.2	Amps
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	120 1.41	mW mW/°C
OUTPUT DETECTOR			
Collector-Emitter Voltage H11G1 H11G2 H11G3	V_{CE}	100 90 55	Volts
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	7	Volts
Collector Current — Continuous	I_C	150	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 1.78	mW mW/°C
TOTAL DEVICE			
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250 2.94	mW mW/°C
Operating Junction Temperature Range	T_J	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	T_{sld}	260	°C
Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V_{ISO}	7500	Vac(pk)

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.



- 1.ขาแอโนด
- 2.ขาแคโทด
- 3.ไม่ใช้
- 4.ขาอิมิตเตอร์
- 5.ขาคอลเลกเตอร์
- 6.ขาเบส

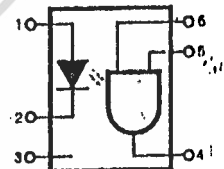
รูปที่ 5 แสดงการจัดขาพร้อมตารางแสดงคุณสมบัติของ H11D1-H11D4

รูปที่ 6 แสดงการจัดขาพร้อมตารางแสดงคุณสมบัติ H11G1-H11G3

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V_R	8	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	80	mA
Forward Current — Peak Pulse Width = 300 μs , 2% Duty Cycle	I_F	1.2	Amps
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	120 1.41	mW mW/°C
OUTPUT DETECTOR			
Output Voltage Range	V_O	0-18	Volts
Supply Voltage Range	V_{CC}	3-18	Volts
Output Current	I_O	50	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 1.78	mW mW/°C
TOTAL DEVICE			
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250 2.94	mW mW/°C
Maximum Operating Temperature	T_A	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	T_{sld}	260	°C
Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration) (1)	V_{ISO}	7500	Volts

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.



- 1.ขาแอโนด
- 2.ขาแคโทด
- 3.ไม่ใช้
- 4.เอาต์พุตเกต
- 5.อินพุตเกต
- 6.อินพุตเกต

รูปที่ 7 แสดงการจัดขาพร้อมตารางแสดงคุณสมบัติ H11L1, H11L2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
D-3
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นเครื่องวัดต้นเกว๋นที่พูดหว่านชนิดเตอร์ ภายในประกอบด้วย ไอโอดีนฟวาเรด ทำการเชื่อมโยงแสงกับชนิดิกอนไฟโตทรานซิสเตอร์ โดยรวมตัวด้านหน้ากับขา B และ E แทนจะส่งงานระบบชนิดิตเตเตอร์หรือสวิทซ์วงจร

● สามารถทนแรงดันไฟ V_{CEO} ได้ถึง 100 โวลต์

- สามารถทนแรงค้ำระหว่างงอ
พุดและเฮอร์คิวลิสได้ถึง 7,500 Vp

แสดงการจัดภาพพร้อมตารางแสดง
คุณสมบัติทางไฟฟ้าตัวรูปที่ 6

เป็นลูกจิกเอาต์หลุด ภายใต้อุปกรณ์
ด้วย ไคโอคอินฟราเรด ทำการเชื่อมต่อ
แสงกับชิมิทริกเกอร์ออกแนวไวสำหรับ
ระบบที่ต้องการความเร็วสูง

● ใช้ดิจิทัลลดข้อบกพร่องเป็นต้น
ควบคุมกระบวนการความเร็วสูงสัญญาณ
รบกวนต่ำ

- สามารถทดแรงดันระหว่างอินพุตและเอาต์พุตได้ถึง 7,500 Vp
- ช่วงเวลาในการสวิตช์ t_{on} , t_{off} < 4 ns

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

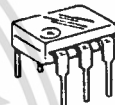
6-Pin DIP Optoisolators
Logic Output

H11L1
H11L2

... gallium arsenide IRED optically coupled to a high-speed integrated detector with Schmitt trigger output. Designed for applications requiring electrical isolation, fast response time, noise immunity and digital logic compatibility such as interfacing computer terminals to peripheral equipment, digital control of power supplies, motors and other servo machine applications.

- High Isolation Voltage — $V_{ISO} = 7500$ Vac pk Min
- Guaranteed Switching Times — $t_{on}, t_{off} < 4 \mu s$
- Built-In ON/OFF Threshold Hysteresis
- Economical, Standard Dual-In-Line Plastic Package
- UL Recognized, File No. E54915

6-PIN DIP
OPTOISOLATORS
LOGIC OUTPUT



CASE 730A-02
PLASTIC

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

INPUT LED

Reverse Voltage	V_R	6	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
— Peak		1.2	Amp
Pulse Width = 300 μs , 2% Duty Cycle			
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	P_D	120	mW
Derate above $25^\circ C$		1.41	mW/ $^\circ C$

OUTPUT DETECTOR

Output Voltage Range	V_O	0–16	Volts
Supply Voltage Range	V_{CC}	3–16	Volts
Output Current	I_O	50	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	P_D	150	mW
Derate above $25^\circ C$		1.76	mW/ $^\circ C$

TOTAL DEVICE

Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	P_D	250	mW
Derate above $25^\circ C$		2.94	mW/ $^\circ C$
Maximum Operating Temperature	T_A	–40 to +85	$^\circ C$
Storage Temperature Range	T_{stg}	–55 to +150	$^\circ C$
Soldering Temperature (10 s)		260	$^\circ C$
Isolation Surge Voltage (Pk ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration) (1)	V_{ISO}	7500	Volts

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.

D-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

H11L1, H11L2

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 0 to 70°C)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Reverse Leakage Current (V _R = 3 V, R _L = 1 MΩ)	I _R	—	0.05	10	μA
Forward Voltage (I _F = 10 mA I _F = 0.3 mA)	V _F	— 0.75	1.2 0.95	1.5	Volts
Capacitance (V _R = 0 V, f = 1 MHz)	C	—	18	—	pF
OUTPUT DETECTOR					
Operating Voltage	V _{CC}	3	—	15	Volts
Supply Current (I _F = 0, V _{CC} = 5 V)	I _{CC(off)}	—	1	5	mA
Output Current, High (I _F = 0, V _{CC} = V _O = 15 V)	I _{OH}	—	—	100	μA
COUPLED					
Supply Current (I _F = I _{F(on)} , V _{CC} = 5 V)	I _{CC(on)}	—	1.6	5	mA
Output Voltage, Low (R _L = 270 Ω, V _{CC} = 5 V, I _F = I _{F(on)})	V _{OL}	—	0.2	0.4	Volts
Threshold Current, ON (R _L = 270 Ω, V _{CC} = 5 V)	I _{F(on)}	—	1	1.6	mA
Threshold Current, OFF (R _L = 270 Ω, V _{CC} = 5 V)	I _{F(off)}	0.3	0.75	—	mA
Hysteresis Ratio (R _L = 270 Ω, V _{CC} = 5 V)	I _{F(off)} / I _{F(on)}	0.5	0.75	0.9	
Isolation Voltage (1) 60 Hz, AC Peak, 1 second, T _A = 25°C	V _{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Turn-On Time	t _{on}	—	1.2	4	μs
Fall Time	t _f	—	0.1	—	
Turn-Off Time	t _{off}	—	1.2	4	
Rise Time	t _r	—	0.1	—	

(1) For this test IRED Pins 1 and 2 are common and Output Gate Pins 4, 5, 6 are common.

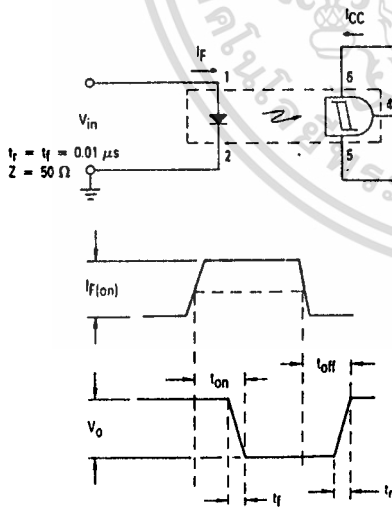


Figure 1. Switching Test Circuit

OUTLINE DIMENSIONS

NOTES.

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIM L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.

STYLE S

1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. OUTPUT
5. GROUND
6. V_{CC}

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.13	0.89	0.020	0.350
B	0.10	0.60	0.040	0.280
C	2.83	3.08	0.115	0.200
D	0.61	0.50	0.016	0.020
E	1.02	1.77	0.040	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
J	0.11	0.20	0.002	0.012
K	0.39	1.54	0.015	0.100
L	1.63 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	2.54	1.01	0.100	0.150

CASE 730A-02 PLASTIC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

H11L1, H11L2

TYPICAL CHARACTERISTICS

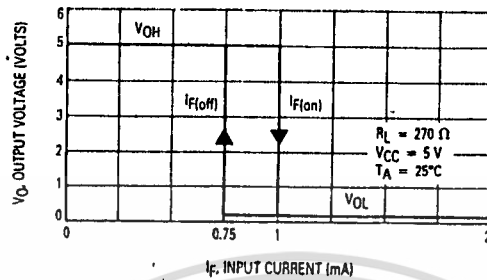


Figure 2. Transfer Characteristics for H11L1

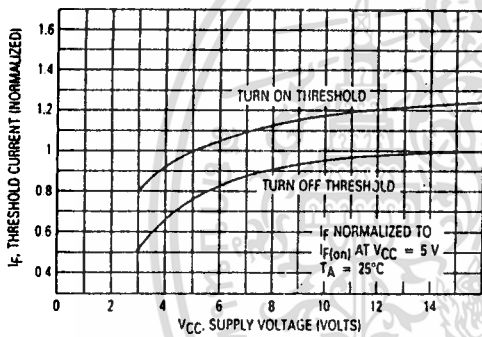


Figure 3. Threshold Current versus Supply Voltage

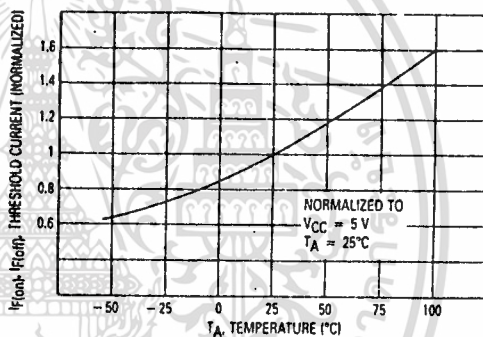


Figure 4. Threshold Current versus Temperature

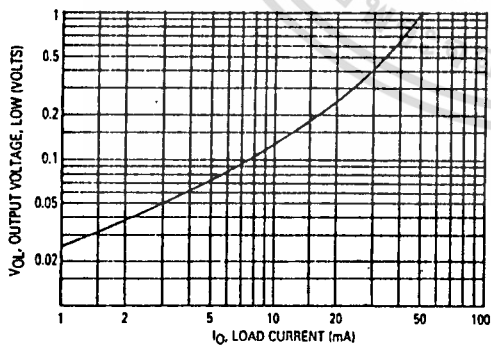


Figure 5. Output Voltage, Low versus Load Current

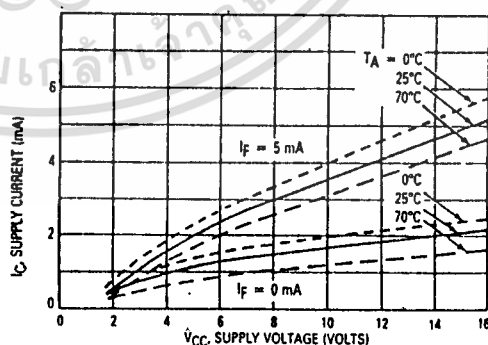


Figure 6. Supply Current versus Supply Voltage

D-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

QUAD COMPARATORS

LM139/139A,
LM239/239A,
LM339/339A

๓๐๓๗๑๙๘๖๓๖๓๖๓๖

FEATURES

- Wide single supply
Voltage range – 2 VDC to 36 VDC
or dual supplies – ± 1 VDC to ± 18 VDC
- Very low supply current drain (0.8 mA) – independent of supply voltage (1 mW/comparator at +5 VDC)
- Low input biasing current – 35 nA
- Low input offset current – 3 nA
and offset voltage – 2 mV
- Input common mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage – 1 mV at 5 μ A – 70 mV at 1 mA
- Output voltage compatible with TTL (fanout of 2), DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

ADVANTAGES

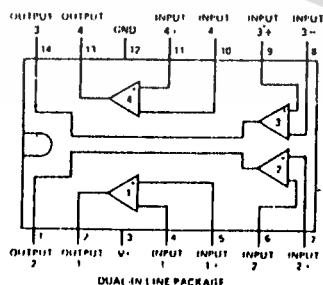
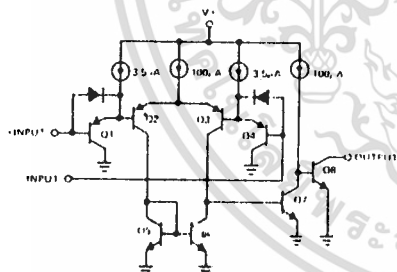
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

GENERAL DESCRIPTION

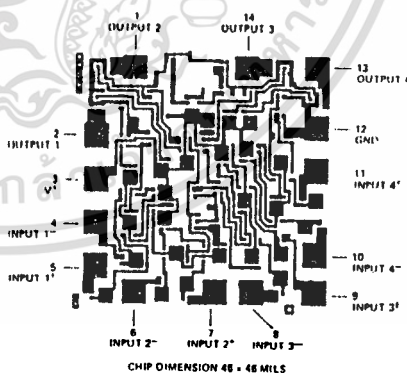
The LM139 series consists of four independent voltage comparators which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multi-vibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, the LM339 will directly interface with MOS logic – where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

SCHEMATIC AND CONNECTION DIAGRAMS



CHIP TOPOGRAPHY



E-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage, V^+	36 VDC or ± 18 VDC
Differential Input Voltage	36 VDC
Input Voltage	-0.3 VDC to +36 VDC
Power Dissipation (Note 1)	
Molded DIP (LM339N)	570 mW
Cavity DIP (LM139D, LM 239D & LM339D)	900 mW
Flat Pack (LM139F)	800 mW

OUTPUT SHORT-CIRCUIT TO GND (Note 2) Continuous	
Input Current ($V_{in} < -0.3$ VDC) (Note 3)	50 mA
Operating Temperature Range	
LM339	0°C to +70°C
LM239	-25°C to +85°C
LM139	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V^+ = +5.0$ VDC, see Note 4)

PARAMETER	LM139			LM239, LM339			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Input Offset Voltage		± 2.0	± 5.0		± 2.0	± 5.0	mVDC	At Output Switch Point, $V_o \geq 1.4$ VDC, $V_{REF} = +1.4$ VDC and $R_S = 0\Omega$, $T_A = +25^\circ\text{C}$
Input Bias Current (Note 5)		25	100		25	250	nADC	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$. With Output in Linear Range, $T_A = +25^\circ\text{C}$
Input Offset Current		± 3.0	± 25		± 5.0	± 50	nADC	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $T_A = +25^\circ\text{C}$
Input Common-Mode Voltage Range (Note 6)	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	VDC	$T_A = +25^\circ\text{C}$
Supply Current		0.8	2.0		2.0	2.0	mADC	$R_L = \infty$ On All Comparators $T_A = 25^\circ\text{C}$
Voltage Gain		200			200		V/mV	$R_L \geq 15\text{ k}\Omega$, $T_A = +25^\circ\text{C}$
Large Signal Response Time		300			300		ns	$V_{IN} = \text{TTL Logic Swing}$, $V_{REF} = +1.4$ VDC, $V_{RL} = 5.0$ VDC $R_L = 5.1\text{ k}\Omega$
Response Time (Note 7)		1.3			1.3		μs	$V_{RL} = 5.0$ VDC and $R_L = 5.1\text{ k}\Omega$, $T_A = +25^\circ\text{C}$
Output Sink Current	6	16		6	16		mADC	$V_{IN(-)} \geq +1.0$ VDC, $V_{IN(+)} = 0$ and $V_o \leq +1.5$ VDC, $T_A = +25^\circ\text{C}$
Saturation Voltage		250	500		250	500	mVDC	$V_{IN(-)} \geq +1.0$ VDC, $V_{IN(+)} = 0$ and $I_{SINK} \leq 4.0$ mA, $T_A = +25^\circ\text{C}$
Output Leakage Current		0.1			0.1		nADC	$V_{IN(+)} \geq +1.0$ VDC, $V_{IN(-)} = 0$ and $V_{OUT} = 5.0$ VDC, $T_A = +25^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage			9.0			9.0	mVDC	At Output Switch Point, $V_o = 1.4$ VDC, $V_{REF} = +1.4$ VDC and $R_S = 0\Omega$
Input Offset Current			± 100			± 150	nADC	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$
Input Bias Current			300			400	nADC	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$ With Output in Linear Range
Input Common Mode Voltage Range	0		$V^+ - 2.0$	0		$V^+ - 2.0$	VDC	
Saturation Voltage			700			700	MVDE	$V_{IN(-)} \geq +1.0$ VDC, $V_{IN(+)} = 0$ and $I_{SINK} \leq 4.0$ mA
Output Leakage Current			1.0			1.0	μADC	$V_{IN(+)} \geq +1.0$ VDC, $V_{IN(-)} = 0$ and $V_{OUT} = 30$ VDC
Differential Input Voltage			36			36	VDC	Keep All V_{IN} 's ≥ 0 VDC (or V^- , if used)

E-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V^+ = 15\text{VDC}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

PARAMETER	LM139A			LM239A, LM339A			UNITS	CONDITIONS
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Input Offset Voltage		1	2		1	2	mVDC	At Output Switch Point, $V_O \approx 1.4\text{ VDC}$ $V_{REF} = +1.4\text{ VDC}$ and $R_S = 0\Omega$
Input Bias Current (Note 3)		25	100		25	250	nADC	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$ With Output in Linear Range
Input Offset Current		3	25		5	50	nADC	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$
Input Common-Mode Voltage Range (Note 4)			$V^+ - 1.5$			$V^+ - 1.5$	VDC	
Supply Current		0.8	2		0.8	2	mADC	$R_L = \infty$ On All Comparators
Voltage Gain		200			200		V/mV	$R_L = 15\text{ k}\Omega$
Response Time (Note 5)		1.3			1.3		μs	$V_{RL} = 5.0\text{ VDC}$ and $R_L = 5.1\text{ k}\Omega$
Output Sink Current	6	16		6	16		mADC	$V_{IN(-)} = +1\text{ VDC}$, $V_{IN(+)} = 0$ and $V_O < +1.5\text{ VDC}$
Saturation Voltage		200	400		200	400	mVDC	$V_{IN(-)} = +1\text{ VDC}$, $V_{IN(+)} = 0$ and $I_{SINK} = 3\text{ mA}$
Output Leakage Current		0.1			0.1		nADC	$V_{IN(+)} = +1\text{ VDC}$, $V_{IN(-)} = 0$ and $V_{OUT} = 5\text{ VDC}$

Note 1: For operating at high temperature, the LM339 must be derated based on a $+125^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM239 and LM139 must be derated based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature. The low bias dissipation and the ON-OFF characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small ($P_d < 100\text{ mW}$), provided the output transistors are allowed to saturate.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 20 mA independent of the magnitude of V^+ .

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the comparators to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 VDC .

Note 4: These specifications apply for $V^+ = +5.0\text{ VDC}$ and $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM239, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ and the LM339 temperature specifications are limited to $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$.

Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

Note 6: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common mode voltage range is $V^+ - 1.5\text{V}$, but either or both inputs can go to $+30\text{ VDC}$ without damage.

Note 7: The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

Note 8: The positive excursions of the inputs can exceed the power supply voltage level and if the other input voltage remains within the common-mode voltage range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than -0.3 VDC (or 0.3 VDC below the magnitude of the negative power supply voltage, if used).

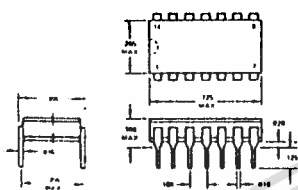
PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE TYPE	ORDER NUMBERS
LM139D	55°C to $+125^\circ\text{C}$	Ceramic Dip	LM139D DD
LM239D	-25°C to $+85^\circ\text{C}$	Ceramic Dip	LM239D DD
LM339N	0°C to $+70^\circ\text{C}$	Epoxy Dip	LM339N PD
LM339D	0°C to $+70^\circ\text{C}$	Ceramic Dip	LM339D DD
DICE			LM139/DICE
LM139AD	55°C to $+125^\circ\text{C}$	Ceramic Dip	LM139AD DD
LM239AD	-25°C to $+85^\circ\text{C}$	Ceramic Dip	LM239AD DD
LM339AN	0°C to $+70^\circ\text{C}$	Epoxy Dip	LM339AN PD
LM339AD	0°C to $+70^\circ\text{C}$	Ceramic Dip	LM339AD DD

E-3

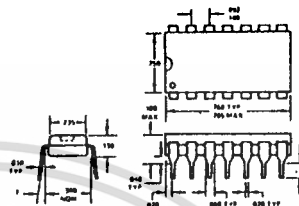
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DIMENSIONS

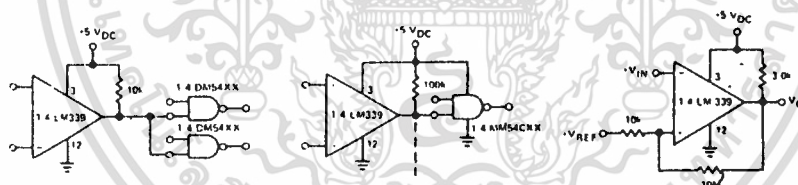
14 PIN Cerdip



14 PIN DIP



TYPICAL APPLICATIONS



E-A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM710/LM710C voltage comparator general description

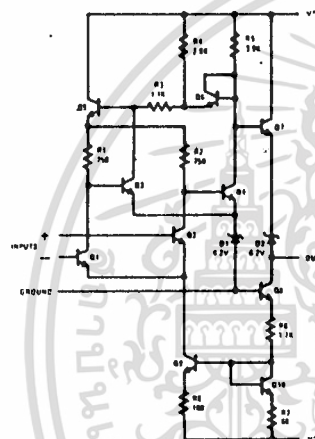
The LM710 series are a high-speed voltage comparators intended for use as an accurate, low-level digital level sensor or as a replacement for operational amplifiers in comparator applications where speed is of prime importance. The circuit has a differential input and a single-ended output, with saturated output levels compatible with practically all types of integrated logic.

The device is built on a single silicon chip which insures low offset and thermal drift. The use of a minimum number of stages along with minority-carrier lifetime control (gold doping) makes the circuit much faster than operational amplifiers in saturating comparator applications. In fact, the low

stray and wiring capacitances that can be realized with monolithic construction make the device difficult to duplicate with discrete components operating at equivalent power levels.

The LM710 series are useful as pulse height discriminators, voltage comparators in high-speed A/D converters or go, no-go detectors in automatic test equipment. They also have applications in digital systems as an adjustable-threshold line receiver or an interface between logic types. In addition, the low cost of the units suggests it for applications replacing relatively simple discrete component circuitry.

schematic* and connection diagrams



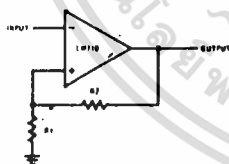
Metal Can Package



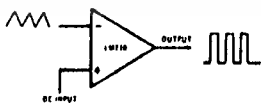
Order Number LM710H or LM710CH
See Package 11

typical applications*

Schmitt Trigger

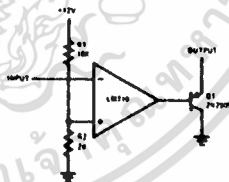


Pulse Width Modulator

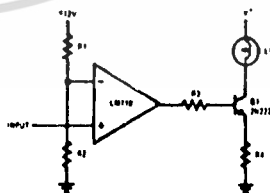


*Pin connections shown are for metal can.

Line Receiver With Increased
Output Sink Current



Level Detector With Lamp Driver



absolute maximum ratings

Positive Supply Voltage	+14V
Negative Supply Voltage	-7V
Peak Output Current	10 mA
Output Short Circuit Duration	10 seconds
Differential Input Voltage	±5V
Input Voltage	±7V
Power Dissipation	
TO 99, (Note 1)	300 mW
Flat Package, (Note 2)	200 mW

Operating Temperature Range	
LM710	
LM710C	
Storage Temperature Range	
Lead Temperature (Soldering, 60 seconds)	

T _{MIN}	T _{MAX}
-55°C to +125°C	
0°C to +70°C	
65°C to +150°C	
300°C	

electrical characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM710			LM710C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$R_S \leq 200\Omega$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$		0.6	2.0		1.6	5.0	mV
Input Offset Current	$V_{OUT} = 1.4V$, $T_A = 25^\circ C$		0.75	3.0		1.8	5.0	μA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		13	20		16	25	μA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$	1250	1700		1000	1500		
Output Resistance	$T_A = 25^\circ C$		200			200		Ω
Output Sink Current	$V_{OUT} = 0$, $T_A = 25^\circ C$							
	$\Delta V_{IN} \geq 5 mV$	2.0	2.5		1.6	2.5		mA
	$\Delta V_{IN} \geq 10 mV$							mA
Response Time	$T_A = 25^\circ C$, (Note 4)		40			40		ns
Input Offset Voltage	$R_S \leq 200\Omega$, $V_{CM} = 0V$			3.0			6.5	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	3.0	10		5.0	20		$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$R_S \leq 50\Omega$							
	$T_A = T_{A MAX}$		0.25	3.0			7.5	μA
	$T_A = T_{A MIN}$		1.8	7.0			7.5	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$25^\circ C \leq T_A \leq T_{MAX}$	5.0	25		15	50		$nA/^\circ C$
	$T_{MIN} \leq T_A \leq 25^\circ C$	15	75		24	100		$nA/^\circ C$
Input Bias Current	$T_A = T_{MIN}$	27	45		25	40		μA
Input Voltage Range	$V^- = -7V$	±5.0			±5.0			V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 200\Omega$	80	100		70	98		dB
Differential Input Voltage Range		±5.0			±5.0			V
Voltage Gain		1000			800			V/V
Positive Output Level	$-5 mA \leq I_{OUT} \leq 0$							
	$V_{IN} \geq 5 mV$	2.5	3.2	4.0				V
	$V_{IN} \geq 10 mV$				2.5	3.2	4.0	V
Negative Output Level	$V_{IN} \geq 5 mV$	-1.0	-0.5	0				V
	$V_{IN} \geq 10 mV$				-1.0	-0.5	0	V
Output Sink Current	$V_{IN} \geq 5 mV$, $V_{OUT} = 0$							
	$T_A = 125^\circ C$	0.5	1.7					mA
	$T_A = -55^\circ C$	1.0	2.3					mA
	$V_{IN} \geq 10 mV$, $V_{OUT} = 0$							
	$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$				0.5			mA
Positive Supply Current	$V_{IN} \geq 5 mV$		5.2	9.0				mA
	$V_{IN} \geq 10 mV$					5.2	9.0	mA
Negative Supply Current	$V_{IN} \geq 5 mV$		4.6	7.0				mA
	$V_{IN} \geq 10 mV$					4.6	7.0	mA
Power Consumption	$I_{OUT} = 0$							
	$V_{IN} \geq 5 mV$		90	150				mW
	$V_{IN} \geq 10 mV$						150	mW

Note 1: Rating applies for case temperatures to $125^\circ C$ for LM710 and to $70^\circ C$ for LM710C; derate linearly at $5.6 mW/^\circ C$ for ambient temperatures above $105^\circ C$.

Note 2: Derate linearly at $4.4 mW/^\circ C$ for ambient temperatures above $100^\circ C$.

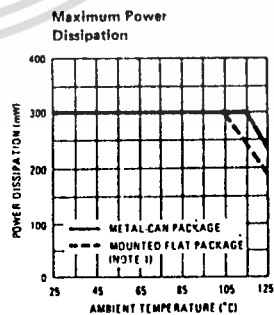
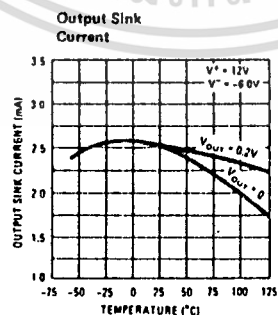
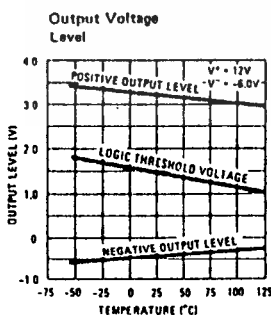
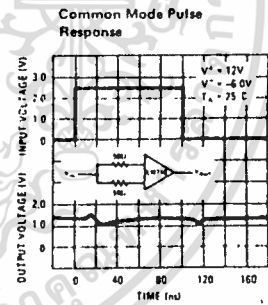
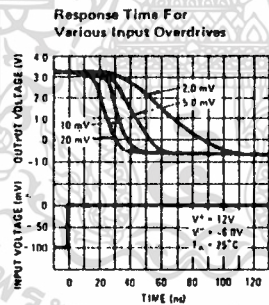
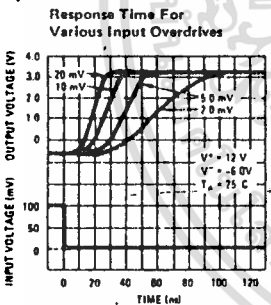
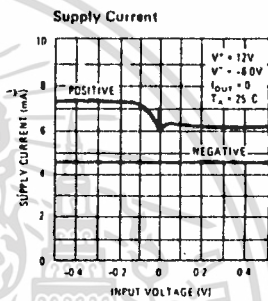
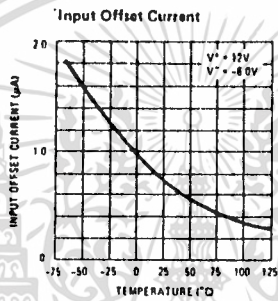
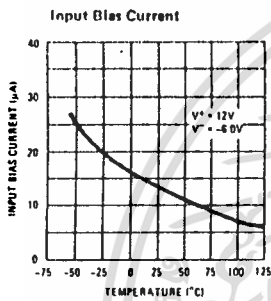
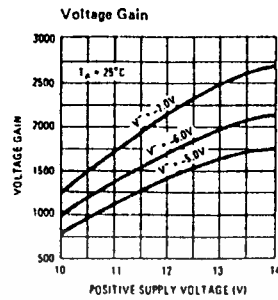
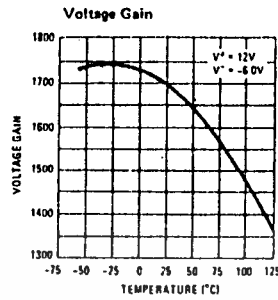
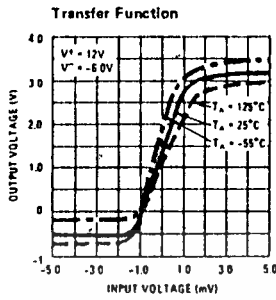
Note 3: These specifications apply for $V^+ = 12V$, $V^- = -6V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ for LM710 and $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ for LM710C unless otherwise specified. The input offset voltage and input offset current (see definitions) are specified for a logic threshold voltage of 1.8V at $-55^\circ C$, 1.4V at $25^\circ C$, and 1V at $125^\circ C$ for LM710 and 1.5V at $0^\circ C$, 1.4V at $25^\circ C$ and 1.2V at $70^\circ C$ for LM710C.

Note 4: The response time specified (see definitions) is a 100 mV input step with 5 mV overdrive (LM710) or a 10 mV overdrive (LM710C).

E-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical performance characteristics



E-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902 low power quad operational amplifiers

general description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ± 15 V_{DC} power supplies.

unique characteristics

- In the free mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

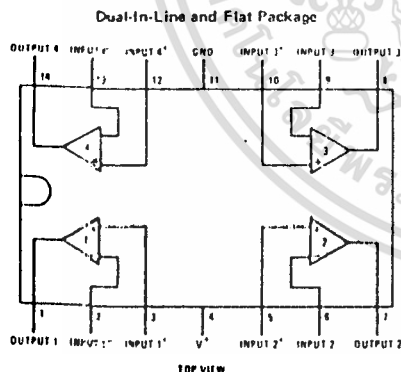
advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range.
Single supply 3 V_{DC} to 30 V_{DC}
or dual supplies ± 1.5 V_{DC} to ± 15 V_{DC}
- Very low supply current drain (800 μ A) essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{DC})
- Low input biasing current 45 nA_{DC} (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV_{DC} and offset current 5 nA_{DC}
- Input common mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V_{DC} to V' 1.5 V_{DC}

connection diagram



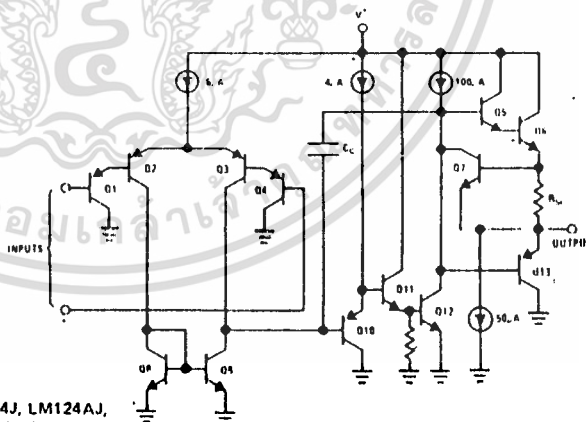
Order Number LM124D, LM124AD, LM224D or LM224AD
See Package 1

Order Number LM124F, LM124AF, LM224F or LM224AF
See Package 4

Order Number LM124J, LM124AJ, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324AJ or LM2902J
See Package 16

Order Number LM324N, LM324AN or LM2902N
See Package 22

schematic diagram (Each Amplifier)



absolute maximum ratings

	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, V^+	32 VDC or ± 16 VDC	26 VDC or ± 13 VDC	50 mA	-40°C to $+85^\circ\text{C}$
Differential Input Voltage	32 VDC	26 VDC	Operating Temperature Range	0°C to $+70^\circ\text{C}$
Input Voltage	-0.3 VDC to $+32$ VDC	-0.3 VDC to $+32$ VDC	LM324/LM324A	-25°C to $+85^\circ\text{C}$
Power Dissipation (Note 1)			LM224/LM224A	-55°C to $+125^\circ\text{C}$
Molded DIP	570 mW	570 mW	LM124/LM124A	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Cavity DIP	900 mW		Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Flat Pack	800 mW		Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)	Continuous	Continuous		
$V^+ \leq 15$ VDC and $T_A = 25^\circ\text{C}$				

electrical characteristics ($V^+ = +5.0$ VDC, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM324A			LM124/LM224			LM324			LM2902			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	1	2		1	3		2	3		± 2	± 5		± 2	± 7		± 2	± 7		mVDC
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	50		40	80		45	100		45	150		45	250		45	250		nADC
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	2	10		2	15		5	30		± 3	± 30		± 5	± 50		± 5	± 50		nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		VDC
Supply Current	$R_L = \infty$, $V_{CC} = 30$ V, (LM2902 $V_{CC} = 26$ V)	1.5	3		1.5	3		1.5	3		1.5	3		1.5	3		1.5	3		mADC
	$R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		mADC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15$ VDC (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$	50	100		50	100		25	100		50	100		25	100		100			V/mV
Output Voltage Swing	$R_L = 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (LM2902 $R_L \geq 10$ k Ω)										0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		VDC
Common-Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	85		70	85		65	85		70	85		65	70		50	70		dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	100		65	100		65	100		65	100		65	100		50	100		dB
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 8)	$f = 1$ kHz to 20 kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred)	-120			-120			-120			-120			-120			-120			dB
Output Current Source	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40		20	40		20	40		20	40		20	40		20	40		mADC
	$V_{IN}^- = 1$ VDC, $V_{IN}^+ = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		mADC
	$V_{IN}^- = 1$ VDC, $V_{IN}^+ = 0$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_O = 200$ mVDC	12	50		12	50		12	50		12	50		12	50					μ ADC
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 2)	40	60		40	60		40	60		40	60		40	60		40	60		mADC

electrical characteristics (con't)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM324A			LM124/LM224			LM324			LM2902			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	(Note 5)			4			4			5			±7			±9			±10	mV _{DC}
Input Offset Voltage Drift	R _S = 0Ω		7	20		7	20		7	30		7		7		7		7		μV/°C
Input Offset Current	I _{IN} (+) - I _{IN} (-)			30			30			75			±100			±150		45	±200	nA _{DC}
Input Offset Current Drift			10	200		10	200		10	300		10		10		10		10		pA _{DC} /°C
Input Bias Current	I _{IN} (+) or I _{IN} (-)		40	100		40	100		40	200		40	300		40	500		40	500	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	V ⁺ = 30 V _{DC}	0		V ⁺ -2	0		V ⁺ -2	0		V ⁺ -2	0		V ⁺ -2	0		V ⁺ -2	0		V ⁺ -2	V _{DC}
Large Signal Voltage Gain	V ⁺ = +15 V _{DC} (For Large V _O Swing) R _L ≥ 2 kΩ	25			25			15			25			15			15			V/mV
Output Voltage Swing																				
V _{OH}	V ⁺ = +30 V _{DC} , R _L = 2 kΩ R _L ≥ 10 kΩ	26			26			26			26			26			22			V _{DC}
V _{OL}	V ⁺ = 5 V _{DC} , R _L ≤ 10 kΩ	27	28		27	28		27	28		27	28		27	28		23	24		V _{DC}
			5	20		5	20		5	20		5	20		5	20		5	100	mV _{DC}
Output Current																				
Source	V _{IN} ⁺ = +1 V _{DC} , V _{IN} ⁻ = 0 V _{DC} , V ⁺ = 15 V _{DC}	10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		mA
Sink	V _{IN} ⁻ = +1 V _{DC} , V _{IN} ⁺ = 0 V _{DC} , V ⁺ = 15 V _{DC}	10	15		5	8		5	8		5	8		5	8		5	8		mA
Differential Input Voltage				V ⁺			V ⁺			V ⁺			V ⁺			V ⁺			V ⁺	V _{DC}
	(Note 7)																			

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of +15 V_{DC}, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 V_{DC}.

Note 4: These specifications apply for $V^+ = +5 \text{ V}_{DC}$ and $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

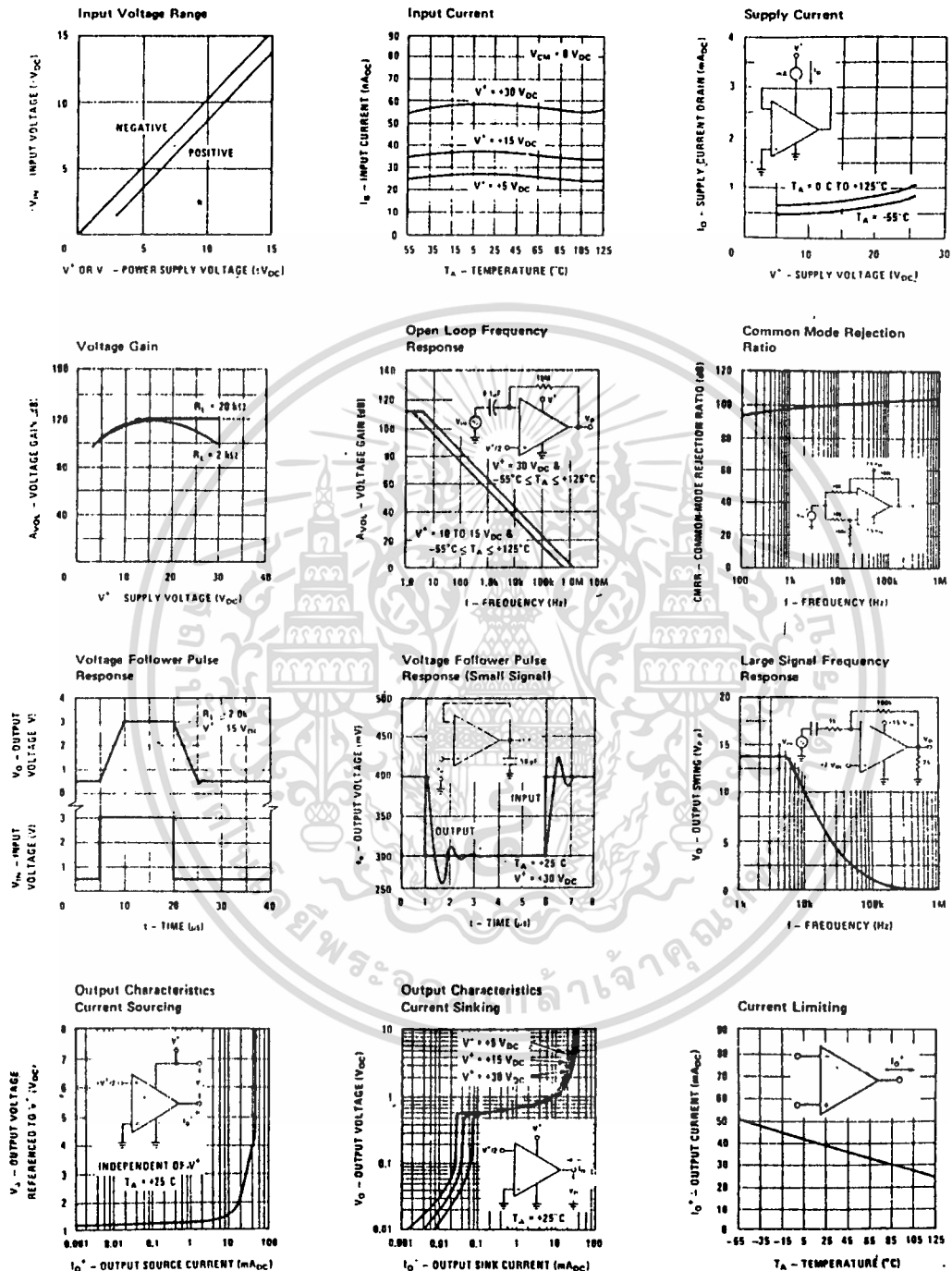
Note 5: $V_O \approx 1.4 \text{ V}_{DC}$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5 V_{DC} to 30 V_{DC}; and over the full input common-mode range 0 V_{DC} to $V^+ - 1.5 \text{ V}_{DC}$.

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 7: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$, but either or both inputs can go to +32 V_{DC} without damage (+26 V_{DC} for LM2902).

Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive interference at higher frequencies.

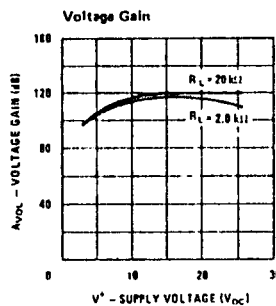
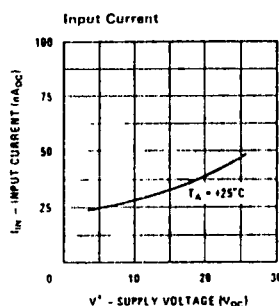
typical performance characteristics



E-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical performance characteristics (LM2902 only)



application hints

The LM124 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V_{DC}. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V_{DC}.

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layouts. Inverting inputs are adjacent to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14).

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V⁺ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V_{DC} (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should

be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

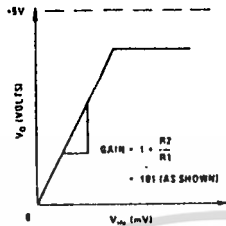
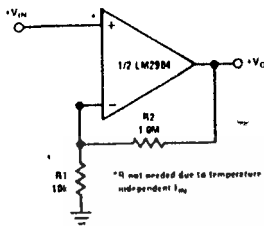
The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3 V_{DC} to 30 V_{DC}.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels. If not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

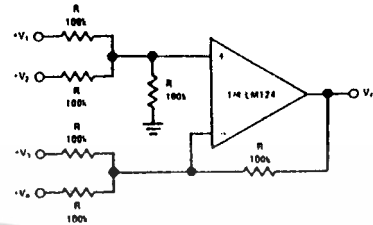
The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of V⁺/2) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

typical single-supply applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

Non-Inverting DC Gain (0V Input = 0V Output)

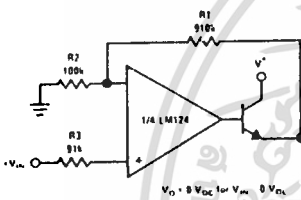


DC Summing Amplifier
($V_{IN's} \geq 0 V_{DC}$ AND $V_O \geq 0 V_{DC}$)

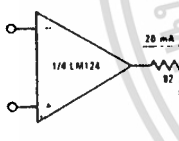


Where $V_O = V_1 + V_2 + V_3 + V_4$
($V_1 = V_2$) ($V_3 = V_4$) to keep $V_O \leq 0 V_{DC}$

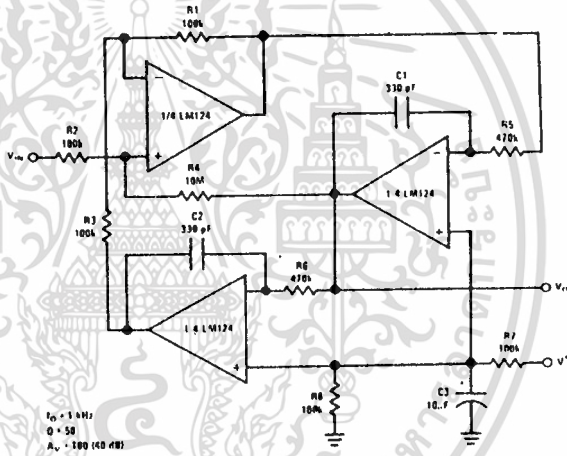
Power Amplifier



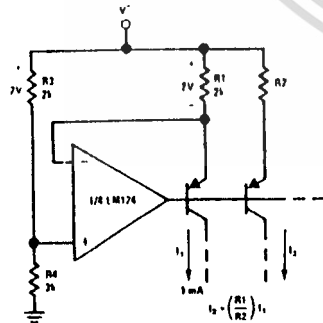
LED Driver



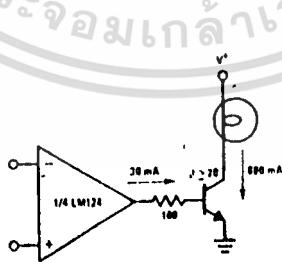
"BI-QUAD" RC Active Bandpass Filter



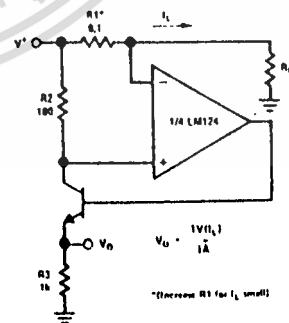
Fixed Current Sources



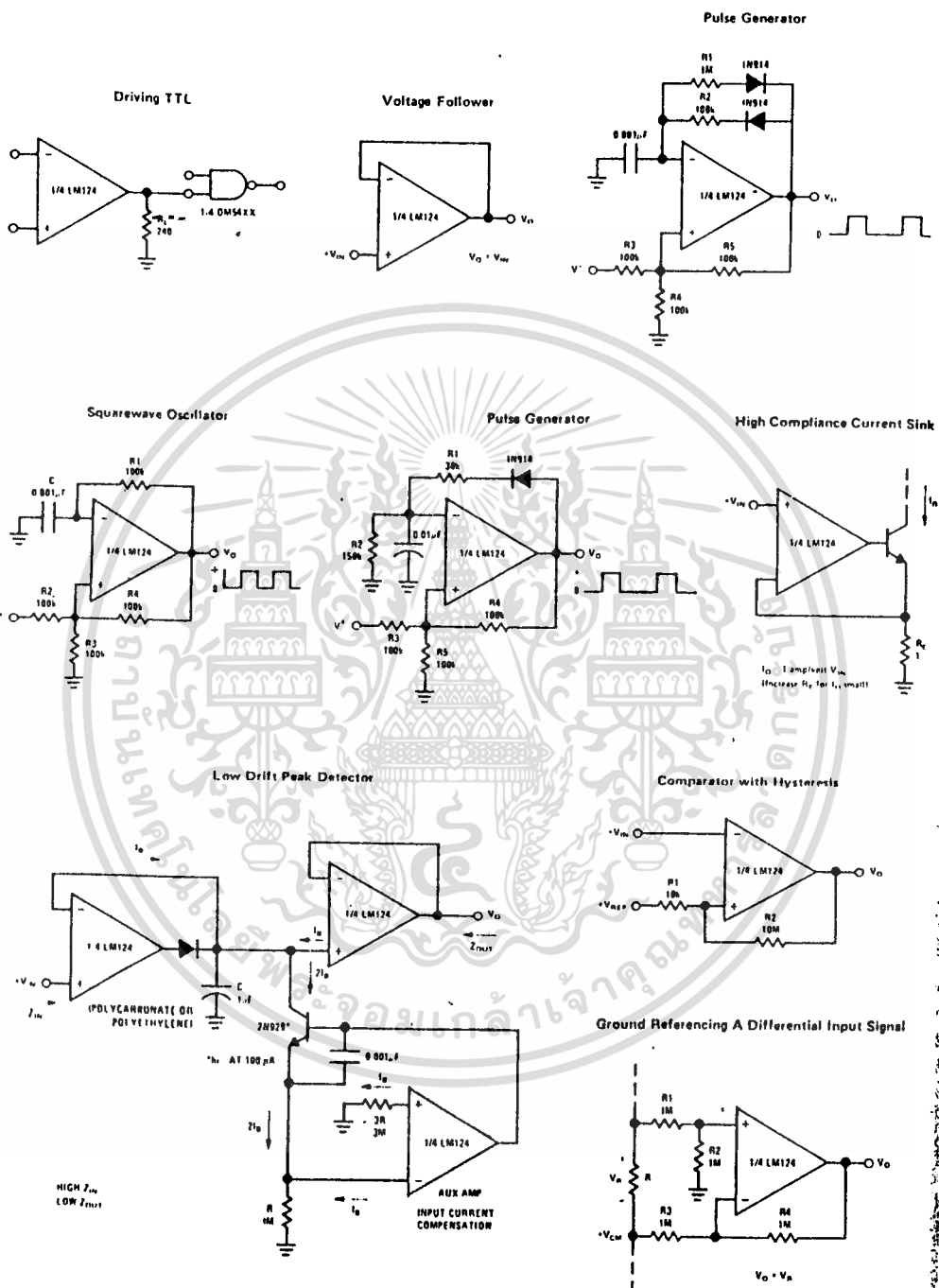
Lamp Driver



Current Monitor



typical single-supply applications (con't) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)



typical single-supply applications (con't) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

Voltage Controlled Oscillator Circuit

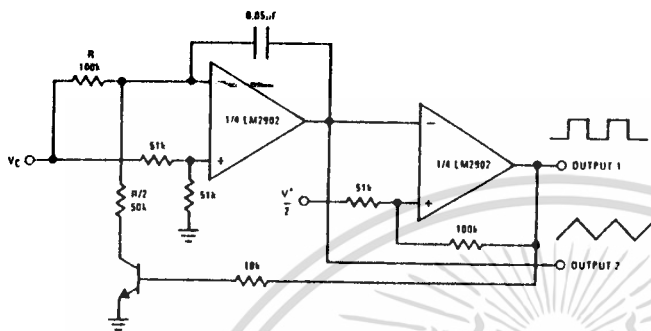
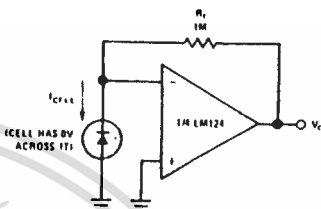
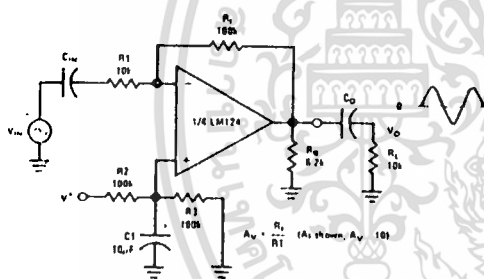


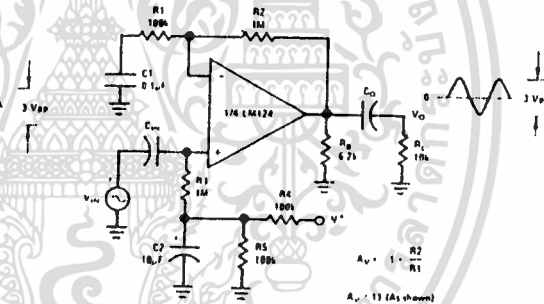
Photo Voltaic-Cell Amplifier



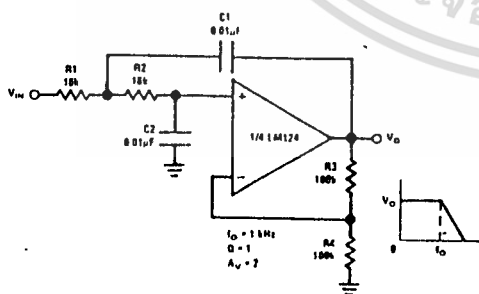
AC Coupled Inverting Amplifier



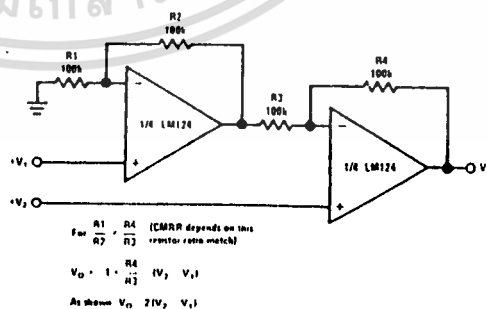
AC Coupled Non-Inverting Amplifier



DC Coupled Low Pass RC Active Filter



High Input Z, DC Differential Amplifier



GENERAL MATERIAL PROPERTIES

Material Mix No.	Reference Permeability (μ_0)	Temp. Coef. of Perm. (+ppm/°C)	Coef of Lin. Expan. (+ppm/°C)	Material Density (g/cm ³)	Relative Cost	Color Code
-2	10	95	13	5.0	2.3	Red/Clear
-8	35	255	12	6.5	4.0	Yellow/Red
-18	55	385	12	6.6	2.8	Green/Red
-26	75	825	10	7.0	1.2	Yellow/White
-28	22	415	11	6.0	1.7	Gray/Green
-33	33	635	11	6.3	1.6	Gray/Yellow
-40	60	950	10	6.9	1.0	Green/Yellow
-52	75	650	10	7.0	1.4	Green/Blue

Note: For information on Mix No.'s 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42 and 0 see MICROMETALS Catalog 3; Iron Powder Cores for RF Applications.

CORE LOSS COMPARISON (mW/cm ³)							PERMEABILITY WITH DC BIAS	
Material Mix No.	60 Hz @5000G	1KHz @1500G	10KHz @500G	50KHz @225G	100KHz @140G	500KHz @50G	H _{DC} = 50 Oersteds % μ_0	$\mu_{\text{effective}}$
-2	-	-	-	29	23	15	100%	10.0
-8	150	70	47	41	31	14	91%	31.9
-18	168	80	53	43	36	26	74%	40.7
-26	42	56	65	90	88	124	51%	38.3
-28	88	93	117	165	170	175	91%	20.0
-33	90	90	105	160	145	155	84%	27.7
-40	39	49	78	112	115	155	62%	37.2
-52	52	62	59	62	54	63	59%	44.3

MATERIAL APPLICATIONS

Typical Application	Material (Mix No.)							
	-2	-8	-18	-26	-28	-33	-40	-52
Light Dimmer Chokes				X			X	
60 Hz Differential-mode EMI Line Chokes				X			X	X
DC Output Chokes: <50 KHz or low E/N				X	X	X	X	
DC Output Chokes: ≥50 KHz or higher E/N		X	X	X				X
Power Factor Correction Chokes: < 50 KHz				X	X	X	X	
Power Factor Correction Chokes: ≥ 50 KHz		X	X	X				X
Resonant Inductors: ≥ 50 KHz	X							

-2 Material The low permeability of this material will result in a lower operating AC flux density than with other materials with no additional gap-loss.

-8 Material This material has low core loss and good linearity under high bias conditions. A good high frequency material. The highest cost material.

-18 Material This material has low core loss similar to the -8 Material with higher permeability and a lower cost. Good DC saturation characteristics.

-26 Material The most popular material. It is a cost-effective general purpose material that is useful in a wide variety of power conversion and line filter applications.

-28 Material The good linearity, low cost, and relatively low permeability of this material make it popular in the larger sizes for high power UPS chokes.

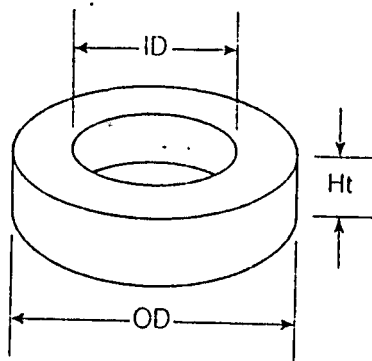
-33 Material An inexpensive alternate to the -8 Material for applications where high frequency core loss is not critical. Good linearity with high bias.

-40 Material The least expensive material. It has characteristics quite similar to the very popular -26 Material. Popular in the larger sizes.

-52 Material This material has lower core loss at high frequency and the same permeability as the -26 Material. It is very popular for new high frequency choke designs.

COLOR CODE

-2 Red/Clear
 -8 Yellow/Red
 -18 Green/Red
 -26 Yellow/White
 -28 Gray/Green
 -33 Gray/Yellow
 -40 Green/Yellow
 -52 Green/Blue



TYPICAL PART NO.

T 106 - 26

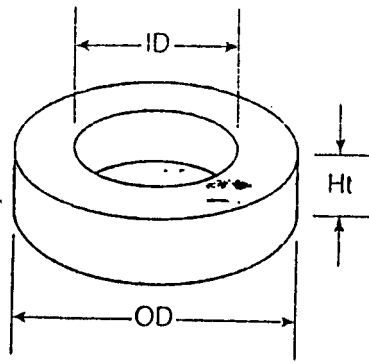
OD in 100th inches
 Micrometals Mix No.
 Letter Indicates Alternate Height
 Code Area For Other Characteristics

Refer to page 3 for tolerances.

Note: For information on Mix 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42, and 0 see Micrometals Catalog 3 for RF applications.

MICROMETALS Part No.	A _L nH/N ²	OD in/mm	ID in/mm	Ht in/mm	MAGNETIC DIMENSIONS		
					l cm	A cm ²	V cm ³
T106-2	13.5	1.060/26.9	.570/14.5	.437/11.1	6.49	.659	4.28
T106-8/90	45.0						
T106-18	70.0						
T106-26	93.0						
T106-28	30.0						
T106-33	40.0						
T106-40	81.0						
T106-52	95.0						
T106-18A	49.0	1.060/26.9	.570/14.5	.312/7.92	6.49	.461	3.00
T106-26A	67.0						
T106-40A	58.0						
T106-52A	67.0						
T106-18B	91.0	1.060/26.9	.570/14.5	.575/14.6	6.49	.858	5.57
T106-26B	124.0						
T106-40B	106.0						
T106-52B	124.0						
T124-26	58.0	1.245/31.6	.710/18.0	.280/7.11	7.75	.459	3.55
T130-2	11.0	1.300/33.0	.780/19.8	.437/11.1	8.28	.698	5.78
T130-8/90	35.0						
T130-18	58.0						
T130-26	81.0						
T130-28	25.0						
T130-33	33.5						
T130-40	69.0						
T130-52	79.0						
T130-26A	41.0	1.300/33.0	.780/19.8	.225/5.72	8.28	.361	2.99
T130-40A	34.0						
T131-8/90	52.5	1.300/33.0	.640/16.3	.437/11.1	7.72	.885	6.84
T131-18	79.0						
T131-26	116.0						
T131-33	46.5						
T131-40	93.0						
T131-52	108.0						
T132-26	103.0	1.300/33.0	.700/17.8	.437/11.1	7.96	.805	6.41
T132-40	83.0						
T132-52	95.0						
T141-26	75.0	1.415/35.9	.880/22.4	.412/10.5	9.14	.674	6.16
T141-40	60.0						
T141-52	69.0						
T150-26	96.0	1.510/38.4	.845/21.5	.437/11.1	9.38	.887	8.31
T150-40	78.0						
T150-52	89.0						

COLOR CODE
 -2 Red/Clear
 -8 Yellow/Red
 -18 Green/Red
 -26 Yellow/White
 -28 Gray/Green
 -33 Gray/Yellow
 -40 Green/Yellow
 -52 Green/Blue



TYPICAL PART NO.

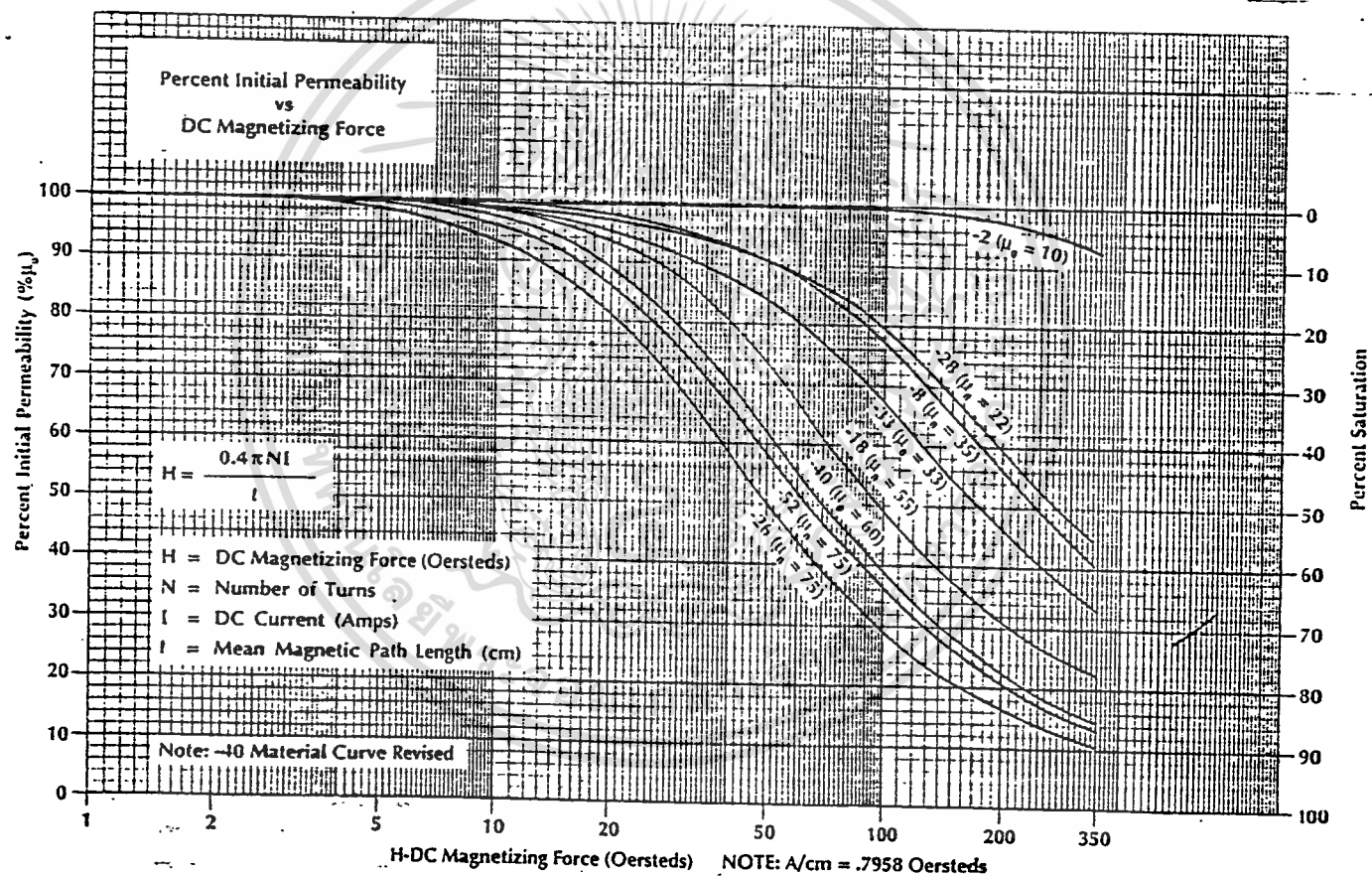
T 106 - 26

OD in 100th inches
 Micrometals Mix No.
 Letter Indicates Alternate Height
 Code Area For Other Characteristics

Refer to page 3 for tolerances.

Note: For information on Mix 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42, and 0 see Micrometals Catalog 3 for RF applications.

MICROMETALS Part No.	A _L nH/N ²	OD in/mm	ID in/mm	Ht in/mm	MAGNETIC DIMENSIONS		
					l cm	A cm ²	V cm ³
T157-2	14.0	1.570/39.9	.950/24.1	.570/14.5	10.1	1.06	10.7
T157-8/90	42.0						
T157-18	73.0						
T157-26	100.0						
T157-28	31.5						
T157-33	43.5						
T157-40	86.0	1.750/44.5	1.070/27.2	.650/16.5	11.2	1.34	15.0
T157-52	99.0						
T175-2	15.0						
T175-18	82.0						
T175-26	105.0						
T175-40	90.0						
T175-52	105.0	1.840/46.7	.950/24.1	.710/18.0	11.2	1.88	21.0
T184-2	24.0						
T184-8/90	72.0						
T184-18	116.0						
T184-26	169.0						
T184-28	51.0						
T184-33	70.0	2.000/50.8	1.250/31.8	.550/14.0	13.0	1.27	16.4
T184-40	143.0						
T184-52	159.0						
T200-2	12.0						
T200-8/90	42.5						
T200-18	67.0						
T200-26	92.0	2.000/50.8	1.250/31.8	1.000/25.4	13.0	2.32	30.0
T200-28	28.0						
T200-33	37.0						
T200-40	79.0						
T200-52	92.0						
T200-2B	21.8						
T200-8B/90	78.5	2.000/50.8	.950/24.1	.875/22.2	11.8	2.81	33.2
T200-18B	120.0						
T200-26B	160.0						
T200-40B	142.0						
T200-52B	155.0						
T201-18	164.0	2.250/57.2	1.400/35.6	.550/14.0	14.6	1.42	20.7
T201-26	242.0						
T201-40	194.0						
T201-52	224.0						
T225-2	12.0	2.250/57.2	1.400/35.6	.550/14.0	14.6	1.42	20.7
T225-8/90	42.5						
T225-18	67.0						
T225-26	98.0						
T225-28	28.0						
T225-33	37.0						
T225-40	78.0						
T225-52	92.0						



PERCENT PERMEABILITY vs DC MAGNETIZING FORCE - See page 18

FORMULA: $\% \mu_o = ((a+cH+eH^2)/(1+bH+dH^2))^{1/2}$

Where: $\% \mu_o$ = Percentage (ie: 90%=90)
H = DC Magnetizing Force (Oersteds)

Material	a	b	c	d	e
-2	10000	-4.99×10^{-3}	-49.5	9.16×10^{-6}	.0865
-8	10090	4.26×10^{-3}	30.9	7.68×10^{-5}	-.0119
-18	9990	8.36×10^{-4}	14.4	3.92×10^{-4}	.0853
-26	10090	5.05×10^{-3}	13.1	1.17×10^{-3}	.0212
-28	10140	4.68×10^{-4}	-30.2	1.45×10^{-5}	.0505
-33	10200	5.12×10^{-3}	7.39	9.62×10^{-5}	.0298
-52	10240	4.32×10^{-3}	12.8	6.26×10^{-4}	.0267
	10240	6.71×10^{-3}	24.7	7.75×10^{-4}	-.0105

PERCENT PERMEABILITY vs PEAK AC FLUX DENSITY - See page 19

FORMULA: $\% \mu_o = ((a+cB+eB^2)/(1+bB+dB^2))^{1/2}$

Where: $\% \mu_o$ = Percentage (ie: 90%=90)
B = Peak AC Flux Density (Gauss)

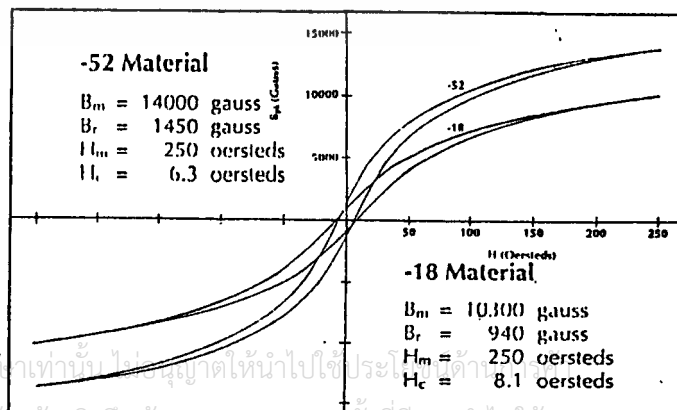
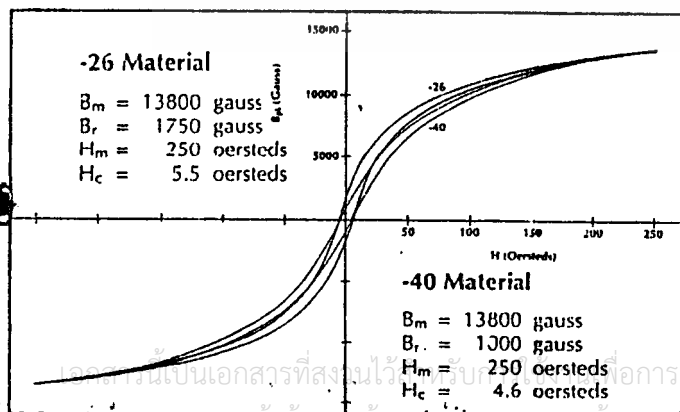
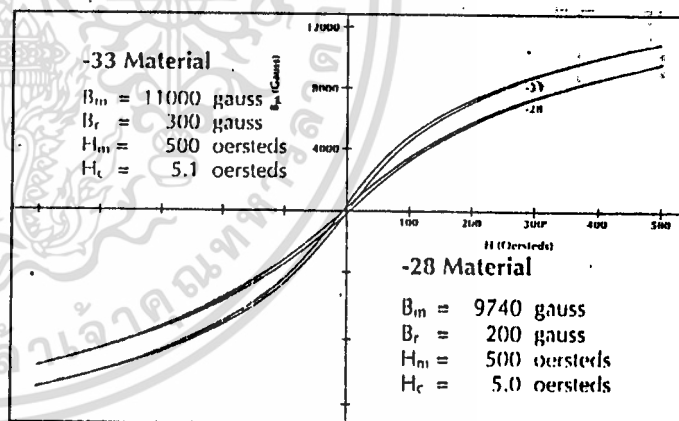
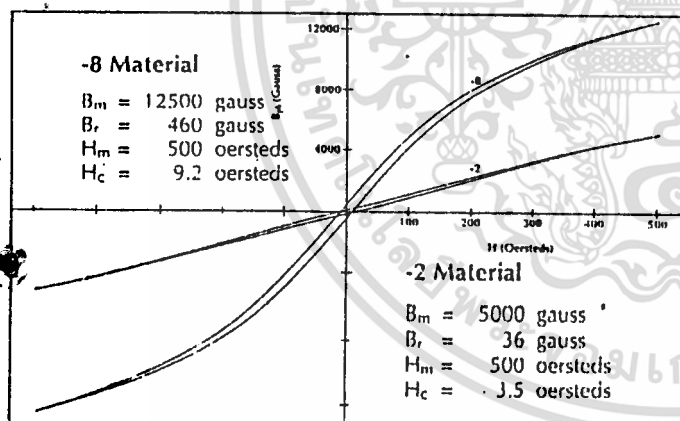
Material	a	b	c	d	e
-2	9970	5.77×10^{-4}	7.29	-8.96×10^{-8}	-1.18×10^{-3}
-8	9990	4.52×10^{-4}	11.4	8.82×10^{-9}	-8.29×10^{-4}
-18	10270	1.01×10^{-4}	12.3	2.70×10^{-8}	-8.43×10^{-4}
-26	10600	7.21×10^{-5}	37.8	-7.74×10^{-9}	-3.56×10^{-3}
-40	10480	1.62×10^{-4}	40.8	-6.51×10^{-9}	-3.35×10^{-3}

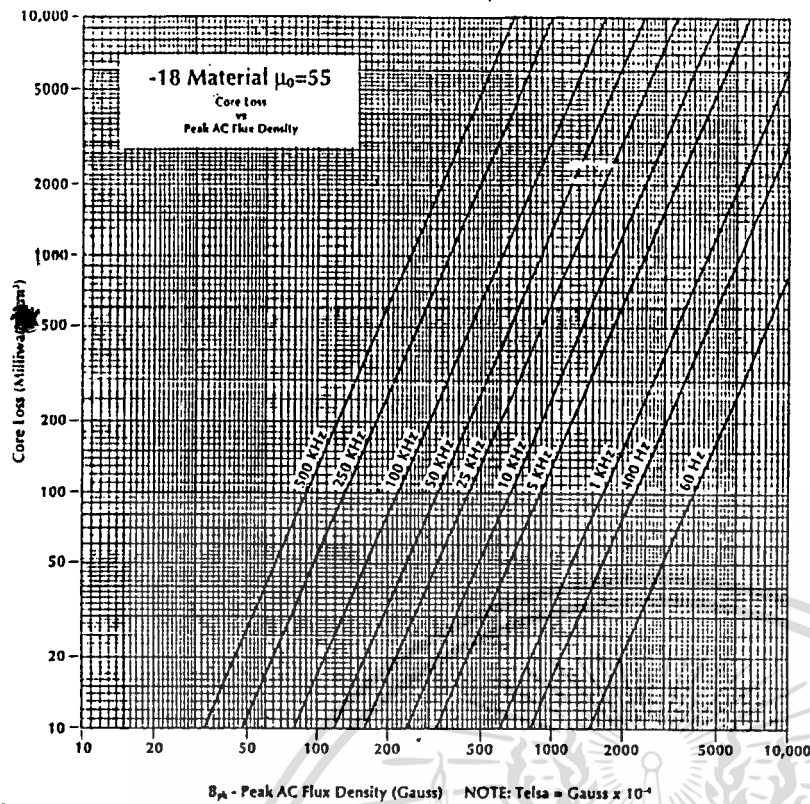
FORMULA: $\% \mu_o = (a+bB+cB^{1/2}+dB^2)^{1/2}$

Where: $\% \mu_o$ = Percentage (ie: 90%=90)
B = Peak AC Flux Density (Gauss)

Material	a	b	c	d
-28	93.4	-.0299	2.08	8.30×10^{-7}
-33	92.6	-.0251	2.36	1.07×10^{-7}
-52	92.0	.0134	2.77	-3.66×10^{-6}

BH CURVES





Core loss Curve-fit formulas:

For Frequencies ≤ 10 KHz:

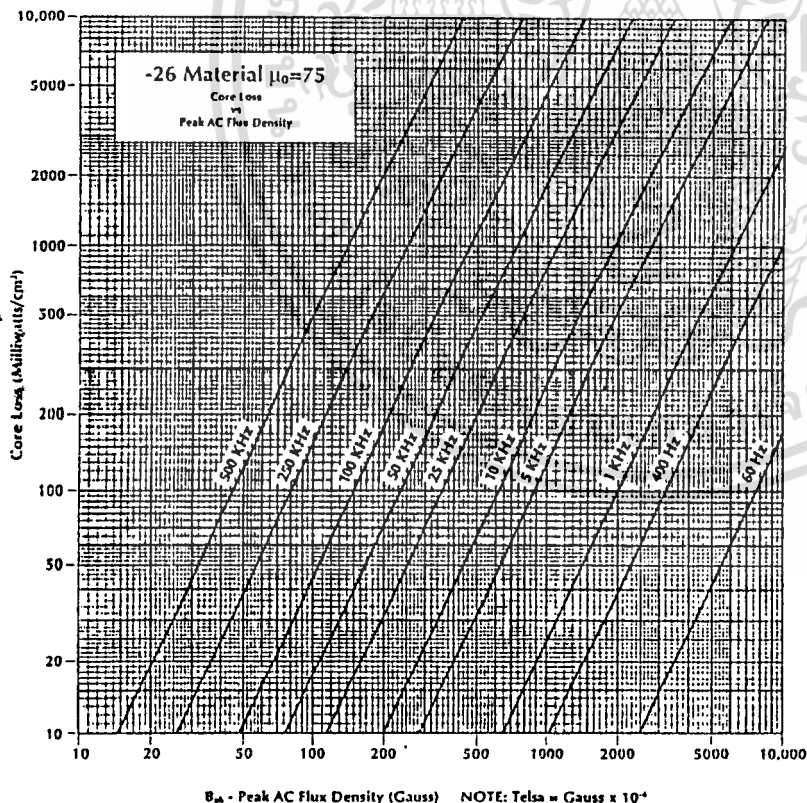
$$\text{Core Loss} = 2.08 \times 10^{-8} f^{.005} B^{2.27} \quad (\text{mW/cm}^3) \quad (\text{Hz}) \quad (\text{Gauss})$$

For Frequencies >10 KHz:

$$\text{Core Loss} = 6.44 \times 10^{-10} f^{1.18} B^{2.27} \quad (\text{mW/cm}^3) \quad (\text{Hz}) \quad (\text{Gauss})$$

E t/N (Volt-Microsecond per turn)
Ratings for 15°C rise due to core loss.

Part No.	Freq.	50 KHz	100 KHz	250 KHz	500 KHz
T37		1.0	.73	.45	.32
T50		1.6	1.1	.70	.49
T68		2.3	1.6	1.0	.70
T80		2.8	2.0	1.2	.85
T94		3.9	2.8	1.7	1.2
T106		6.2	4.3	2.7	1.9
T130		6.6	4.6	2.8	2.0
T157		9.1	6.3	3.9	2.7
T184		14	9.7	6.0	4.2
T400		24	16	10	7.1
E49		1.4	.98	.61	.42
E100		4.1	2.9	1.8	1.2
E137		7.5	5.3	3.3	2.3
E168		12	8.7	5.4	3.8
E220		21	14	9.0	6.2
E305		30	21	13	9.0



Core loss Curve-fit formulas:

For Frequencies ≤ 10 KHz:

$$\text{Core Loss} = 2.07 \times 10^{-8} f^{.990} B^{2.03} \quad (\text{mW/cm}^3) \quad (\text{Hz}) \quad (\text{Gauss})$$

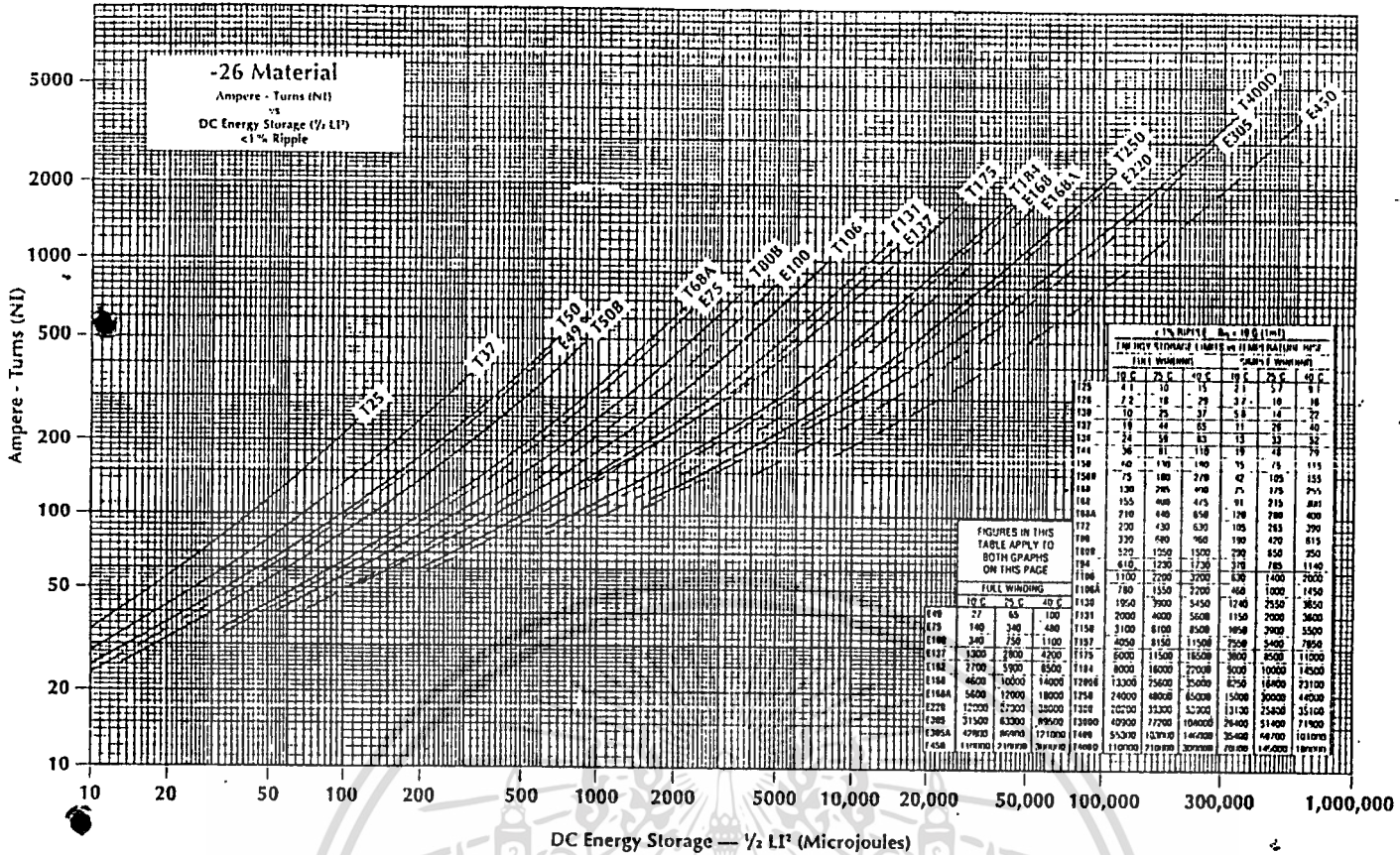
For Frequencies >10 KHz:

$$\text{Core Loss} = 6.94 \times 10^{-10} f^{1.36} B^{2.03} \quad (\text{mW/cm}^3) \quad (\text{Hz}) \quad (\text{Gauss})$$

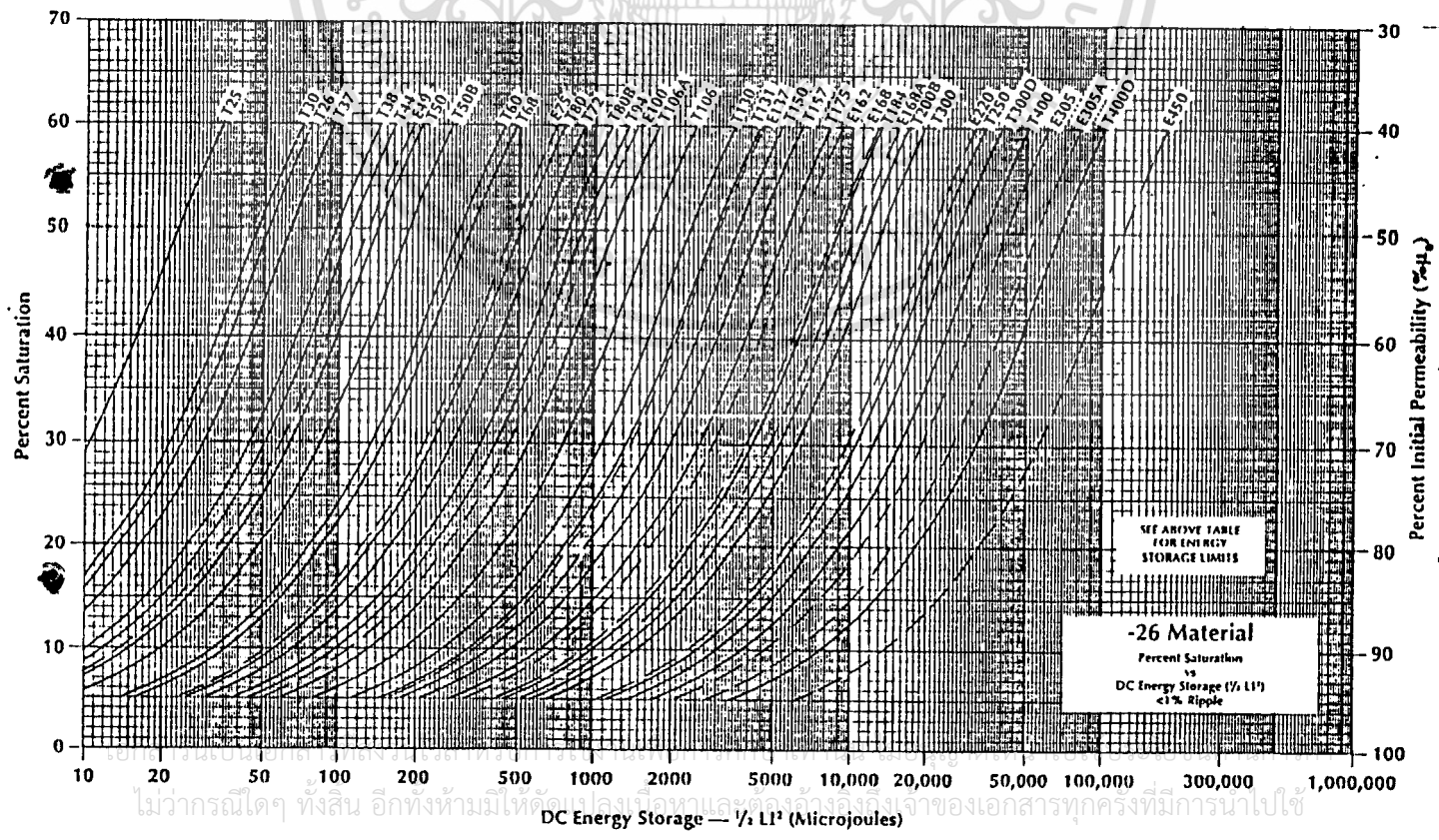
E t/N (Volt-Microsecond per turn)
Ratings for 15°C rise due to core loss.

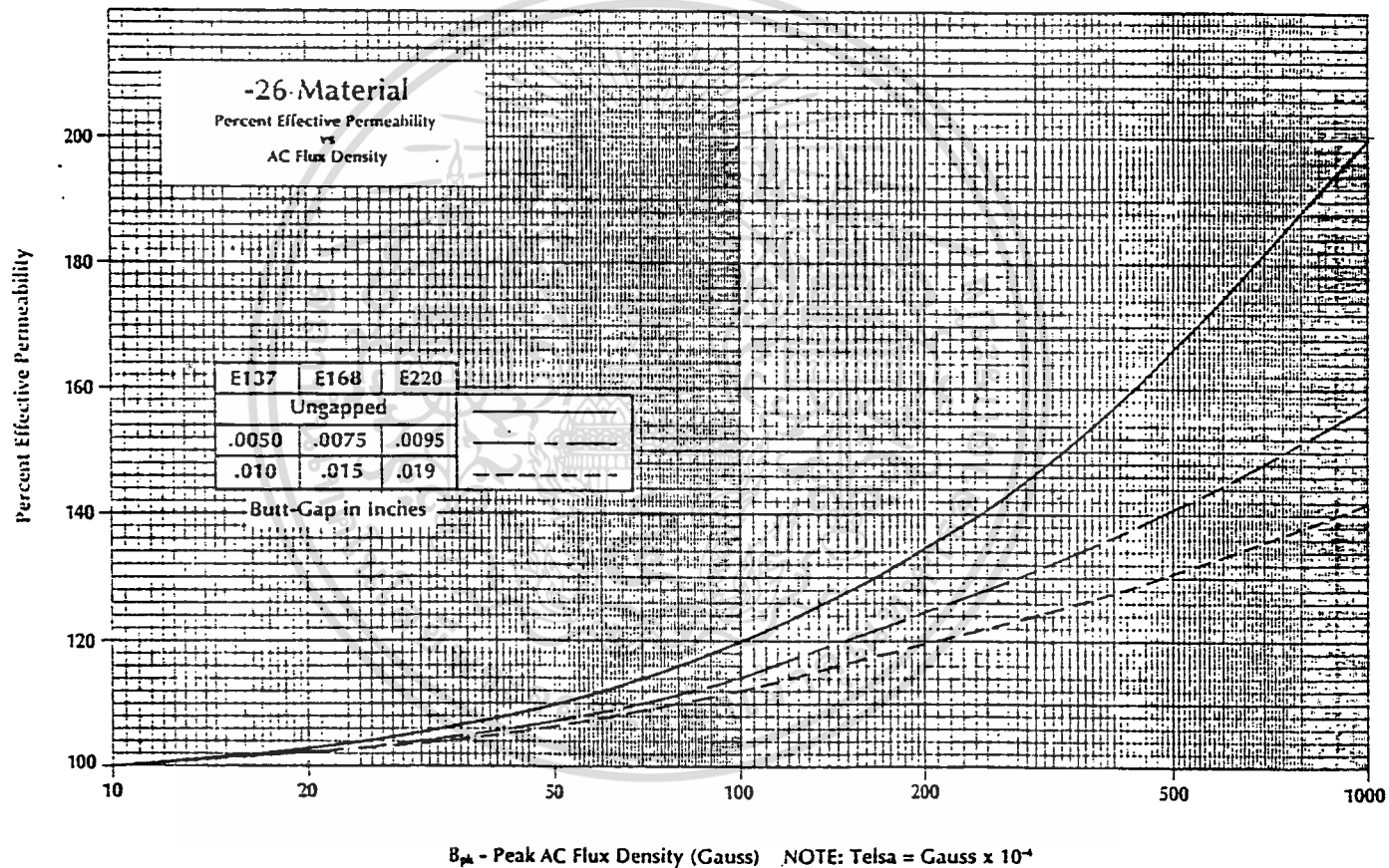
Part No.	Freq.	50 KHz	100 KHz	250 KHz	500 KHz
T37		.86	.54	.29	.18
T50		1.3	.81	.44	.28
T68		1.8	1.1	.62	.39
T80		2.2	1.4	.75	.47
T94		3.1	1.9	1.0	.66
T106		4.7	3.0	1.6	1.0
T130		5.0	3.2	1.7	1.1
T157		6.9	4.3	2.3	1.5
T184		10	6.5	3.5	2.2
T400		17	11	5.9	3.7
E49		1.1	.71	.38	.24
E100		3.2	2.0	1.1	.68
E137		5.7	3.6	1.9	1.2
E168		9.2	5.8	3.1	2.0
E220		15	9.4	5.1	3.2
E305		21	13	7.3	4.6

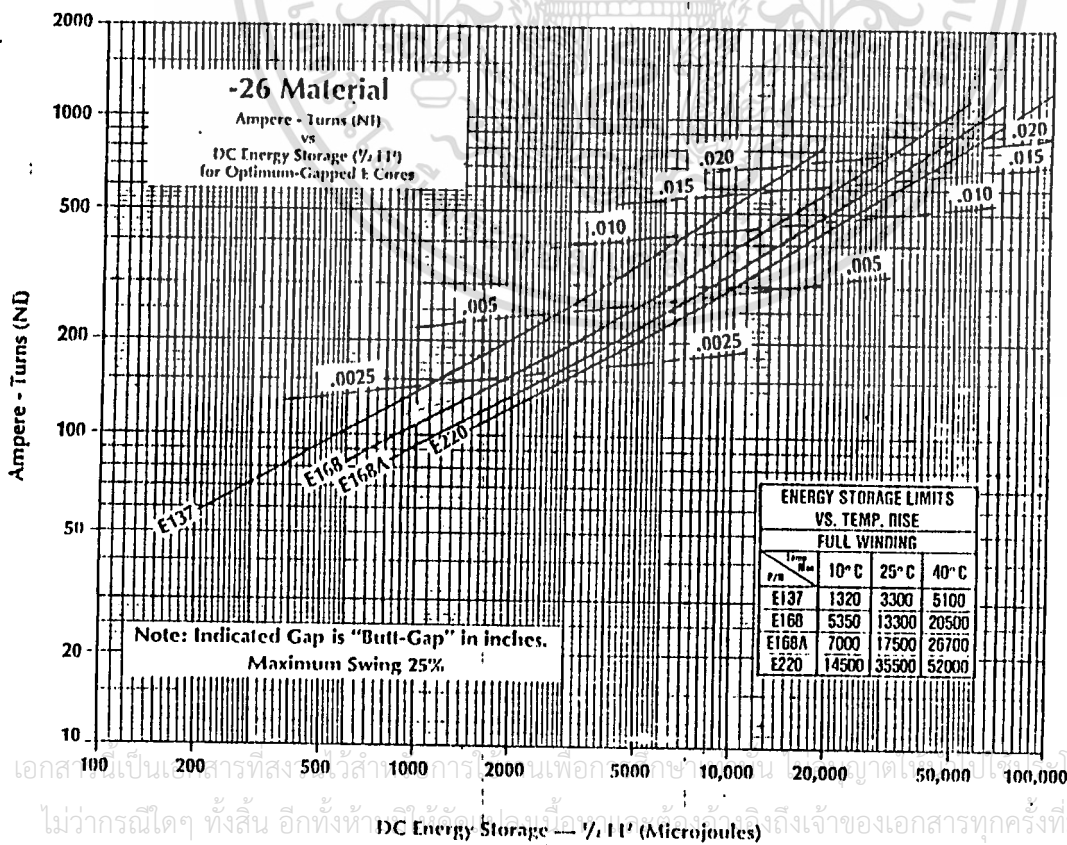
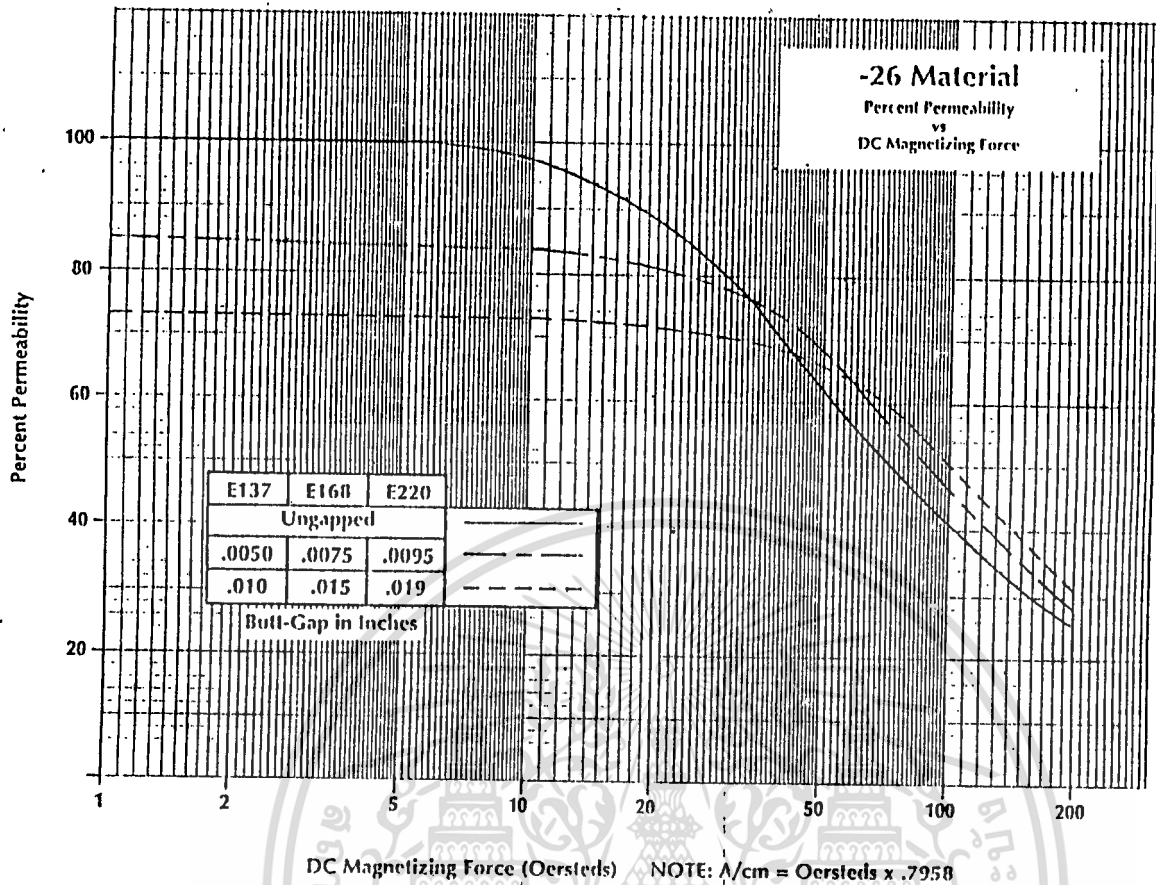
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

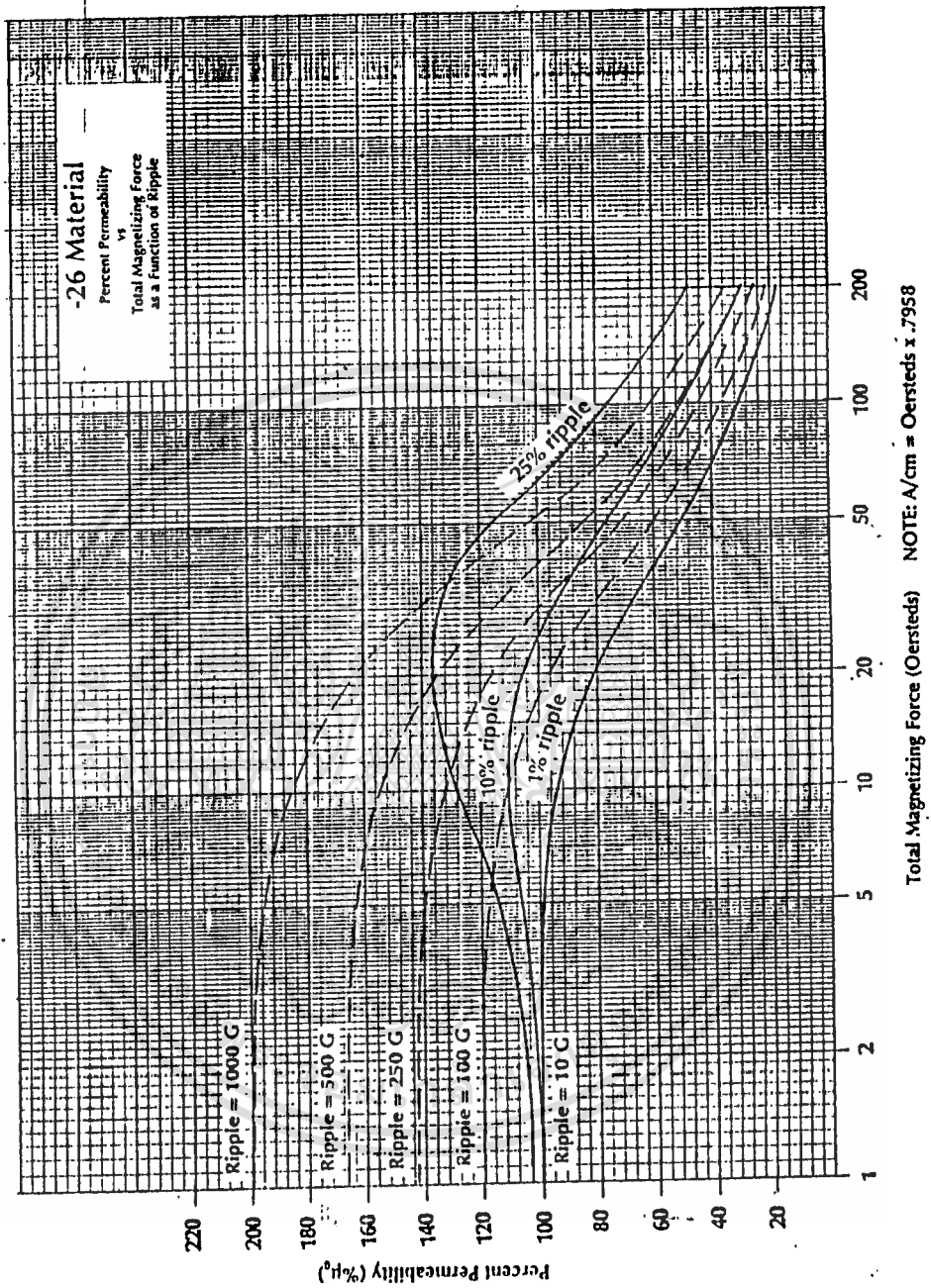


QUICK REFERENCE A_L VALUES FOR -26 MATERIAL																				
PART NO.	T25	T26	T30	T37	T38	T44	T50	T50B	T60	T68	T72	T80	T80B	T94	T106	T106A	T130	T131	T150	T157
A_L VALUE	24.5	57.0	33.5	28.5	49.0	37.0	33.0	43.5	50.0	43.5	90.0	46.0	71.0	60.0	93.0	67.0	81.0	116	96.0	100
PART NO.	T175	T184	T200B	T250	T300	T300D	T400	T400D		E49	E75	E100	E137	E162	E168	E168A	E220	E305	E305A	E450
A_L VALUE	105	169	160	242	80	160	131	262		38.0	64.0	92.0	134	210	195	232	286	287	382	550



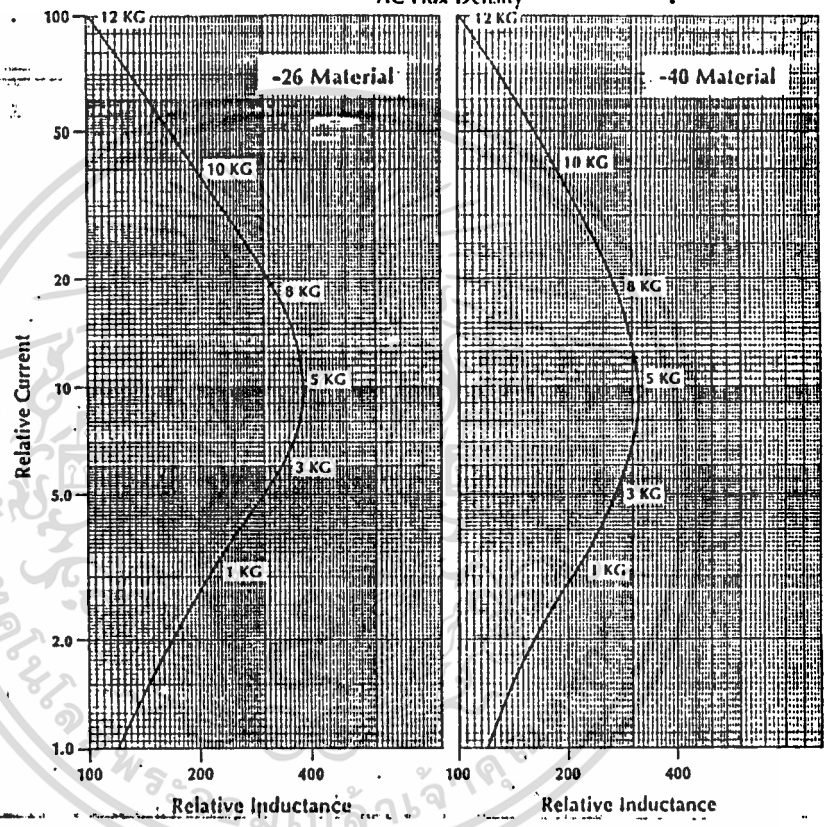




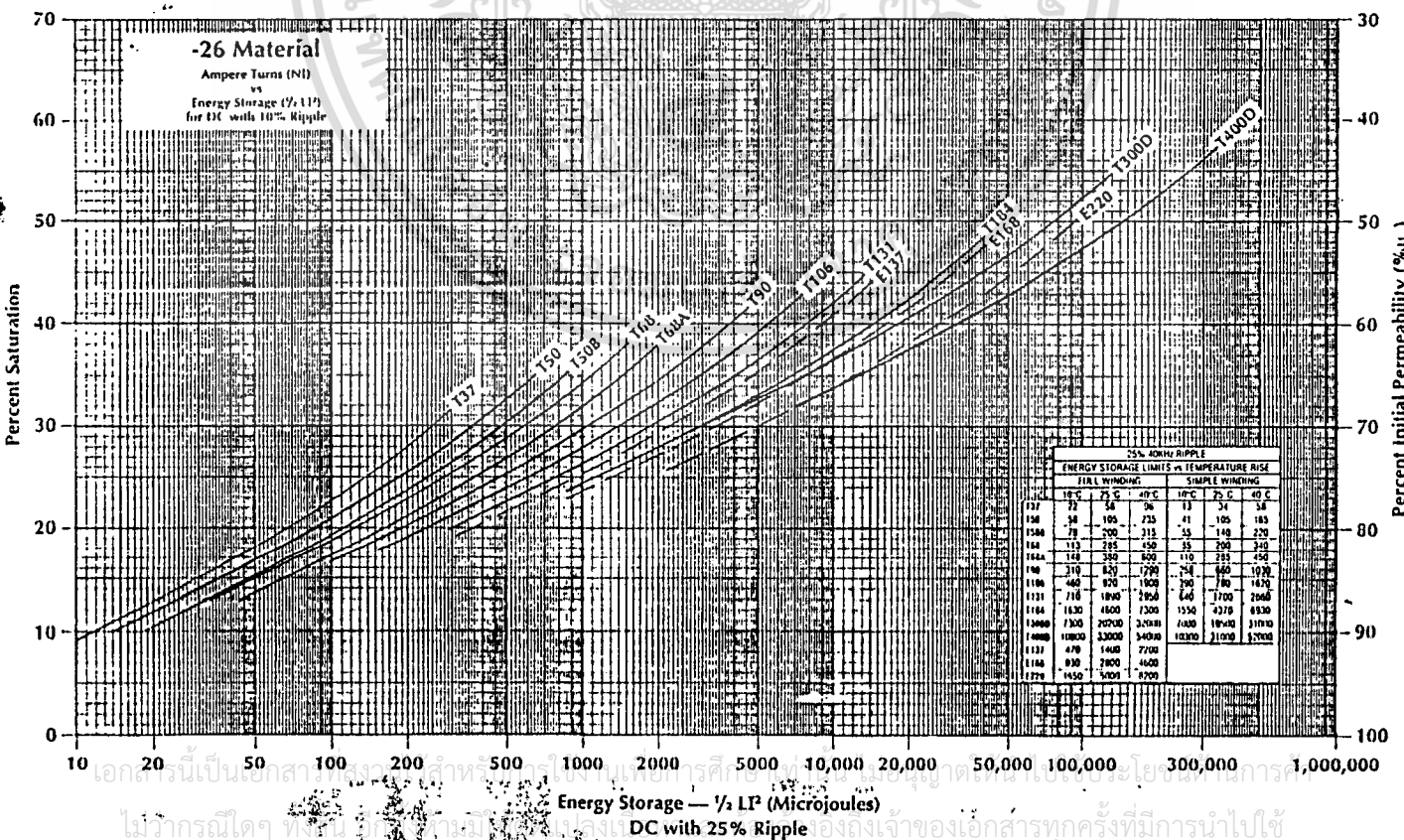
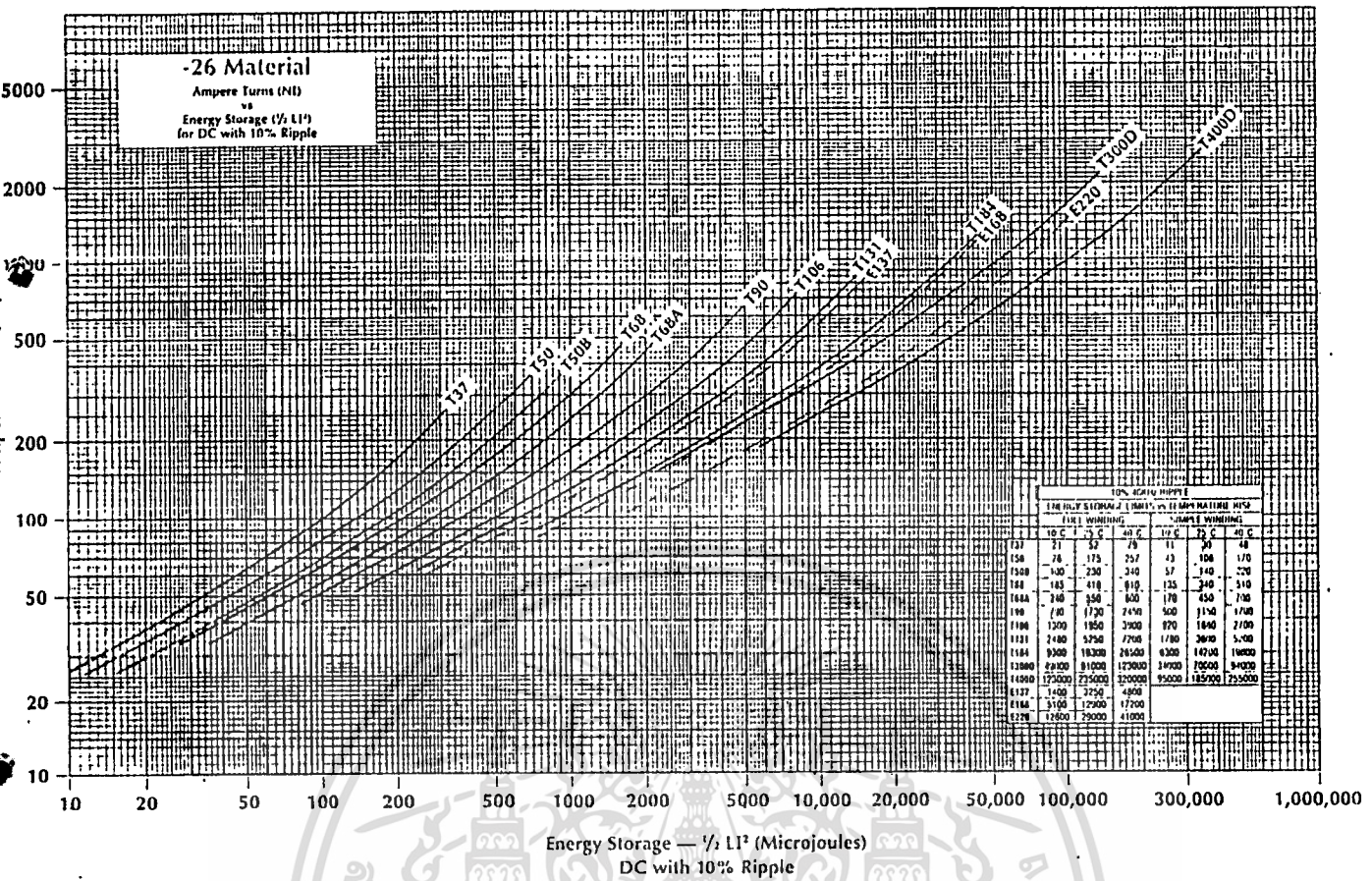


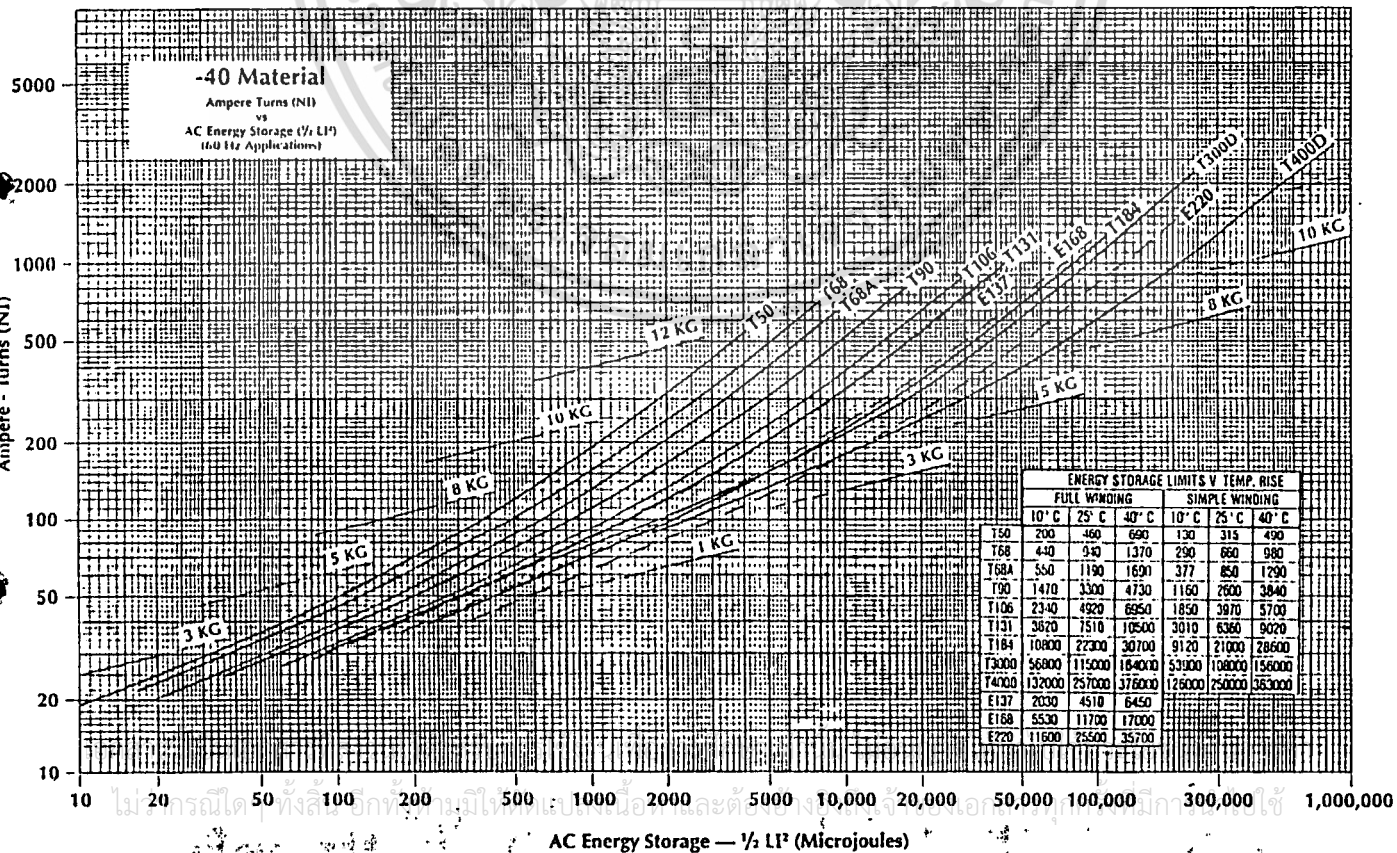
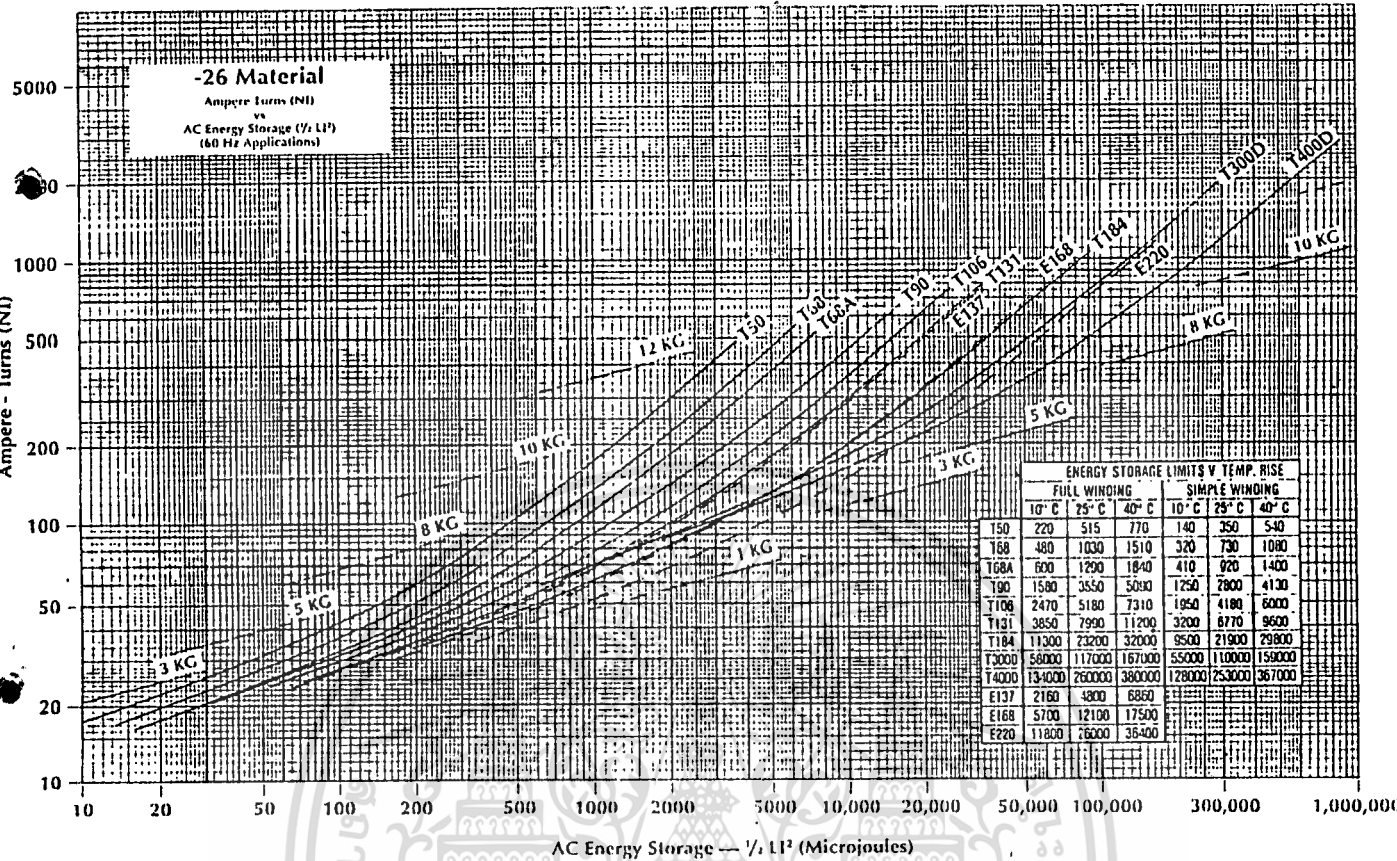
AC APPLICATIONS

Relative
Current vs Inductance
as a Function of
AC Flux Density



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





WINDING TABLE

SINGLE LAYER WINDING TABLE																			TOTAL POWER DISSIPATION (WATTS) VS. TEMP. RISE		
WIRE SIZE (AWG)	28	26	24	22	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10						
RESISTIVITY (mΩ/cm)	2.13	1.34	.842	.530	.330	.204	.210	.166	.132	.104	.0828	.0651	.0521	.0413	.0328						
MAXIMUM AMPS PER ALLOWABLE TEMP. RISE	10°C	.64	.90	1.29	1.83	2.62	3.12	3.72	4.45	5.33	6.35	7.60	9.03	10.8	12.9	15.4	25°C	40°C			
	25°C	1.07	1.52	2.17	3.09	4.41	5.26	6.27	7.50	8.97	10.7	12.8	15.2	18.2	21.7	26.0					
	40°C	1.38	1.97	2.81	4.00	5.70	6.81	8.11	9.70	11.6	13.8	16.6	19.7	23.5	28.1	33.6					
PART No.	MLT cm/turn	SURFACE AREA (cm²)	NUMBER OF TURNS														10°C	25°C	40°C		
T16	.80	.80	9	6	4	2	1										.013	.038	.067		
T20	.96	1.16	11	8	5	3	2	1									.018	.055	.097		
T25	1.19	1.88	18	14	10	7	5	4	3	2	1						.030	.089	.157		
T26	1.74	2.67	15	11	8	5	3	2	1								.042	.127	.223		
T30	1.44	2.79	25	20	15	11	7	6	5	4	3	2	1	1			.044	.133	.233		
T37	1.59	3.77	37	29	22	17	12	11	9	7	6	5	4	3	2	1	1	.060	.180	.316	
T38	1.92	4.43	31	24	18	13	10	8	7	5	4	3	2	2	1			.071	.211	.371	
T44	1.04	5.23	43	34	26	20	15	13	11	9	7	6	5	4	3	2	1	.083	.249	.437	
T50	2.01	6.86	59	47	37	28	22	19	16	14	12	10	8	7	6	4	3	.109	.326	.574	
T50B	2.32	7.83	59	47	37	28	22	19	16	14	12	10	8	7	6	4	3	.125	.373	.659	
T50D	2.95	9.87	59	47	37	28	22	19	16	14	12	10	8	7	6	4	3	.157	.470	.826	
T51C	2.58	7.56	36	28	22	16	12	10	9	7	6	5	4	3	2	1		.120	.360	.633	
T60	2.48	9.84	67	53	41	32	25	21	19	16	14	12	10	8	7	6	4	.156	.468	.824	
T60D	3.68	14.3	67	53	41	32	25	21	19	16	14	12	10	8	7	6	4	.228	.681	1.20	
T68	2.47	11.2	74	59	46	36	28	24	21	18	16	14	12	10	8	7	5	.178	.533	.936	
T68A	2.77	12.5	74	59	46	36	28	24	21	18	16	14	12	10	8	7	5	.198	.594	1.04	
T68D	3.41	15.2	74	59	46	36	28	24	21	18	16	14	12	10	8	7	5	.241	.722	1.27	
T72	3.15	13.3	54	43	33	26	19	17	14	12	11	9	7	6	5	4	3	.212	.634	1.11	
T80	2.80	15.5	103	82	64	51	39	35	30	27	23	20	17	15	13	11	9	.246	.736	1.30	
T80B	3.44	18.7	103	82	64	51	39	35	30	27	23	20	17	15	13	11	9	.298	.892	1.57	
T80D	4.07	22.0	103	82	64	51	39	35	30	27	23	20	17	15	13	11	9	.350	1.05	1.84	
T90	3.64	22.4	115	92	72	57	44	39	34	30	26	23	20	17	15	13	11	.356	1.07	1.88	
T94	3.44	22.0	117	94	74	58	45	40	35	31	27	24	21	18	15	13	11	.350	1.05	1.85	
T106	4.49	31.0	118	95	74	59	46	40	36	31	27	24	21	18	15	13	11	.492	1.47	2.59	
T106A	3.86	26.8	118	95	74	59	46	40	36	31	27	24	21	18	15	13	11	.427	1.28	2.25	
T106B	5.19	35.5	118	95	74	59	46	40	36	31	27	24	21	18	15	13	11	.565	1.69	2.97	
T124	3.95	33.3	150	120	95	75	59	52	46	40	36	31	27	24	21	18	15	.529	1.58	2.79	
T130	4.75	42.2	165	133	105	83	65	58	51	45	40	35	31	27	23	20	17	.671	2.01	3.53	
T130A	3.67	33.2	165	133	105	83	65	58	51	45	40	35	31	27	23	20	17	.529	1.58	2.78	
T131	5.11	42.1	134	107	85	67	52	46	41	36	32	28	24	21	18	16	13	.669	2.00	3.52	
T132	4.95	42.2	147	118	93	74	58	51	45	40	35	31	27	23	20	18	15	.671	2.01	3.53	
T141	4.75	46.8	188	151	119	95	75	66	59	52	46	40	35	31	27	24	20	.744	2.23	3.92	
T150	5.28	53.2	180	145	114	91	71	63	56	49	44	38	34	29	26	22	19	.846	2.53	4.45	
T157	5.89	63.2	204	164	129	103	81	72	64	56	50	44	39	34	30	26	23	1.01	3.01	5.29	
T175	6.58	79.1	230	186	147	117	92	82	73	64	57	50	44	39	34	30	26	1.26	3.76	6.16	
T184	7.54	89.2	202	163	129	102	81	72	63	56	50	44	38	34	29	26	22	1.42	4.25	7.47	
T200	6.50	90.9	270	217	172	137	108	96	86	76	67	60	53	46	41	36	31	1.45	4.33	7.61	
T200B	8.78	120	270	217	172	137	108	96	86	76	67	60	53	46	41	36	31	1.91	5.74	10.1	
T201	8.90	111	202	163	129	102	81	72	63	56	50	44	38	34	29	26	22	1.76	5.28	9.28	
T225	6.93	109	305	245	195	155	123	109	97	86	76	68	60	53	46	41	36	1.74	5.21	9.16	
T225B	9.21	143	305	245	195	155	123	109	97	86	76	68	60	53	46	41	36	2.27	6.79	11.9	
T250	10.4	166	270	217	172	137	108	96	86	76	67	60	53	46	41	36	31	2.63	7.88	13.9	
T300	7.95	173	422	341	271	216	171	153	136	121	108	96	85	75	66	58	52	2.75	8.23	14.5	
T300D	10.5	223	422	341	271	216	171	153	136	121	108	96	85	75	66	58	52	3.55	10.6	18.7	
T400	11.1	301	494	399	317	254	201	179	160	142	126	113	100	88	78	69	61	4.79	14.3	25.2	
T400D	14.4	384	494	399	317	254	201	179	160	142	126	113	100	88	78	69	61	6.10	18.2	32.1	
T520	13.7	496	680	550	437	350	278	248	221	197	176	156	139	123	109	97	86	7.88	23.6	41.5	
T520D	17.7	629	680	550	437	350	278	248	221	197	176	156	139	123	109	97	86	10.0	30.0	52.7	

TYPE	USE	MATERIAL	POLARITY	MAXIMUM RATINGS					ELECTRICAL CHARACTERISTICS														OUTLINE TO.	NOTE
				Pc 25°C (mW)	Tj (°C)	Vce (V)	Vce (V)	Ic (mA)	Iap (μA)	Vce(V)	min.	max.	Ic(mA)	hfe	hfe (Ω)	hfe (x10)	hfe (μS)	fT at Ic=Iap (MHz)	NF (dB)	Cob (pF)	Cin (pF)			
BC168	AF	S	N	300	150		20	100			170	500	2					250	2	4.5		92		
BC169	AF	S	N	300	150	30	20	50			290	500	2					300	4	4.5		92		
BC177	AF	S	P	300	175	50	45	100			170	290	2					130	10	4.5		18		
BC178	AF	S	P	300	175	30	25	100			170	500	2					130	10	4.5		18		
BC179	AF	S	P	300	175	25	20	50			170	500	2					130	4	4.5		18		
BC182	AF	S	N	300	150	60	50	200	15 n	50	170	290	2					150	2	2.5		92	*	
BC201	AF	S	P	250	150	5	5	75	2 n	2	75	290	0.2					200	2.5	5.4		U32PI		
BC202	AF	S	P	250	150	30	20	75	2 n	15	75	175	0.2					200	2.5	3.5		U32PI		
BC203	AF	S	P	250	150	45	30	75	2 n	25	75	175	0.2					200	2.5	3.5		U32PI		
BC212	AF	S	P	300	150	60	50	200	15 n	30	170	290	2					200	2	4		92	*	
BC237	AF	S	N	300	150	50	45	100			170	290	2					250	2	4.5		92		
BC238	AF	S	N	300	150	30	20	100			170	500	2					250	2	4.5		92		
BC239	AF	S	N	300	150	30	20	50			170	500	2					300	4	4.5		92		
BC257	AF	S	P	300	150	50	45	100			170	290	2					130	10	6		92		
BC258	AF	S	P	300	150	30	25	100			170	500	2					130	10	6		92		
BC259	AF	S	P	300	150	25	20	50			170	500	2					130	4	6		92		
BC307	AF	S	P	300	150		45	100			170	290	2					130	10	6		92		
BC308	AF	S	P	300	150		25	100			170	290	2					130	10	6		92		
BC309	AF	S	P	300	150		20	50			290	500	2					130	4	6		92		
BC327	AF	S	P	1.4 W	150		45	800			160	400	100					100		12		NOT 30	*	
BC328	AF	S	P	1.4 W	150		25	800			160	400	100					100		12		NOT 30	*	
BC337	AF	S	N	1.4 W	150		45	800			100	400	100					100		12		NOT 30	*	
BC338	AF	S	N	1.4 W	150		25	800			100	400	100					100		12		NOT 30	*	
BC413	AF	S	N	300	150	45	30	100	15 n	30	290	500	2					250	2.5	2.5		92	*	
BC414	AF	S	N	300	150	50	45	100	15 n	30	290	500	2					250	2.5	2.5		92	*	
BC415	AF	S	P	300	150	45	35	100	15 n	30	170	500	2					200	2	4.5		92	• to simulate	
BC416	AF	S	P	300	150	50	45	100	15 n	30	170	500	2					200	2	4.5		92	• to simulate	
BD109	SW	S	N	18.5 W	175	60	40	3 A	10 n	40	63	160	1 A					30		35		NOT 32		
BD130	P	S	N	100 W	200	100	60	15 A			20	70	4 A					1.1				3		
BD135	AF	S	N	12.5 W	150	45	45	1.5 A	100 n	30	63	160	500					50				NOT 32		
BD136	AF	S	P	12.5 W	150	45	45	1.5 A	100 n	30	63	160	500					75				NOT 32		
BD137	AF	S	N	12.5 W	150	60	60	1.5 A	100 n	30	63	100	500					50				NOT 32		
BD138	AF	S	P	12.5 W	150	60	60	1.5 A	100 n	30	63	100	500					75				NOT 32		
BD139	AF	S	N	12.5 W	150		80	1.5 A	100 n	30	63	100	500					50				NOT 32	*	
BD140	AF	S	P	12.5 W	150		80	1.5 A	100 n	30	63	100	500					75				NOT 32	*	
BD148	P	S	N	31 W	200	60	40	4 A			63	160	500					1				66	*	
BD149	AF	S	N	31 W	200	80	60	4 A			63	100	500					1				66	*	
BD233	P	S	N	25 W	150	45	45	2 A	100	45	40		150					3		60		NOT 32	*	
BD234	P	S	P	25 W	150	45	45	2 A	100	45	40		150					3		60		NOT 32	*	
BD235	P	S	N	25 W	150	60	60	2 A	100	60	40		150					3		60		NOT 32	*	
BD236	P	S	P	25 W	150	60	60	2 A	100	100	40		150					3		60		NOT 32	*	
BD237	P	S	N	25 W	150	100	80	2 A	100	100	40		150					3		60		NOT 32	*	
BD238	P	S	P	25 W	150	100	80		100	100	40		150					3		60		NOT 32	*	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPE	USE	MATERIAL	POLARITY	MAXIMUM RATINGS				ELECTRICAL CHARACTERISTICS											OUTLINE TO.	NOTE		
				Pc 25°C (mW)	Tj (°C)	Vas (V)	Vas (V)	Ic (mA)	Iao (μA)	Vas(V)	min.	max	Ic(mA)	hfe	hie (Ω)	hre (×10 ³)	hoe (μS)	fT MHz (MHz)			MF (dB)	Cob (pF)
BF111	HF	S	N	3 W	175		200	80			20		60				120		1.8	100	39	
BF167	HF	S	N	130	175	40	30	25									350	3	0.15		39	
BF173	HF	S	N	260	175	40	25	25									550		0.23		39	
BF177	HF	S	N	2.9W	175	100	100	40	200n	100	20		15				120			100	39	
BF178	HF	S	N	2.9W	175	160	185	50	200n	160	20		30				120			100	39	
BF179A	HF	S	N	2.9W	175	160	185	50	200n	160	20		20				120		1.3	100	39	
BF179B	HF	S	N	2.9W	175	220	220	50	200n	160	20		20				120		1.3	100	39	
BF179C	HF	S	N	2.9W	175	250	250	50	200n	160	20		20				120		1.3	100	39	
BF194	HF	S	N	220	125	30	20	30			115		1				260	1.5			25	
BF195	HF	S	N	220	125	30	20	30			67		1				200	3.5			25	
BF198	HF	S	N	500	150	40	30	25	100n	40	70		4				400	3	0.22		92	*
BF199	HF	S	N	500	150	40	25	25	100n	40	85		7				550		0.32		92	*
BE240	HF	S	N	250	150	40	40	25	100n	20							400	1.7			92	*
BF241	HF	S	N	250	150	40	40	25	100n	20							400	1.7			92	*
BF254	HF	S	N	220	120	30	20	30			115		1				260	1.5			92	
BF255	HF	S	N	220	120	30	20	30			67		1				200	3.5			92	
BF257	AF	S	N	5W	175	160	160	100	50n	100	25		30				90		4.2		39	
BF258	AF	S	N	5W	175	250	250	100	50n	200	25		30				90		4.2		39	
BF259	AF	S	N	5W	175	300	300	100	50n	250	25		30				90		4.2		39	*
BF310	HF	S	N	300	150	30	30	25	60n	20							580				NOT 30	*
BF314	HF	S	N	300	150	30	30	25	60n	20							580	2			NOT 30	*
BF324	HF	S	P	250	150	30	30	25	50n	30	50		4				440	3			NOT 30	*
BF450	HF	S	P	150	125	40	40	25	50n	30	60		1				375	2			NOT 30	*
BF451	HF	S	P	150	125	40	40	25	50n	30	30		1				325	2			NOT 30	*
BF457	AF	S	N	1.2W	150	160	160	100	50n	100	25		30				90				NOT 32	*
BF458	AF	S	N	1.2W	150	250	250	100	50n	200	25		30				90				NOT 32	*
BF459	AF	S	N	1.2W	150	300	300	100	50n	250	25		30				90				NOT 32	*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา **๘-3** ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AEG-TELEFUNKEN

TYPE	USE	MATERIAL	POLARITY	MAXIMUM RATINGS					ELECTRICAL CHARACTERISTICS														OUTLINE TO.	NOTE
				P_c 25°C (mW)	T_j (°C)	V_m (V)	V_{ce} (V)	I_c (mA)	I_{ao}		I_{fe}		I_{fe}	N_F (Q)	I_{fe} ($\times 10$)	h_{oe} (μD)	r_{fe} noise (mV)	N_F (dB)	C_{ob} (pF)	C_{in} (pF)				
BC238	AF	S	N	300	150	30	20	100	5	20	180	520	2	330	4.5	2	30	300	4	2.5		92		
BC239	AF	S	N	300	150	30	20	100	5	20	290	520	2	330	4.5	2	30	300	4	2.5		92		
BC307	AF	S	P	300	150	50	45	100	10	20	140	290	2	330	4.5	3	35	130	4	2.5		92		
BC308	AF	S	P	300	150	30	25	100	10	20	140	520	2	330	4.5	3	35	130	4	2.5		92		
BC309	AF	S	P	300	150	25	20	100	10	20	180	520	2	330	4.5	3	35	130	4	2.5		92		
BC327	AF	S	P	500	150		45	500			63	630	100					100		12		92		
BC328	AF	S	P	500	150		25	500			63	630	100					100		12		92		
BC337	AF	S	N	500	150		45	500			63	630	100					100		12		92		
BC338	AF	S	N	500	150		25	500			63	630	100					100		12		92		
BC413	AF	S	N	300	150	45	30	100	15n	30	180	800	2	600	8.7K	3	60	250	3	2.5		92	leumite	
BC414	AF	S	N	300	150	50	45	100	15n	30	180	800	2	600	8.7K	3	60	250	3	2.5		92		
BC415	AF	S	P	300	150	45	35	100	15n	30	120	800	2	330	8 K	3.5	70	200	2	4.5		92		
BD416	AF	S	P	300	150	50	45	100	15n	30	120	800	2	330	8 K	3.5	70	200	2	4.5		92		
BD127	P	S	N	17.5W	150	300	250	500	50n	150	30		50									126		
BD128	P	S	N	17.5W	150	350	300	500	50n	150	30		50									126		
BD129	P	S	N	17.5W	150	400	350	500	50n	150	30		50									126		
BD135	AF	S	N	1W	150	45	45	1A	100n	30	45	250	150	250				50				126		
BD136	AF	S	P	1W	150	45	45	1A	100n	30	40	250	150	250				50				126		
BD137	AF	S	N	1W	150	60	60	1A	100n	30	40	160	150	160				50				126		
BD138	AF	S	P	1W	150	60	60	1A	100n	30	40	180	150	160				50				126		
BD139	AF	S	N	1W	150	80	80	1A	100n	30	40	160	150	160				50				126		
BD140	AF	S	P	1W	150	80	80	1A	100n	30	40	180	150					50				126		
BD165	AF	S	N	20W	150	45	45	1.5A	100	45	40		150					3				126		
BD166	AF	S	P	20W	150	45	45	1.5A	100	45	40		150					3				126		
BD167	AF	S	N	20W	150	60	60	1.5A	100	60	40		150					3				165		
BD168	AF	S	P	20W	150	60	60	1.5A	100	60	40		150					3				165		
BD169	AF	S	N	20W	150	80	80	1.5A	100	80	40		150					3				165		
BD170	AF	S	P	20W	150	80	80	1.5A	100	80	40		150					3				165		
BD213-45	P	S	N	90W	150	45	45	1.5A	500	45	40		1.5A					3						
BD213-60	P	S	N	90W	150	60	60	1.5A	500	60	40		1.5A					3						
BD213-80	P	S	N	90W	150	80	80	1.5A	500	80	40		1.5A					3						
BD214-45	P	S	P	90W	150	45	45	1.5A	500	45	40		1.5A					3						
BD214-60	P	S	P	90W	150	60	60	1.5A	500	60	40		1.5A					3						
BD214-80	P	S	P	90W	150	80	80	1.5A	500	80	40		1.5A					3						
BD233	P	S	N	25W	150	45	45	2A	100	45	40		150					3				126		
BD234	P	S	P	25W	150	45	45	2A	100	45	40		150					3				126		
BD235	P	S	N	25W	150	60	60	2A	100	60	40		150					3				126		
BD236	P	S	P	25W	150	60	60	2A	100	60	40		150					3				126		
BD237	P	S	N	25W	150	80	80	2A	100	80	40		150					3				126		
BD238	P	S	P	25W	150	80	80	2A	100	80	40		150					3				126		
BD585	P	S	N	42W	150	45	45	4A	100	45	40		500					3				126		
BD586	P	S	P	42W	150	45	45	4A	100	45	40		500					3				126		
BD587	P	S	N	42W	150	60	60	4A	100	60	40		500					3				126		
BD588	P	S	P	42W	150	60	60	4A	100	60	40		500					3				126		
BD589	P	S	N	42W	150	80	80	4A	100	80	30		500					3				126		
BD590	P	S	P	42W	150	80	80	4A	100	80	30		500					3				126		
BD595	P	S	N	55W	150	45	45	8A	100	45	40		1A					3						
BD596	P	S	P	55W	150	45	45	8A	100	45	40		1A					3						
BD597	P	S	N	55W	150	60	60	8A	100	60	40		1A					3						
BD598	P	S	P	55W	150	60	60	8A	100	60	40		1A					3						
BD599	P	S	N	55W	150	80	80	8A	100	80	30		1A					3						
BD600	P	S	P	55W	150	80	80	8A	100	80	30		1A					3						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา G-5 อย่างอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPE	TOSHIBA	NEC	HITACHI	MITSUBISHI	MATSUSHITA	FUJITSU	SONY	SANYO	NOTE
BC238					2SC619				
BC239					2SC619				
BC307	2SA522A	2SA710	2SA548						
BC308	2SA522A	2SA710							
BC309	2SA402	2SA710							
BC327					2SA731				
BC328				2SA695	2SA730				
BC337	2SC495		2SC1214			2SC968			
BC338	2SC509		2SC1214			2SC967			
BC413		2SC1330		2SC1313					
BC414		2SC1330		2SC1313					
BC415	2SA561			2SA726	2SA550 A		2SA705		
B 416	2SA561			2SA726			2SA705		
BD127	2SC782					2SC825			
BD128			2SC833				2SC867		
BD129			2SC833				2SC867		
BD135				2SC816					
BC136		2SA715			2SA752		2SA706		
BD137	2SC513		2SC708	2SC816		2SC1052			
BD138		2SA715			2SA752		2SA762		
BD139	2SC512		2SC708A	2SC776		2SC1069	2SC1124		
BD140							2SA762		
BD165				2SC737					
BD166	2SA490		2SA670						
BD167				2SC737		2SC865			
BD168	2SA740	2SA616							
BD169	2SC779			2SC766					
BD170	2SA740	2SA616							
BD213-45	2SD114					2SD231			
BD213-60	2SD114		2SD341			2SD232	2SD339		
BD213-80	2SD113	2SD181	2SD341			2SD232	2SD339		
BD214-45			2SB332	2SB478					
BD214-60			2SB332	2SB478			2SB519		
BD214-80			2SB333	2SB479			2SB519		
BD233		2SC290			2SC646				
BD234	2SB434				2SB513			2SB216	
BD235		2SC290			2SC646				
BD236					2SB513			2SB215	
BD237			2SC679						
BD238									
BD585	2SC521A	2SC244							
BD586		2SB251A			2SB129				
BD587	2SC520	2SC244			2SC647				
BD588		2SB251A	2SB228		2SB129	2SB151			
BD589	2SC520	2SC245	2SC664		2SC647				
BD590		2SB253	2SB228		2SB129	2SB151			
BD595	2SD111		2SD124A						
BD596	2SB531								
BD597	2SD111		2SD124A						
BD598	2SB531								
BD599	2SD111			2SC889		2SC902			
BD600	2SB531								

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 6-6
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPE	USE	MATERIAL	POLARITY	MAXIMUM RATINGS								ELECTRICAL CHARACTERISTICS														OUTLINE TO-	NOTE																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																															
				Pc 25°C (mW)	Tj (°C)	Vce (V)	Vce(sat) (V)	Ic (mA)	Ic		hfe		hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe			hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe	hfe

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPE	TOSHIBA	NEC	HITACHI	MITSUBISHI	MATSUSHITA	FUJITSU	SONY	SANYO	NOTE
AC125		2SB 108							
AC126		2SB 108							
AC127							2SD 127		
AC128					2SB 481			2SB374	
AC132		2SB 108							
AC187		2SD 78	2SD 121H						
AC188		2SB 504							
AF124					2SA 100	2SA 273			
AF125					2SA 100	2SA 273			
AF126					2SA 100	2SA 273			
AF127					2SA 100	2SA 273			
AF139							2SA 456		
AF239							2SA 456		
AF239S							2SA 456		
AF267							2SA 456		
ASY26		2SA 759	2SA 673A	2SA 696					
ASY27		2SA 759	2SA 673A	2SA 696					
ASY28		2SC 1216		2SC 619					
ASY29		2SC 1216		2SC 619					
ASY73	2SC 735			2SC 1210		2SC 1246			
ASY74	2SC 735			2SC 1210		2SC 1246			
ASY75	2SC 735			2SC 1210		2SC 1246			
ASY76				2SB 458A					
ASY77				2SB 458A					
ASY80				2SB 458A					
ASZ15	2SB 531						2SB 518		
ASZ16	2SB 531						2SB 518		
ASZ17	2SB 531						2SB 518		
ASZ18	2SB 531						2SB 518		
ASZ21	2SA 538	2SA 406							
AFY16									
AFY40									
AFY12									
BC107	2SC 734			2SC 620		2SC 725	2SC 1364		
BC108	2SC 734			2SC 620		2SC 725	2SC 1364		
BC109	2SC 734			2SC 620		2SC 725	2SC 1364		
BC146	2SD 44		2SD 77		2SC 828				
BC147	2SC 734			2SC 620			2SC 1364		
BC148	2SC 734			2SC 620			2SC 1364		
BC149	2SC 734			2SC 620			2SC 1364		
BC157		2SA 718		2SA 696					
BC158		2SA 718		2SA 696					
BC159		2SA 718		2SA 696					
BC177		2SA 718		2SA 696					
BC178		2SA 718		2SA 696					
BC179		2SA 718		2SA 696					
BC200	2SA 495	2SA 542			2SA 564A	2SA 556	2SA 677	2SA 609	
BC237	2SC 734			2SC 620		2SC 725	2SC 1364		
BC238	2SC 734			2SC 620		2SC 725	2SC 1364		
BC239	2SC 734			2SC 620		2SC 725	2SC 1364		
BC307		2SA 718		2SA 696					
BC308		2SA 718		2SA 696					
BC309		2SA 718		2SA 696					
BC327	2SA 513	2SA 606	2SA 537		2SA 546				
BC328	2SA 513	2SA 606	2SA 537		2SA 546				

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPE	USE	MATERIAL	POLARITY	MAXIMUM RATINGS				ELECTRICAL CHARACTERISTICS														OUTLINE TO:	NOTE		
				Pc 25°C (mW)	Tj (°C)	Vas (V)	Vce (V)	Ic (mA)	Iamp				hfe				hfe (Ω)	hfe (×10)	hfe (μD)	fT at Ias (MHz)	NF (dB)			Cob (pF)	Cap (pF)
									(μA)	Vas(V)	min.	max.	Ic(mA)	Ias	Ias	Ias									
BC337	LF	S	N	625	150		45	1A	0.1	20	100	600	100					200				P-4			
BC338	LF	S	N		150		25	1A	0.1	20	100	600	100					200				P-4			
BC547	LF	S	N	30	150		45	200	5	20				125				300	10kHz 1.6			P-4			
BC548	LF	S	N	300	150		20	200	5	20				125				300	10kHz 1.6			P-4			
BC549	LF	S	N	300	150		20	200	5	20				240				300	10kHz 1.6			P-4			
BC557	LF	S	P	300	150		45	200	1 nA	20				75				150	10kHz 1.8			P-4			
BC558	LF	S	P	300	150		20	200	1 nA	20				75				150	10kHz 1.8			P-4			
BC559	LF	S	P	300	150		20	200	1 nA	20				125				150	10kHz 1.8			P-4			
BCW46	LF	S	N	200	150	80	60	200	10	80				125				300	10kHz 1.6			P-5			
BCW47	LF	S	N	200	150	50	45	200	10	50				125				300	10kHz 1.6			P-5			
BCW48	LF	S	N	200	150	30	20	200	10	30				125				300	10kHz 1.6			P-5			
BCW49	LF	S	N	200	150	30	20	200	10	30				240				300	10kHz 1.6			P-5			
BCW56	LF	S	P	200	150	80	60	200	10	80				125				150	10kHz 1.8			P-5			
BCW57	LF	S	P	200	150	50	45	200	10	50				125				150	10kHz 1.8			P-5			
BCW58	LF	S	P	200	150	30	20	200	10	30				125				150	10kHz 1.8			P-5			
BCW59	LF	S	P	200	150	30	20	200	10	30				125				150	10kHz 1.8			P-5			
BCY10	LF	S	P	415	150	32	32	250	20 nA	6	24		30	40				1.5	7			P-6			
BCY11	LF	S	P	415	150	60	60	250	20 nA	6	24		30	40				1.5	7			P-6			
BCY12	LF	S	P	415	150	32	32	250	20 nA	6	40		30	40				2	7			P-6			
BCY30	LF	S	P	250	150	64	50	100	1 nA	6	10	35	20	25				1.2				5			
BCY31	LF	S	P	250	150	64	50	100	1 nA	6	15	60	20	35				1.7				5			
BCY32	LF	S	P	250	150	64	50	100	1 nA	6	20	70	20	55				2.5				5			
BCY33	LF	S	P	250	150	32	25	100	1 nA	6	10	35	20	25				1.5				5			
BCY34	LF	S	P	250	150	32	25	100	1 nA	6	15	60	20	35				2.4				5			
BCY38	LF	S	P	410	150	32	24	500	1 nA	6	10	30	150					1.5				5			
BCY39	LF	S	P	410	150	64	60	500	1 nA	6	10	50	150					1.5				5			
BCY40	LF	S	P	410	150	32	24	500	1 nA	6	15	120	150					2.5				5			
BCY54	LF	S	P	410	150	50	50	500	1 nA	6	12	70	150					2				5			
BCY55																						DUAL			
BCY56	LF	S	N	300	175	45	45	100	0.1	20	100	450	2	250	3.5K	1.75	85	10kHz 1.5				18			
BCY57	LF	S	N	300	175	25	20	100	0.1	20	200	800	2	500	7.5	3.5	35	10kHz 1.5				18			
BCY58	LF	S	N	1 W	200	32		200			120	630	2					280	10kHz 2			18			
BCY59	LF	S	N	1 W	200	45		200			120	630	2					280	10kHz 2			18			
BCY70	LF	S	P	350	200	50	40	200	10 nA	40	50		10					250	10kHz 2			18			
BCY71	LF	S	P	350	200	45	45	200	50 nA	40	100		10	100	2 K	20	10	200	10kHz 2			18			
BCY72	LF	S	P	350	200	25	25	200	50 nA	20	50		10					200	10kHz 2			18			
BCY87																						DUAL			
BCY88																						DUAL			
BCY89																						DUAL			
BCZ10	LF	S	P	250	150	25	25	50	1 nA	10				20								P-6			
BCZ11	LF	S	P	250	150	25	25	50	1 nA	10				35								P-6			
BCZ12	LF	S	P	250	150	60	60	50	10 nA	10				15								P-6			
BD115	P	S	N	6 W		245	180	200	550	200	60		50					145				39			
BD131	P	S	N	11W	125	70	45	3 A	5	50	20		2 A					60				126			
BD132	P	S	P	11W	125	45	45	3 A	5	40	20		2 A					60				126			
BD133	P	S	N	11W	125	90	60	3 A	5	60	20		2 A					60				126			
BD135	P	S	N	8W	150	45	45	1 A	0.1		40	250	150					250				126			
BD136	P	S	P	8W	150	45	45	1 A	0.1	30	40	250	150					75				126			
BD137	P	S	N	8W	150	60	60	1 A	0.1	30	40	160	150					250				126			
BD138	P	S	P	8W	150	60	60	1 A	0.1	30	40	160	150					75				126			
BD139	P	S	N	8W	150	100	80	1 A	0.1	30	40	160	150					250				126			
BD140	P	S	P	8W	150	100	80	1 A	0.1	30	40	160	150					75				126			
BD181	P	S	N	117W	200	45	55	10A	2	45	20	70	3 A									3			
BD182	P	S	N	117W	200	60	70	15A	5	60	20	70	4 A									3			
BD183	P	S	N	117W	200	80	85	15A	5	80	20	70	3 A												

TYPE	TOSHIBA	NEC	HITACHI	mitsubishi	MATSUSHITA	FUJITSU	SONY	SANYO	NOTE
BC337	2SC 495				2SC 1407				
BC338	2SC 495				2SC 1407				
BC547	2SC 734			2SC 620		2SC 725	2SC 1364		
BC548	2SC 734			2SC 620		2SC 725	2SC 1364		
BC549	2SC 734			2SC 620		2SC 725	2SC 1364		
BC557	2SA 561	2SA 718				2SA 553			
BC558	2SA 561	2SA 718				2SA 553			
BC559	2SA 561	2SA 718				2SA 553			
BCW46	2SC 108A				2SC 563A	2SC 230			
BCW47	2SC 495	2SC 815		2SC 773	2SC 456			2SC 423	
BCW48	2SC 356	2SC 1216		2SC 619		2SC 1372			
BCW49	2SC 356	2SC 1216		2SC 619		2SC 1372			
BCW56		2SA 539				2SA 555		2SA 532	
BCW57		2SA 539		2SA 696		2SA 555		2SA 532	
BCW58		2SA 539		2SA 696		2SA 555		2SA 532	
BCW59		2SA 539		2SA 696		2SA 555		2SA 532	
BCY10	2SB 461								
BCY11		2SB 108A							
BCY12	2SB 461								
BCY30				2SB 455					
BCY31				2SB 455					
BCY32				2SB 455					
BCY33				2SB 455					
BCY34				2SB 455					
BCY38		2SB 105							
BCY39		2SB 108A							
BCY40		2SB 105				2SB 17A			
BCY54		2SB 108A							
BCY55									
BCY56	2SC 1380		2SC 1345	2SC 1313					
BCY57						2SC 1264			
BCY58	2SC 486		2SC 708			2SC 971			
BCY59	2SC 486		2SC 708			2SC 971			
BCY70	2SA 561	2SA 718							
BCY71	2SA 561	2SA 718							
BCY72	2SA 561	2SA 718							
BCY87									
BCY88									
BCY89									
BCZ10					2SB 278				
11					2SB 278				
12					2SB 281				
BD115			2SC 1059						
BD131	2SC 1237	2SC 1306							
BD132				2SB 529				2SB 511	
BD133	2SC 1237	2SC 799							
BD135				2SC 1155					
BD136		2SB 243			2SB 493			2SB 474	
BD137				2SC 1155					
BD138		2SB 245				2SB 456			
BD139				2SC 1157					
BD140						2SB 456			
BD181	2SD 111	2SD 151				2SD 172			
BD182	2SD 111	2SD 151	2SD 341			2SD 250	2SD 340		
BD183	2SD 111	2SD 151	2SD 341			2SD 250	2SD 340		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPE	USE	MATERIAL	POLARITY	MAXIMUM RATINGS					ELECTRICAL CHARACTERISTICS														OUTLINE TO	NOTE	
				Pc 25°C (mW)	Tj (°C)	V _{ao} (V)	V _{bo} (V)	I _c (mA)	I _{ao} (μA)	V _{ce} (V)	I _{ce} (mA)	h _{FE}	I _{co} (μA)	h _{FE}	I _{ce} (mA)	h _{FE}	I _{ce} (mA)	f _T (MHz)	f _T (MHz)	h _{FE}	C _{ob} (pF)	C _{ob} (pF)			
BD201	P	S	N	60W	150	60	45	8A	1	40	30	3A							3					P-7	
BD202	P	S	P	60W	150	60	45	8A	1	40	30	3A							3					P-7	
BD203	P	S	N	60W	150	60	60	8A	1	40	30	2A							3					P-7	
BD204	P	S	P	60W	150	60	60	8A	1	40	30	2A							3					P-7	
BD226	P	S	N	12.5W	150	45	45	1.5A	0.1	30	25	1A							125					126	
BD227	P	S	P	12.5W	150	45	45	1.5A	0.1	30	25	1A							50					126	
BD228	P	S	N	12.5W	150	60	60	1.5A	0.1	30	25	1A							125					126	
BD229	P	S	P	12.5W	150	60	60	1.5A	0.1	30	25	1A							50					126	
BD230	P	S	N	12.5W	150	100	80	1.5A	0.1	30	25	1A							125					126	
BD231	P	S	P	12.5W	150	100	80	1.5A	0.1	30	25	1A							50					126	
BD232	P	S	N	7W	125		300	250			20	150							20					126	
BD233	P	S	N	25W	150	45	45	2A	0.1	45	20	1A							3					126	
BD234	P	S	P	25W	150	45	45	2A	0.1	45	20	1A							3					126	
BD235	P	S	N	25W	150	60	60	2A	0.1	60	20	1A							3					126	
BD236	P	S	P	25W	150	60	60	2A	0.1	60	20	1A							3					126	
BD237	P	S	N	25W	150	100	80	2A	0.1	100	20	1A							3					126	
BD238	P	S	P	25W	150	100	80	2A	0.1	100	20	1A							3					126	
BD433	P	S	N	36W	150	22	22	4A	0.1	22	50	2A							3					126	
BD434	P	S	P	36W	150	22	22	4A	0.1	22	50	2A							3					126	
BD435	P	S	N	36W	150	32	32	4A	0.1	32	50	2A							3					126	
BD436	P	S	P	36W	150	32	32	4A	0.1	32	50	2A							3					126	
BD437	P	S	N	36W	150	45	45	4A	0.1	45	40	2A							3					126	
BD438	P	S	P	36W	150	45	45	4A	0.1	45	40	2A							3					126	
BDY20	P	S	N	115W	200	100	60	15A	3	100	20	70	4A						1					3	
BDY38	P	S	N	115W	200	50	40	6A	3	50	30	2A							1					3	
BDY60	P	S	N	15W	175	120	60	5A	10	100	45	500							100					3	
BDY61	P	S	N	15W	175	100	60	5A	10	80	45	500							100					3	
BDY90	P	S	N	40W		120	100	10A			30	120	5A						70					3	
BDY91	P	S	N	40W		100	80	10A			30	120	5A						70					3	
BDY92	P	S	N	40W		80	60	10A			30	120	5A						70					3	
BDY93	P	S	N	30W		750	350	3A			15	60	1A						8					3	
BDY94	P	S	N	30W		750	300	3A			25	80	1A						8					3	
BDY95	P	S	N	30W		600	250	3A			25	80	1A						8					3	
BDY96	P	S	N	40W		750	350	10A			15	60	2A						10					3	
BDY97	P	S	N	40W		750	300	10A			25	80	2A						10					3	
BDY98	P	S	N	40W		600	250	10A			25	80	2A						10					3	
BF115	HF	S	N	145	175	50	30	30			45	165	1						230	100 MHz 4				72	
BF167	HF	S	N	130	175	40	30	25											350	35 MHz 3				72	
BF173	HF	S	N	260	175	40	25	25											550					72	
BF177	HF	S	N	600	200	100	60	50			20		15						120					39	
BF178	HF	S	N	600	200	185	115	50			20		30						120					39	
BF179	HF	S	N	600	200	250	115	50			20		20						120			2.5		39	
BF180	HF	S	N	150	175	30	20	20											675	200 MHz 2.5				72	
BF181	HF	S	N	150	175	30	20	20											600	900 MHz 2.5				72	
BF182	HF	S	N	150	175	25	20	15											650	800 MHz 2.5				72	
BF183	HF	S	N	150	175	25	20	15											800					72	
BF184	HF	S	N	145	175	30	20	30			115		1						300					72	
BF185	HF	S	N	145	175	30	20	30			67		1						220	100 MHz 2.1				72	
BF194	HF	S	N	250	125	30	20	30			115		1						260	1 MHz 2				P-2	
BF195	HF	S	N	250	125	30	20	30			67		1						200	100 MHz 2				P-2	
BF196	HF	S	N	250	125	40	30	25											400	25 MHz 3				P-2	
BF197	HF	S	N	250	125	40	25	25											550					P-2	
BF198	HF	S	N	500	150	40	30	25											400	25 MHz 3				P-4	
BF199	HF	S	N	500	150	40	25	25											550					P-4	
BF200	HF	S	P	150	175	30	20	20											650	200 MHz 2.7				72	

TYPE	TOSHIBA	NEC	HITACHI	MITSUBISHI	MATSUSHITA	FUJITSU	SONY	SANYO	NOTE
BD201	2SC 1080	2SD 217					2SD 338		
BD202	2SB 531						2SB 518		
BD203		2SD 217					2SD 338		
BD204	2SB 53						2SB 518		
BD226		2SC 1425							
BD227					2SB 126	2SB 445			
BD228	2SC 790		2SC 1061		2SC 1398				
BD229						2SB 446			
BD230					2SC 697		2SC 756-2		
BD231		2SB 241A							
BD232				2SC 1088					
BD233		2SD 288			2SD 317		2SD 291	2SD 330	
BD234		2SB 250A	2SB 471			2SB 151		2SB 216	
BD235	2SC 793	2SD 335			2SD 317		2SD 291	2SD 314	
BD236		2SB 250A	2SB 471			2SB 151		2SB 215	
BD237	2SC 793	2SD 335							
BD238		2SB 253A			2SB 128A	2SB 151		2SB 215	
BD433	2SC 789				2SD 226A			2SD 315	
BD434		2SB 248			2SB 128A	2SB 151	2SB 518	2SB 509	
BD435					2SD 226A			2SD 315	
BD436		2SB 248			2SB 128A	2SB 151	2SB 518	2SB 509	
BD437					2SD 226A			2SD 315	
BD438		2SB 248A			2SB 128A	2SB 151	2SB 518	2SB 509	
BDY20							2SD 340		
BDY38	2SD 111					2SD 172			
BDY60	2SC 793		2SC 665		2SC 901				
BDY61			2SC 664						
BDY90	2SC 558			2SC 769					
BDY91	2SC 558			2SC 769					
BDY92	2SC 558			2SC 769					
BDY93	2SC 1172	2SC 1358	2SC 1413	2SC 1309					
BDY94	2SC 1172	2SC 1358	2SC 1413	2SC 1309					
BDY95	2SC 1172	2SC 1358	2SC 1413	2SC 1309					
BDY96	2SC 1434								
BDY97	2SC 1434								
BDY98	2SC 1434								
BF115	2SC 372	2SC 1428	2SC 461						
BF167	2SC 372	2SC 1428	2SC 461						
BF173		2SC 1319				2SC 722			
BF177	2SC 995		2SC 154C				2SC 1127		
BF178	2SC 995		2SC 154C				2SC 1127		
BF179		2SC 1103				2SC 627			
BF180		2SC 1158							
BF181		2SC 1158							
BF182		2SC 1158							
BF183		2SC 1158							
BF184	2SC 392	2SC 253	2SC 717			2SC 1067			
BF185	2SC 392	2SC 253	2SC 717			2SC 1067			
BF194		2SC 1320				2SC 722			
BF195		2SC 1320				2SC 722			
BF196		2SC 1320				2SC 722			
BF197		2SC 1320				2SC 722			
BF198			2SC 151H				2SC 352		
BF199			2SC 151H				2SC 352		
BF200		2SC 1158							

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Bipolar Pro Electron Series—In Numerical Order by Part Number

Type No.	V _{CES} * V _{CB0} (V) Min	V _{CEO} (V) Min	V _{EBQ} (V) Min	I _{CES} * I _{CB0} (nA) Max @	V _{CB} (V)	HFE h _{fe} 1 kHz* Min Max @	I _C (mA)	V _{CE} (V)	V _{CE(SAT)} (V) Max &	V _{BE(SAT)} V _{BE(ON)*} (V) Min Max @	I _C (mA)	C _{ob} (pF) Max	f _T (MHz) Min	t _{off} (ns) Max	NF (dB) Max	Pkg Type
BC327	50*	45	5	100*	45	40 100	300 100	1 1	0.7	1.2*	500 300					TO-92
BC327A	60*	60	5	100*	45	40 100	300 100	1 1	0.7	1.2*	300 500					TO-92
BC327-10	50*	45	5	100*	45	40 63	300 100	1 1	0.7	1.2*	500 300					TO-92
BC327-16	50*	45	5	100*	45	40 100	300 100	1 1	0.7	1.2*	500 300					TO-92
BC327-25	50*	45	5	100*	45	40 160	300 100	1 1	0.7	1.2*	500 300					TO-92
BC328	30*	25	5	100*	25	40 100	300 100	1 1	0.7	1.2	500 300					TO-92
BC328-10	30*	25	5	100*	25	40 63	300 100	1 1	0.7	1.2	500 300					TO-92
BC328-16	30*	25	5	100*	25	40 100	300 100	1 1	0.7	1.2	500 300					TO-92
BC328-25	30*	25	5	100*	25	40 160	300 100	1 1	0.7	1.2	500 300					TO-92
BC337	50*	45	5	100	20	100 40	600 100 500	1 1 1	0.7		500					TO-92
BC337A	60*	60	5	100	20	100 40	400 100 500	1 1 1	0.7		500					TO-92
BC337-16	50*	45	5	100	20	100 40	250 100 500	1 1 1	0.7		500					TO-92
BC337-25	50*	45	5	100	20	160 40	400 100 500	1 1 1	0.7		500					TO-92

Type No.	V _{CES} * V _{CB0} (V) Min	V _{CEO} (V) Min	V _{EBO} (V) Min	I _{CES} * I _{CB0} (nA) Max @	V _{CB} (V)	H _{FE} h _{fe} 1 kHz* Min Max @		I _C (mA) @	V _{CE} (V)	V _{CE(SAT)} (V) Max &	V _{BE(SAT)} V _{BE(ON)*} (V) Min Max @	I _C (mA)	C _{ob} (pF) Max	f _T (MHz) Min	t _{off} (ns) Max	NF (dB) Max	Pkg Type	
BC338	30*	20	5	100	20	100 40	600	100 500	1 1	0.7		500						TO-92
BC338-16	30*	20	5	100	20	100 40	250	100 500	1 1	0.7		500						TO-92
BC338-25	30*	20	5	100	20	100 40	250	100 500	1 1	0.7		500						TO-92
BC368	25*	20	5	10 μA	25	60 85 60	375	5 500 1A	10 1 1	0.5		1A						TO-92
BC369	25*	20	5	10 μA	25	50 85 60	375	5 500 1A	10 1 1	0.5		1A						TO-92
BC546	80	65	6	15	30	110	800	2	5	0.25 0.6		100				10		TO-92
BC546A	80	65	6	15	30	110		0.01 220	5 2	0.25 0.6		10 100				10		TO-92
BC546B	80	65	6	15	30	200		0.01 450	5 2	0.25 0.6		10 100				10		TO-92
BC547	50	45	6	10	20					0.25 0.6	0.77*	10 100 2	4.5			10		TO-92
						125	900*	2	5		0.55	0.70*						
BC547A	50	45	6	10	20					0.25 0.6	0.77*	10 100 2	4.5			10		TO-92
						125	260*	2	5		0.55	0.70*						
BC547B	50	45	6	10	20					0.25 0.6	0.77*	10 100 2	4.5			10		TO-92
						240	500*	2	5		0.55	0.70*						
BC547C	50	45	5	15	30					0.25 0.6	0.77*	10 100 2	4.5			10		TO-92
						420	900	2	5		0.55	0.70*						

Bipolar Pro Electron Series—In Numerical Order by Part Number (Continued)

Type No.	V _{CES} * V _{CBO} (V) Min	V _{CEO} (V) Min	V _{EBO} (V) Min	I _{CES} * I _{CBO} (nA) Max @	V _{CB} (V)	H _{FE} h _{FE} 1 kHz* Min Max @	I _C (mA)	V _{CE} (V)	V _{CE(SAT)} (V) Max &	V _{BE(SAT)} V _{BE(ON)*} (V) Min Max @	I _C (mA)	C _{ob} (pF) Max	f _T (MHz) Min	t _{off} (ns) Max	NF (dB) Max	Pkg Type
BC548	30	20	5	10	20	125 900*	2 5		0.25 0.6	0.77* 0.70*	10 100 2	4.5			10	TO-92
BC548A	30	20	5	10	20	125 260*	2 5		0.25 0.6	0.77* 0.70*	10 100 2	4.5			10	TO-92
BC548B	30	20	5	10	20	240 500*	2 5		0.25 0.6	0.77* 0.70*	10 100 2	4.5			10	TO-92
BC548C	30	20	5	10	20	450 900*	2 5		0.25 0.6	0.77* 0.70*	10 100 2	4.5			10	TO-92
BC549	30	20	5	10	20	240 900*	2 5		0.25 0.6	0.77* 0.70*	10 100 2	4.5			4	TO-92
BC549B	30	20	5	10	20	240 500*	2 5		0.25 0.6	0.77* 0.70*	10 100 2	4.5			4	TO-92
BC549C	30	20	5	10	20	450 900*	2 5		0.25 0.6	0.77* 0.70*	10 100 2	4.5			4	TO-92
BC550	50	45	5	10	45	240 900*	2 5		0.25 0.6	0.77* 0.70*	10 100 2				3	TO-92
BC550B	50	45	5	10	45	240 500*	2 5		0.25 0.6	0.77* 0.70*	10 100 2				3	TO-92
BC556	80	65	5	15	30	75 475	2 5		0.3 0.65		10 100				10	TO-92

Bipolar Pro Electron Series—In Numerical Order by Part Number (Continued)

Type No.	V _{CES} * V _{CB0} (V) Min	V _{CEO} (V) Min	V _{EBO} (V) Min	I _{CES} * I _{CB0} (nA) Max @	V _{CB} (V)	H _{FE} h _{fe} 1 kHz* Min	Max @	I _C (mA)	V _{CE} (V)	V _{CE(SAT)} (V) Max &	V _{BE(SAT)} V _{BE(ON)*} (V) Min	Max @	I _C (mA)	C _{ob} (pF) Max	f _T (MHz) Min	t _{off} (ns) Max	NF (dB) Max	Pkg Type
BC556A		80	65	5	15	30	125	250	2	5	0.3 0.65			10 100			10	TO-92
BC556B		80	65	5	15	30	220	475	2	5 0.65	0.3		100	10			10	TO-92
BC557	50	45	5	100	20	75	900*	2	5	0.3 0.65	0.82* 0.6		10 100 2				10	TO-92
BC557A	50	45	5	100	20	125	260*	2	5	0.3 0.65	0.82* 0.6		10 100 2				10	TO-92
BC557B	50	45	5	100	20	240	500*	2	5	0.3 0.65	0.82* 0.6		10 100 2				10	TO-92
BC558	30	25	5	100	20	75	500*	2	5	0.3 0.65	0.82* 0.6		10 100 2				10	TO-92
BC558A	30	25	5	100	20	125	260*	2	5	0.3 0.65	0.82* 0.6		10 100 2				10	TO-92
BC558B	30	25	5	100	20	240	500*	2	5	0.3 0.65	0.82* 0.6		10 100 2				10	TO-92
BC558C	30	25	5	100	20	450	900*	2	5	0.3 0.65	0.82* 0.6		10 100 2				10	TO-92
BC559	25	20	5	100	20	125	500*	2	5	0.3 0.65	0.82* 0.6		10 100 2				4	TO-92

Type No.	V _{CES} [*] V _{CB0} (V) Min	V _{CEO} (V) Min	V _{EBO} (V) Min	I _{CES} [*] I _{CB0} (nA) Max @	V _{CB} (V)	h _{FE} h _{fe} 1 kHz [*]		I _C (mA)	V _{CE} (V)	V _{CE(SAT)} (V) Max &	V _{BE(SAT)} V _{BE(ON)} [*] (V) Min Max @	I _C (mA)	C _{ob} (pF) Max	f _T (MHz) Min	t _{off} (ns) Max	NF (dB) Max	Pkg Type	
BC559B	25	20	5	100	20					0.3 0.65	0.82 [*] 0.75 [*]	10 100 2						TO-92
BC559C	25	20	5	100	20					0.3 0.65	0.82 [*] 0.75 [*]	10 100 2				4	TO-92	
																		450
BC560	50	45	5	100	45					0.3 0.65	0.82 [*] 0.75 [*]	10 100 2				3	TO-92	
																		125
BC560B	50	45	5	100	45					0.3 0.65	0.82 [*] 0.75 [*]	10 100 2				3	TO-92	
																		240
BC635	45 (94)	45	5						25 40 25	5 150 500	2 2 2	0.5	500					TO-92
BC636	45 (94)	45	5	100	30				25 40 25	5 150 500	2 2 2	0.5	500					TO-92
BC637	60 (94)	60	5						25 40 25	5 150 500	2 2 2	0.5	500					TO-92
BC638	60 (94)	60	5	100	30				25 40 25	5 150 500	2 2 2	0.5	500					TO-92
BC639	100 (94)	80	5						25 40 25	5 150 500	2 2 2	0.5	500					TO-92
BC640	100 (94)	80	5	100	30				25 40 25	5 150 500	2 2 2	0.5	500					TO-92
BC807	50 [*]	45	5	100	20				100 40	600 500	1 1	0.7	500					TO-92

Bipolar Pro Electron Series—In Numerical Order by Part Number (Continued)

Type No.	V _{CES} * V _{CB0} (V) Min	V _{CEO} (V) Min	V _{EBO} (V) Min	I _{CES} * I _{CB0} (nA) Max @	V _{CB} (V)	H _{FE} h _{fe} 1 kHz* Min	Max @	I _C (mA)	V _{CE} (V)	V _{CE(SAT)} (V) Max &	V _{BE(SAT)} V _{BE(ON)*} (V) Min	Max @	I _C (mA)	C _{ob} (pF) Max	f _T (MHz) Min	t _{off} (ns) Max	NF (dB) Max	Pkg Type
BC807-16	50*	45	5	100	20	100 40	250	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC807-25	50*	45	5	100	20	160 40	400	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC807-40	50*	45	5	100	20	250 40	600	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC808	30*	25	5	100	20	100 40	600	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC808-16	30*	25	5	100	20	100 40	250	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC808-25	30*	25	5	100	20	160 40	400	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC808-40	30*	25	5	100	20	250 40	600	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC817	30*	25	5	100	20	100 40	600	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC817-16	30*	25	5	100	20	100 40	250	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC817-25	30*	25	5	100	20	160 40	400	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC817-40	30*	25	5	100	20	250 40	600	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC818	30*	25	5	100	20	100 40	600	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC818-16	30*	25	5	100	20	100 40	250	100 500	1 1	0.7			500					TO-236
BC818-25	30*	25	5	100	20	160 40	400	100 500	1 1	0.7			500					TO-236

Bipolar Pro Electron Series—In Numerical Order by Part Number (Continued)

Type No.	V_{CES}^* V_{CBO} (V) Min	V_{CEO} (V) Min	V_{EBO} (V) Min	I_{CES}^* I_{CBO} (nA) Max @	V_{CB} (V)	H_{FE} h_{fe} 1 kHz* Min Max @	I_C (mA)	V_{CE} (V)	$V_{CE(SAT)}$ (V) Max &	$V_{BE(SAT)}$ $V_{BE(ON)}^*$ (V) Min Max @	I_C (mA)	C_{ob} (pF) Max	f_T (MHz) Min	t_{off} (ns) Max	NF (dB) Max	Pkg Type
BSS79-B	60	40	5	10	50	40 120	150	10	0.4 1.6		150 500	6	200			TO-236
BSS79-C	60	40	5	100	50	100 300	150	10	0.4 1.6		150 500	6	200			TO-236
BSS80-B	60	40	5	10	50	40 120	150	10	0.4 1.6		150 500	8	200			TO-236
BSS80-C	60	40	5	100	50	100 300	150	10	0.4 1.6		150 500	8	200			TO-236
BSV52	20	12	5	100	10	25 40 120 25	1 10 10 50	1 1 1	0.3 0.25 0.4	0.7 0.85 1.2	10 10 50		400	18		TO-236
BSX39		14		100	12	25 40 200 25	1 10 10 50	1 1 1	0.25 0.4	0.7 0.85 1.2	10 10 5			18		TO-236

TEST CONDITIONS:

Note 1: $I_C = 200 \mu A$, $V_{CE} = 5V$, $f = 1 \text{ kHz}$.

Note 2: $I_C = 100 \text{ mA}$, $V_{CC} = 20V$, $I_B^1 = I_B^2 = 5 \text{ mA}$.

Note 3: $I_C = 200 \mu A$, $V_{CE} = 2V$, $f = 1 \text{ kHz}$.

Note 4: $I_C = 100 \text{ mA}$, $V_{CC} = 10V$, $I_B^1 = I_B^2 = 10 \text{ mA}$.

Note 5: $I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CC} = 3V$, $I_B^1 = I_B^2 = 1 \text{ mA}$.

Note 6: $I_C = 100 \mu A$, $V_{CE} = 5V$, $f = 1 \text{ kHz}$.

Note 7: $I_C = 1 \text{ mA}$, $V_{CE} = 10V$, $f = 200 \text{ MHz}$.

Note 8: $I_C = 1 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5V$, $f = 1 \text{ kHz}$.

Note 9: $I_C = 150 \text{ mA}$, $V_{CC} = 6V$, $I_B^1 = I_B^2 = 15 \text{ mA}$.

Note 10: $I_C = 10 \mu A$, $V_{CE} = 5V$, $f = \text{WB}$.

Note 11: $I_C/I_B = 20$.

Note 12: $I_C = 200 \mu A$, $V_{CE} = 5V$, $f = 30 \text{ Hz to } 15 \text{ kHz}$.

Note 13: $I_C/I_B = 40$.

Note 14: $I_C/I_B = 1000$.

Note 15: $I_C/I_B = 33$.

Note 16: $I_C = 250 \mu A$, $V_{CE} = 5V$, $f = 10 \text{ Hz to } 15.7 \text{ kHz}$.

Note 17: $I_C = 15 \text{ mA}$, $I_B^1 = I_B^2 = 1 \text{ mA}$.

Note 18: $I_C/I_B = 3.3$.

Note 19: $I_{CE} = 200 \mu A$, $V_{CE} = 5V$, $f = 200 \text{ Hz}$.

Molded Packages (Continued)

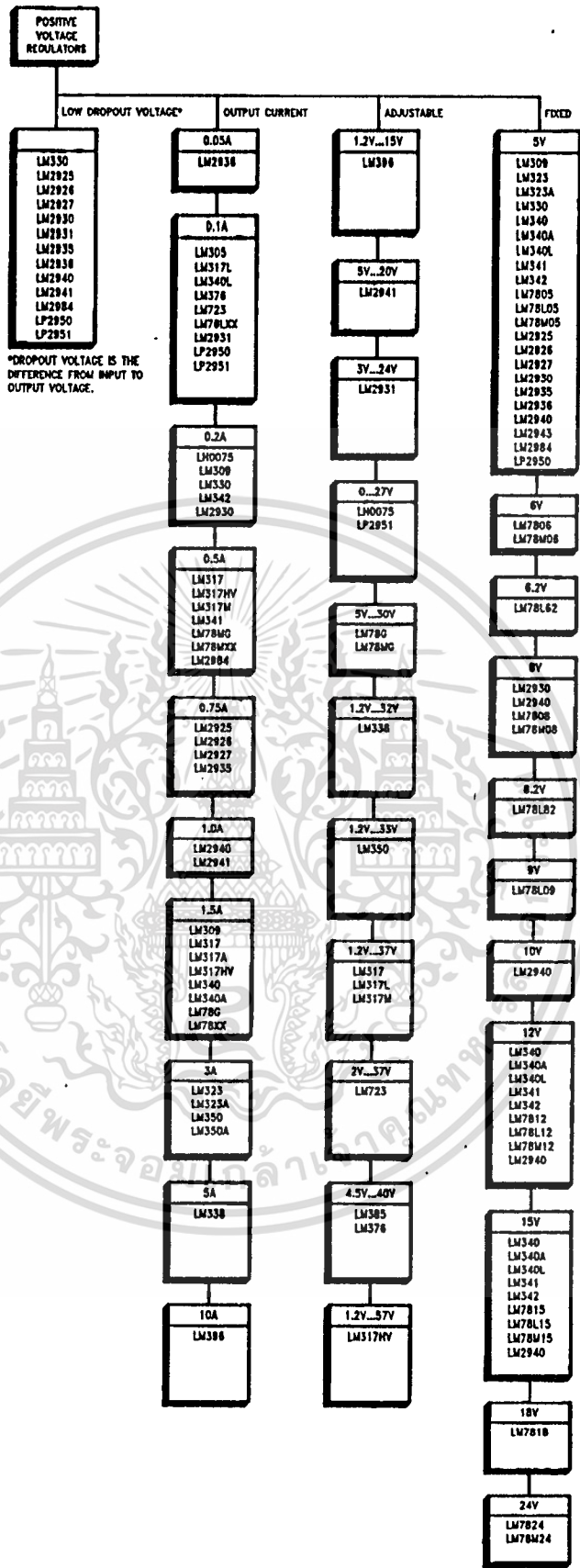
Z Packages

These packages consist of a circuit on silicon, mounted on a copper alloy lead frame, and encapsulated within an electrically nonconductive plastic molding compound. This molding material is a highly reliable compound suitable for commercial applications. The packages are intended for through hole application. The final lead finish is solder and requires no additional cleaning or processing when used in soldered assemblies.

The Z packages conform to JEDEC outline TO-92 and are available in 3-lead configurations.



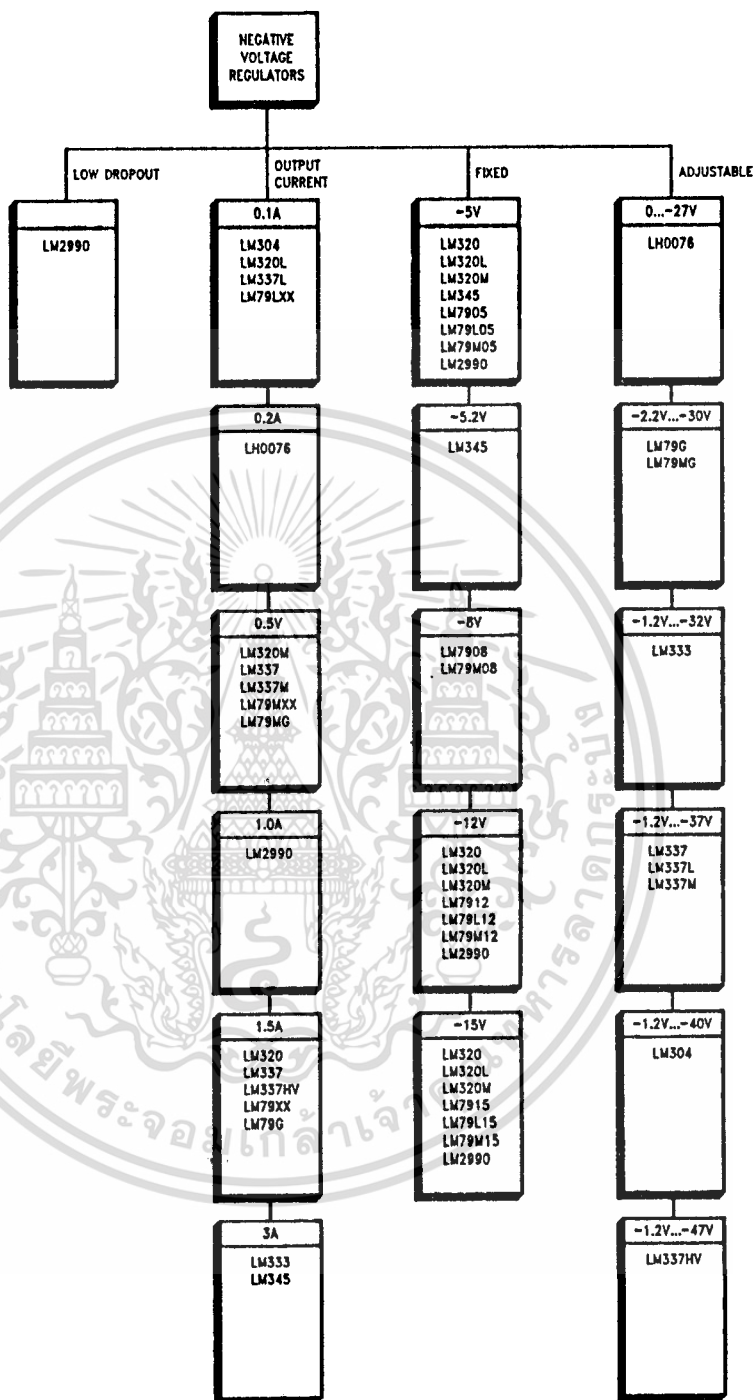
Positive Voltage Regulator Selection Guide



TL/MS/10760-1

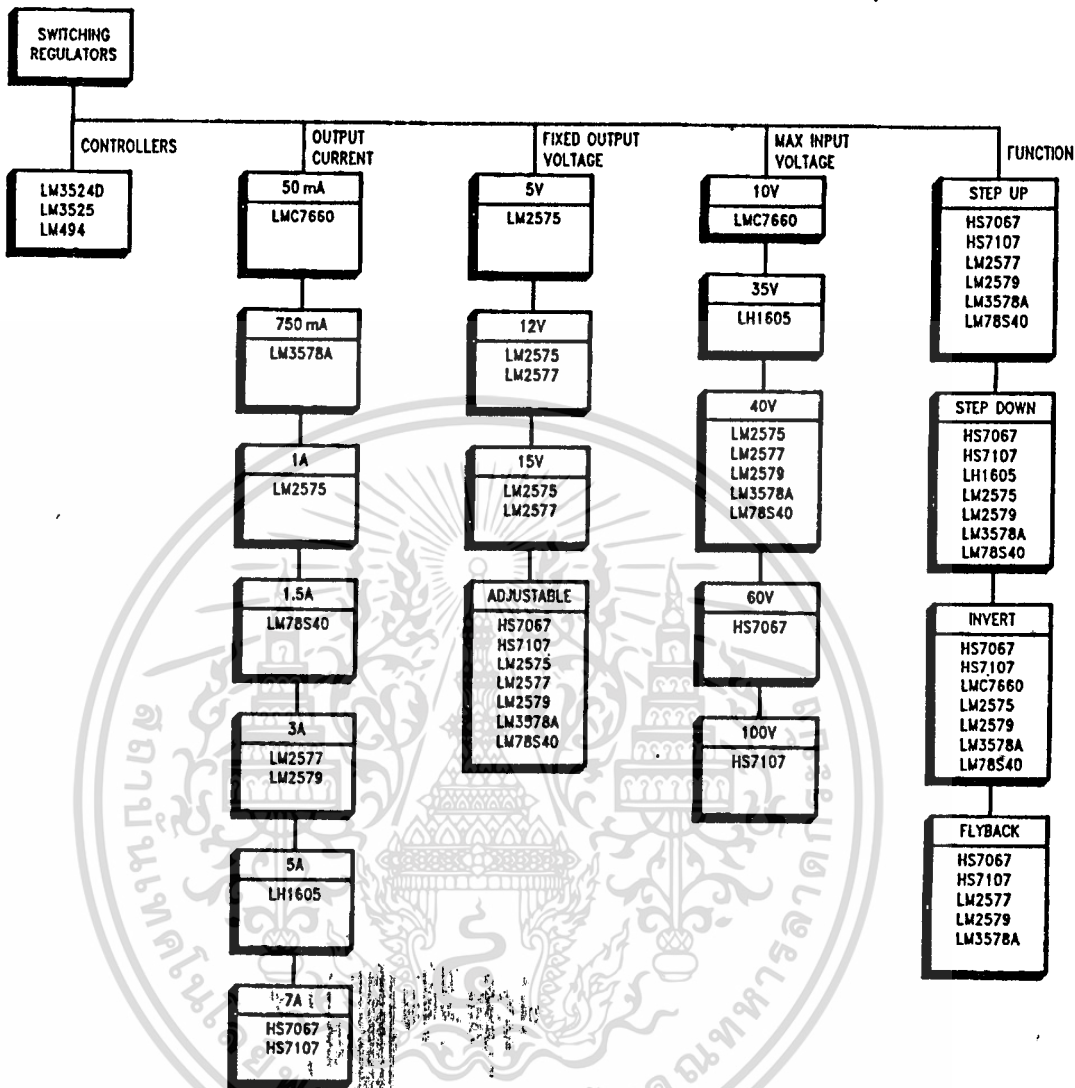
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา H-1 ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Negative Voltage Regulator Selection Guide



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching Voltage Regulator Selection Guide



Series Regulators

Voltage Regulators

Adjustable Positive Voltage Regulators

Amps	Device	Output Voltage	Package
10.0	LM196K	1.25V-15V	TO-3
	LM396K	1.25V-15V	TO-3
5.0	†LM138K	1.2V-32V	TO-3
	LM338K, T	1.2V-32V	TO-3, TO-220
3.0	†LM150K	1.2V-33V	TO-3
	LM350AK, AT	1.2V-33V	TO-3, TO-220
	LM350K, T	1.2V-33V	TO-3, TO-220
1.5	†LM117K	1.2V-37V	TO-3
	†LM117HVK	1.2V-57V	TO-3
	LM317AT	1.2V-37V	TO-220
	LM317K, T	1.2V-37V	TO-3, TO-220
	LM317HVK	1.2V-57V	TO-3
1.0	LM78GCT*	5V-30V	TO-220 (4 Pin)
	LM2941T, CT	5V-20V	TO-220
0.5	†LM117H	1.2V-37V	TO-39
	†LM117HVH	1.2V-57V	TO-39
	LM317H	1.2V-57V	TO-39
	LM317HVH	1.2V-37V	TO-39
	LM317MP	1.2V-37V	TO-202
	LM78MGCT*	5V-30V	TO-220 (4-Pin)
0.2	†LH0075G, CG	0-27V	TO-8
0.1	LM317LZ, M	1.2V-37V	TO-92, SO-8
	LM2931CT, M	3.0V-24V	TO-220, 5-LEAD, SO-8
	†LP2951CN, J, H, M	1.24V-29V	DIP, Cerdip, Header, SO-8

Adjustable Negative Voltage Regulators

Amps	Device	Output Voltage	Package
3.0	LM133K	-1.2V - -32V	TO-3
	LM333K, T	-1.2V - -32V	TO-3, TO-220
1.5	†LM137K	-1.2V - -37V	TO-3
	†LM137HVK	-1.2V - -47V	TO-3
	LM337K, T	-1.2V - -37V	TO-3, TO-220
	LM337HVK	-1.2V - -47V	TO-3
1.0	LM79GCT*	-2.2V - -30V	TO-220 (4-Pin)
	†LM137H	-1.2V - -37V	TO-39
	†LM137HVH	-1.2V - -47V	TO-39
	LM337H	-1.2V - -37V	TO-39
	LM337HVH	-1.2V - -47V	TO-39
	LM337MP	-1.2V - -37V	TO-202
0.5	LM79MGCT*	-2.2V - -30V	TO-224 (4 Pin)
0.2	†LH0076G, CG	0-27V	TO-8
0.1	LM337LZ, M	-1.2V - -37V	TO-92, SO-8

*These products were formerly manufactured by Fairchild Semiconductor Corporation. The prefixes have been changed from μ A to LM and may be found with the former prefix as well as the latter.

†Military qualified device. More more information, consult the Military/Aerospace Selection Guide.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Voltage Regulators (Continued)

Fixed Positive Voltage Regulators			
Amps	Device	Output Voltage	Package
3.0	†LM123K	5V	TO-3
	LM323AK	5V	TO-3
	LM323K	5V	TO-3
1.0	†LM109K	5V	TO-3
	†LM140AK	5V, 12V, 15V	TO-3
	†LM140K	5V, 12V, 15V	TO-3
	†LM2940T	5V, 8V, 10V, 12V	TO-220
	LM2940CT	5V, 12V, 15V	TO-220
	LM309K	5V	TO-3
	LM340AK, T	5V, 12V, 15V	TO-3, TO-220
	LM340K, T	5V, 12V, 15V	TO-3, TO-220
	LM78xxCK, T**	5V, 6V, 8V, 12V, 15V, 18V, 24V	TO-3, TO-220
0.5	LM2984CT	5V, 12V, 15V	TO-220, TO-202
	LM341T, P	5V, 12V, 15V	TO-220, TO-202
	LM78MxxCT, H**	5V, 6V, 8V, 12V, 15V, 24V	TO-220, TO-39
0.2	†LM109H	5V	TO-39
	LM309H	5V	TO-39
	LM342P	5V, 12V, 15V	TO-202
0.15	LM2930T	5V, 8V	TO-220
	†LM140LAH	5V, 12V, 15V	TO-39
	LM2931Z, T, M	5V	TO-92, TO-220, SO-8
	LM340LZ, H	5V, 12V, 15V	TO-92, TO-39
	LM78LxxACZ, H, M**	5V, 6.2V, 8.2V, 9V, 12V, 15V	TO-92, TO-39, SO-8
	LP2950CZ	5V	TO-92
0.05	LM2936Z	5V	TO-92

Fixed Negative Voltage Regulators			
Amps	Device	Output Voltage	Package
3.0	†LM145K	-5V, -5.2V	TO-3
	LM345K	-5V, -5.2V	TO-3
1.5	†LM120K	-5V, -12V, -15V	TO-3
	LM320K, T	-5V, -12V, -15V	TO-3, TO-220
	LM79xxCT, K**	-5V, -8V, -12V, -15V	TO-220, TO-3
1.0	LM2990T-xx	-5V, -12V, -15V	TO-220
0.5	LM320MP	-5V, -12V, -15V	TO-220
	LM79MxxCT, H**	-5V, -8V, -12V, -15V	TO-220, TO-39
0.2	†LM120H	-5V, -12V, -15V	TO-39
	LM320H	-5V, -12V, -15V	TO-39
0.1	LM320LZ	-5V, -12V, -15V	TO-92
	LM79LxxACZ, M	-5V, -12V, -15V	TO-92, SO-8

*The LM320 has better electrical characteristics than the LM79xx.

M100 Series +55°C to +150°C

M300 Series 0°C to +125°C

These products were formerly manufactured by Fairchild Semiconductor Corporation. The prefixes have been changed from μ A to LM and may be found with the former as well as the latter.

unified device. For more information, consult the Military/Aerospace Selection Guide.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Voltage Regulators (Continued)

Low Dropout Regulators

Amps	Device	Output Voltage	Package
0.050	LM2936Z	5V	TO-92
0.100	LM2931T, Z, M LP2950CZ LP2951N, J, H	5V, ADJ 5V ADJ	TO-220, TO-92, SO-8 TO-92 DIP, CERDIP, HEADER
0.150	LM2930T	5V, 8V	TO-220
0.500	LM2984CT	TRIPLE 5V + WATCHDOG	TO-220, 11-LEAD
0.750	LM2925T LM2926T	5V WITH DELAYED RESET 5V WITH DELAYED RESET, 80V LOAD DUMP	TO-220, 5-LEAD TO-220
	LM2927T	LM2926T WITH DIFFERENT PINOUT	TO-220
	LM2935T	DUAL 5V	TO-220, 5-LEAD
1.0	†LM2940T LM2940CT LM2941T, CT LM2990T-xx	5V, 8V, 10V, 12V 5V, 12V, 15V 5V-20V -5V, -12V, -15V	TO-220 TO-220 TO-220 TO-220

*Future Product

Shunt Regulators

Amps	Device	Output Voltage	Package
0.15	LM431ACZ, M	2.5V-36V	TO-92, SO-8

Switching Regulators

Amps	Device	Operation Modes	V _{IN} Range	Package
7.0	†HS7107CK †HS7067CK	Step-Down, Invert, Flyback Step-Down, Invert, Flyback	10V-100V 10V-60V	TO-3 TO-3
5.0	LH1605CK	Step-Down		TO-3
3.0	LM2577T-Adj. LM2577T-12 LM2577T-15 LM2579T	Step Up, Flyback Step Up, Flyback Step Up, Flyback Step Up, Step Down Invert, Flyback	5V to 40V 3.5V to 10V* 3.5V to 10V* 2V-40V	TO-220 TO-220 TO-220 TO-220
1.5	†LM78S40CN	Step-Up, Step-Down, Invert	2.5V-40V	16-Pin DIP
1.0	LM2575T-5.0 LM2575T-12 LM2575T-15 LM2575T-Adj.	Step Down Step Down Step Down Step Down	8V to 40V 15V to 40V 18V to 40V 7V to 40V	TO-220 TO-220 TO-220 TO-220
0.75	†LM1578H LM2578H LM3578N, H	Step-Up, Step-Down, Invert, Flyback	2V-40V	TO-39, 8-Pin DIP
0.05	LMC7660IN	Invert	1.5V-10V	8-Pin DIP

*LM2577T-12 and T-15 can go to 35V in a Flyback circuit.

†Military qualified device. For more information, consult the Military/Aerospace Selection Guide.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Voltage Regulators (Continued)

Switching Controllers		
Device	Title	Package
LM1524/2524/3524	Switching Regulator	16-Pin Plastic DIP, SO-16
LM1525A/3525A	Switching Regulator	16-Pin Ceramic DIP
LM1527A/3527A	Switching Regulator	16-Pin Plastic DIP
LM494	Pulse Width Modulated Control Circuit	16-Pin Ceramic DIP
		16-Pin Plastic and Ceramic DIP
Building Block Regulators		
Device	Title	Package
†LM104/204/304	Negative Regulator	TO-39
†LM105/205/305	Voltage Regulator (Positive)	TO-39
LM376	Voltage Regulator (Positive)	8-Pin Plastic DIP
†LM723	Voltage Regulator	14-Pin DIP, TO-39, SO-8

†Military qualified device. For more information, consult the Military/Aerospace Selection Guide.