

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องจ่ายไฟกระแสตรง  
DC POWER SUPPLY



นางสาวศิริวรรณ กมลรัตน์  
นางสาวสุพรรณิ สุวรรณสุข

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมการวัดคุม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 36790  
วัน, เดือน, ปี 29 ส.ค. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

สาขาวิศวกรรมการวัดคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องจ่ายไฟกระแสตรง

(DC POWER SUPPLY)

ผู้จัดทำ

1. นางสาวศิริวรรณ กมลรัตน์ 38014502
2. นางสาวสุพรรณิ สุวรรณสุข 38014582

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(อาจารย์ไสว พงศ์สวัสดิ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เครื่องจ่ายไฟกระแสตรง

ผู้จัดทำ นางสาวศิริวรรณ กมลรัตน์ 38014502  
นางสาวสุพรรณิ สุวรรณสุข 38014582

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ไสว พงศ์สวัสดิ์

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการออกแบบเครื่องจ่ายไฟกระแสตรง ให้แรงดันเอาต์พุตทั้งไฟบวกและไฟลบที่สามารถแยกปรับค่าได้ตั้งแต่  $0 - \pm 30 \text{ V}$  มีวงจรจำกัดกระแสและวงจรป้องกันเอาต์พุตเมื่อลัดวงจร นอกจากนี้ยังมีเอาต์พุตคงที่  $+5 \text{ V}$  สำหรับใช้ในการทดลอง TTL ด้วย สามารถเพิ่มความสามารถในการจ่ายแรงดันเอาต์พุตได้สูงขึ้นอีกตั้งแต่  $0 - 60 \text{ V}$  ในการแสดงผลเอาต์พุตจะเป็นแบบดิจิตอล ซึ่งทำให้อ่านค่าได้ง่ายกว่าแบบเดิม จึงนับเป็นแหล่งจ่ายไฟที่เหมาะสมสำหรับห้องทดลองเป็นอย่างยิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ไสว พงศ์สวัสดิ์ และอาจารย์ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทาง  
อุตสาหกรรมทุกท่าน ที่ให้คำปรึกษาและให้ความช่วยเหลือ จนปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วง  
ไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่สโตร์ทุกท่าน ที่คอยอำนวยความสะดวกด้านอุปกรณ์

ขอขอบคุณพี่ๆและเพื่อนๆที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจตลอดมา

ผู้จัดทำ

นางสาวศิริวรรณ กมลรัตน์

นางสาวสุพรรณิ สุวรรณสุข



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ	V
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer)	3
2.2 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)	4
2.2.1 การเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น	4
2.2.2 การเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น	6
2.3 วงจรกรองกระแส (Filter)	9
2.3.1 วงจรกรองกระแสแบบใช้ตัวเก็บประจุ	10
2.3.2 วงจรกรองกระแสแบบพาสใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ	13
2.4 วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulator)	15
2.4.1 วงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ซีเนอริไดโอด	15
2.4.2 วงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ทรานซิสเตอร์	20
2.4.3 วงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ไอซี	33
2.5 คิวิตอล โวลท์มิเตอร์ (Digital Voltmeter)	55
2.5.1 วงจรเปลี่ยนสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอล	55
2.5.2 วงจรถอดรหัสไบนารีเป็นตัวเลข 7 ส่วน	57
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	59
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	67
บทที่ 5 วิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง	69
บรรณานุกรม	70
ภาคผนวก	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงหม้อแปลงแบบต่างๆ	5
รูปที่ 2.2 แสดงวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น	6
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบใช้หม้อแปลงแทปกกลาง	7
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์	8
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรกรองกระแสแบบใช้ตัวเก็บประจุ	10
รูปที่ 2.6 กราฟแสดงความลาดชันของระดับแรงดันในช่วงการคายประจุ	11
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรกรองกระแสแบบพายที่ใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ	14
รูปที่ 2.8 แสดงสัญลักษณ์ของซีเนอร์ไดโอด และกราฟคุณลักษณะ	16
รูปที่ 2.9 แสดงแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่รักษาระดับแรงดันด้วยซีเนอร์ไดโอด	18
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรเร็กกูเลเตอร์แบบดิสคริตท์	22
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรรักษาระดับแรงดันแบบคาร์ลิงตัน	23
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรรักษาระดับแรงดันที่มีการจำกัดกระแสอย่างง่าย	26
รูปที่ 2.13 แสดงกราฟกระแสและแรงดันของวงจรจำกัดกระแสอย่างง่าย	27
รูปที่ 2.14 แสดงกราฟกระแสและแรงดันของวงจรจำกัดกระแสแบบพับกลับ	28
รูปที่ 2.15 แสดงการต่อตัวเก็บประจุบายพาส	29
รูปที่ 2.16 แสดงวงจรจำกัดกระแสแบบพับกลับ	31
รูปที่ 2.17 แสดงวงจรรักษาระดับแรงดันแบบพับกลับ ใช้ทรานซิสเตอร์แบบคาร์ลิงตัน	33
รูปที่ 2.18 แสดง โครงสร้างของไอซีเร็กกูเลเตอร์แบบสามขา	35
รูปที่ 2.19 แสดง ไอซีเร็กกูเลเตอร์สามขาแบบจ่ายแรงดันคงที่	36
รูปที่ 2.20 แสดงตัวอย่างการนำ LM340 มาใช้งาน	38
รูปที่ 2.21 แสดงการต่อ LM340 และ LM320 เพื่อให้จ่ายแรงดันได้ทั้งบวกและลบ	39
รูปที่ 2.22 แสดงวงจรขับ LM317	40
รูปที่ 2.23 แสดง ไอซีเร็กกูเลเตอร์แบบจ่ายแรงดันไฟคู่	40
รูปที่ 2.24 แสดงวงจร LM340-12 ที่ใช้สำหรับคำนวณตัวอย่างที่ 2.4	42
รูปที่ 2.25 แสดงวงจร LM340-5 ที่ใช้สำหรับคำนวณตัวอย่างที่ 2.5	43
รูปที่ 2.26 แสดงการต่อทรานซิสเตอร์ภายนอกเพื่อเพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแส	45
รูปที่ 2.27 แสดงวงจรจำกัดกระแส	47
รูปที่ 2.28 แสดงวงจรจำกัดกระแสของ LM340-15 ที่ใช้สำหรับคำนวณตัวอย่างที่ 2.6	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.29 แสดงวงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้การจำกัดกระแสแบบพืบกกลับ	50
รูปที่ 2.30 แสดงแผนภาพประกอบของวงจรแปลงอะนาลอกเป็นดิจิตอลขนาด 4 บิต	55
รูปที่ 2.31 แสดงส่วนประกอบของวงจร A/D แบบสัญญาณลาดเอียงขนาด 4 บิต	56
รูปที่ 2.32 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดัน	56
รูปที่ 2.33 แสดงการทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันที่ใช้ออปแอมป์	57
รูปที่ 2.34 แสดงวงจรถอดรหัสไบนารีเป็นตัวเลข 7 ส่วน	58
รูปที่ 2.35 แสดงการเปรียบเทียบการถอดรหัส “6” กับ “9” ระหว่าง 74LS48 และ 74LS248	58
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรจ่ายไฟเลี้ยง	59
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสมบรูณ์แรงดันเอาต์พุตคงที่ + 5 V	60
รูปที่ 3.3 แสดงอินพุตของวงจรขยายทางด้านไฟบวก	61
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขยายความแตกต่าง	62
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรจำกัดกระแสทางด้านไฟบวก	63
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรจำกัดกระแสทางด้านไฟลบ	64
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรสมบรูณ์ทางด้านไฟบวก	65
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรสมบรูณ์ทางด้านไฟลบ	66
รูปที่ 4.1 แสดงการต่อวงจรในการทดลอง	67

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงข้อมูลของไอซีเร็กกูเลเตอร์	41
ตารางที่ 2.2 ไอซีเร็กกูเลเตอร์ชนิดจ่ายแรงดันคงที่ (เรียงค่าตามกระแสเอาต์พุต)	51
ตารางที่ 2.3 ไอซีเร็กกูเลเตอร์ชนิดปรับค่าแรงดันได้ (เรียงค่าตามกระแสเอาต์พุต)	53



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ในการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทุกชนิด สิ่งที่สำคัญที่สุดคือ ต้องมีแหล่งจ่ายไฟตรง (DC Power Supply) ป้อนให้กับอุปกรณ์เหล่านั้น โดยทั่วไปแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างเพียงพอ โดยที่ยังรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต ( Output ) ให้คงที่ไว้ได้

- มีการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation )
- สามารถจ่ายแรงดันและกระแสออกมาหลายระดับ
- ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา
- ประสิทธิภาพสูง ราคาถูก

โครงการนี้เป็นการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น (Linear Power Supply) ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง (Switching Power Supply) แล้ว มีข้อได้เปรียบคือ สัญญาณรบกวนต่ำกว่า มีความซับซ้อนของวงจรไม่มากใช้อุปกรณ์ที่มีราคาถูกกว่า จึงมีราคาถูกกว่า แต่มีข้อเสียคือ มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เนื่องจากใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำ กำลังสูญเสียที่อินพุต (Input) ของหม้อแปลงมีค่าสูง การรักษาระดับแรงดันจะใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ออนุกรมที่เอาต์พุต ทำให้กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนมีค่าสูง และต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่มาก

การนำไปใช้งาน ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีค่าเอาต์พุต  $0 \pm 30$  โวลต์ จ่ายกระแสได้ 1 A และมีแรงดันคงที่ + 5 โวลต์ สำหรับวงจร TTL ด้วย

#### 1.1 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์

- 1.1.1 เพื่อศึกษาการทำงานและหลักการทั่วไปของ DC Power Supply
- 1.1.2 สามารถออกแบบ- สร้าง DC Power Supply และนำไปประยุกต์ใช้งานได้
- 1.1.3 เพื่อให้บรรลุเป้าหมายของการศึกษาวิชา Project Design
- 1.1.4 เพื่อเพิ่มทักษะในการทำงานและการวางแผนงาน

#### 1.2 ขอบเขตของการทำปริญญานิพนธ์

- 1.2.1 ศึกษาการทำงานและทฤษฎีต่างๆที่เกี่ยวกับ DC Power Supply
- 1.2.2 ออกแบบ และสร้าง DC Power Supply  $0 \pm 30$  โวลต์ จ่ายกระแสได้ 1 A, และมีแรงดันคงที่ + 5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.3 ทดสอบ DC Power Supply

1.2.4 จัดทำปริญญานิพนธ์

### 1.3 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1.3.1 ศึกษาและรวบรวมข้อมูลที่เกี่ยวข้อง

1.3.2 สร้างวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้แล้ว

1.3.3 ทดสอบและแก้ไข

1.3.4 จัดทำปริญญานิพนธ์

### 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1 สามารถนำความรู้ที่ได้ไปพัฒนาและประยุกต์ใช้ต่อไป

1.4.2 เป็นการฝึกทักษะในการทำงานและการแก้ปัญหา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

อุปกรณ์หลักที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟตรงแรงดันต่ำได้แก่หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer) วงจรเรียงกระแส (Rectifier) วงจรกรองกระแส (Filter) และวงจรเพิ่มเติม เช่น วงจรรักษาระดับแรงดัน (Regulator) วงจรจำกัดกระแส (Current Limiting) วงจรลดทรานเซียนต์ วงจรป้องกันแรงดันเกิน และหรือตัวแสดงสถานะต่างๆ เนื่องจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละตัวมีความต้องการใช้ไฟไม่เท่ากัน ดังนั้นในการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงจะต้องพิจารณาในเรื่องต่อไปนี้

1. ต้องทราบว่าอุปกรณ์ตัวนั้นต้องการแรงดันไฟตรงขนาดเท่าใดหรือ ดูที่ความต้องการไฟของโหลด
2. แหล่งจ่ายไฟที่ดีต้องสามารถปรับค่าได้เมื่อ โหลดต้องการกระแสสูงสุด
3. โวลต์เตจเร็กกูเลชัน (Voltage Regulation) ของแหล่งจ่ายไฟ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟตรงทางด้านเอาต์พุต เทียบกับการเปลี่ยนแปลงกระแสของโหลดจากค่ากระแสต่ำสุด (no load) ถึงค่ากระแสสูงสุด (full load) สามารถคำนวณในรูปของเปอร์เซ็นต์ได้ดังนี้

$$\% \text{ Regulation} = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100 \quad (2.1)$$

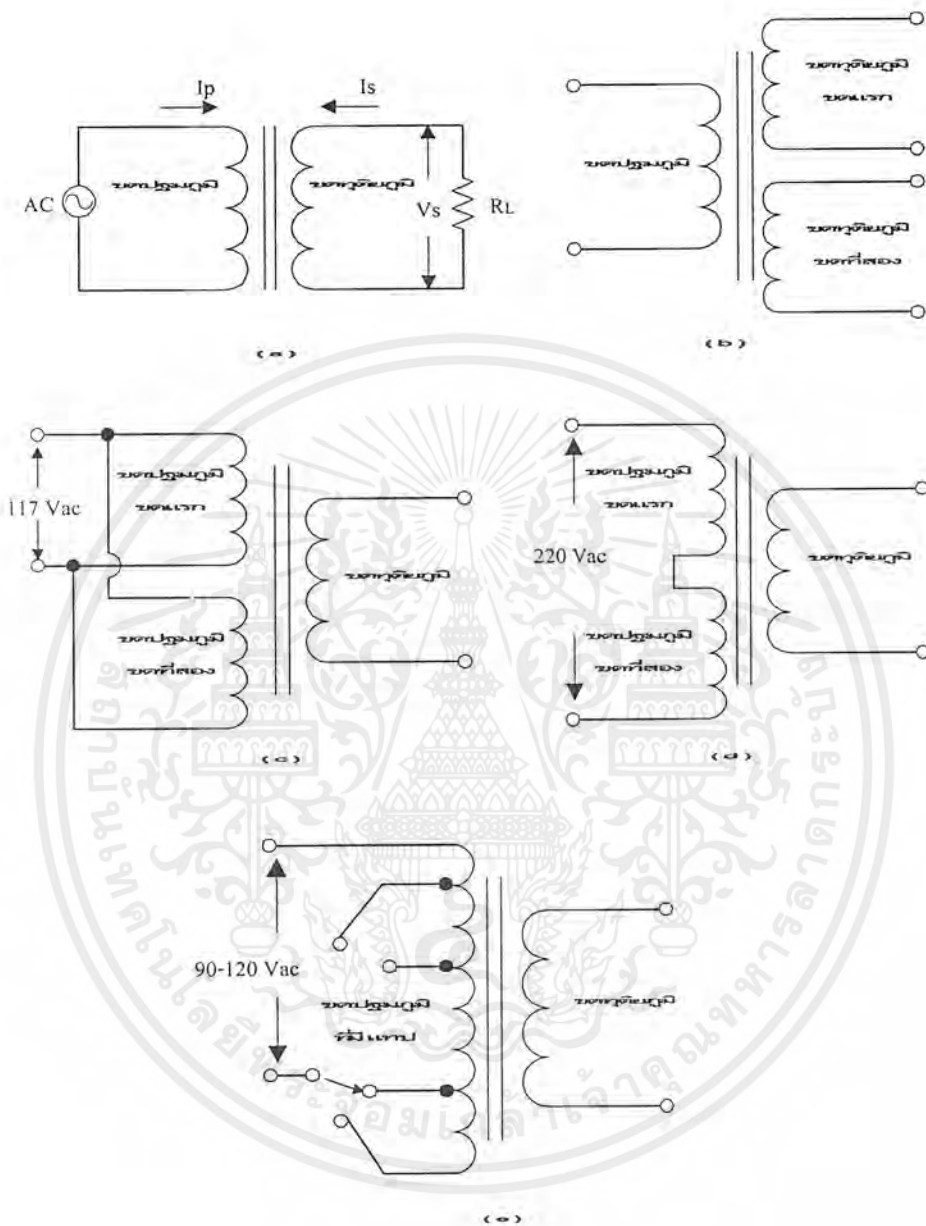
4. การเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตอย่างรวดเร็ว เนื่องจากการกรองกระแสที่ไม่สมบูรณ์ การเปลี่ยนแปลงแรงดันนี้มีความถี่มูลฐานสัมพันธ์กับความถี่ของไฟกระแสสลับ ซึ่งเรียกว่า แรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) หรือเรียกง่าย ๆ ว่า ริปเปิล (Ripple) สามารถคำนวณหาได้จาก อัตราส่วนระหว่างค่า rms ของแรงดันกระเพื่อมต่อแรงดันไฟตรงขณะโหลด (full load dc-voltage) สามารถคำนวณในรูปของเปอร์เซ็นต์ได้ดังนี้

$$\% \text{ Ripple} = \frac{V_{rms}(\text{ripple})}{V_{FL}(V_{dc})} \quad (2.2)$$

จากคุณลักษณะต่างๆของแหล่งจ่ายไฟตรงดังที่ได้กล่าวมาแล้ว เรายังต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติข้ออื่นๆด้วยขึ้นอยู่กับความต้องการใช้งานของผู้ใช้

#### 2.1 หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer)

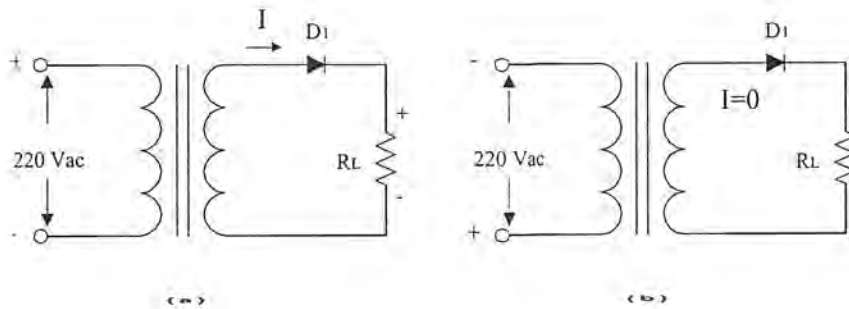
หม้อแปลงไฟฟ้าเป็นตัวเปลี่ยนแรงดันและกระแส หน้าที่หลักของหม้อแปลงก็คือเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงลงมาเป็นระดับแรงดันที่เหมาะสมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งาน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 แสดงหม้อแปลงแบบต่างๆ

- (a) แบบใช้ขดลวด 2 ขด
- (b) แบบที่มีขดทุติยภูมิหลายขด
- (c) แบบที่มีขดปฐมภูมิหลายขด (ต่อขนาน)
- (d) แบบที่มีขดปฐมภูมิหลายขด (ต่ออนุกรม)
- (e) แบบที่มีขดปฐมภูมิมีมีแทป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

- (a) ครึ่งไซ้เกิดด้านบวก
- (b) ครึ่งไซ้เกิดด้านลบ
- (c) กราฟแสดงกระแส

วงจรเรียงครึ่งคลื่นไม่นิยมใช้ในวงจรแหล่งจ่ายไฟตรง เนื่องจากประสิทธิภาพไม่ดี ทั้งยังมีปัญหาเกี่ยวกับการกรองกระแสอีกด้วย และหม้อแปลงที่ใช้ต้องมีอัตราทดกำลังวีเอทางด้านขดปฐมภูมิอย่างน้อยสูงกว่า 40 % ของหม้อแปลงที่ใช้ในวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น เพื่อที่จะทำให้เกิดระดับแรงดันเดียวกันและจ่ายกระแสได้เท่ากัน

### 2.2.2 การเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

หมายถึงวงจรที่ได้รับสัญญาณไฟสลับจำนวน 1 ไซ้เคล็ดแล้วเปลี่ยนเป็นไฟตรงด้วยค่าเฉลี่ยของรูปคลื่นเอาท์พุทเต็มคลื่นหรือเต็มไซ้เคล็ด แบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ แบบใช้หม้อแปลงมีแทปกลาง และแบบบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

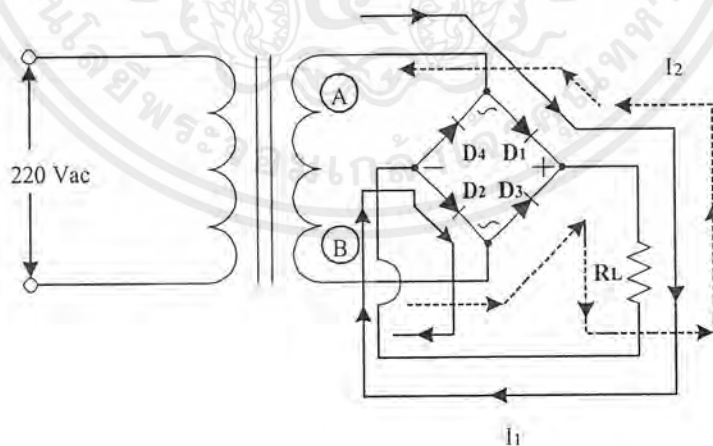


B มีค่าเป็นลบ ภายใต้สภาวะนี้ ไดโอด  $D_1$  จะได้รับไบอัสตรง และไดโอด  $D_2$  ได้รับไบอัสกลับ กระแสจะไหลออกจากหม้อแปลงไฟฟ้าที่จุด A ผ่านไดโอด  $D_1$  ไปยังตัวต้านทาน  $R_L$  แล้วไหลกลับเข้าสู่หม้อแปลงไฟฟ้าอีกครั้งทางแทปกกลาง ทิศทางของกระแสแสดงด้วยเส้นประ ( $I_1$ ) ในครึ่งไซเคิลด้านลบขั้วของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงจะมีขั้วตรงกันข้าม ภายใต้สภาวะนี้ ไดโอด  $D_1$  จะได้รับไบอัสกลับและไดโอด  $D_2$  จะได้รับไบอัสตรง กระแสจะไหลออกจากจุด B ผ่านไดโอด  $D_2$  ไปยังตัวต้านทาน  $R_L$  แล้วไหลกลับเข้าสู่ขดลวดทุติยภูมิอีกครั้งทางแทปกกลาง ทิศทางการไหลของกระแสแสดงด้วยเส้นทึบ ( $I_2$ ) จะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่านโหลด  $R_L$  จะไหลในทิศทางเดียวกัน สำหรับทุกครึ่งไซเคิลของไฟกระแสสลับ รูปคลื่นแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 (b)

จากรูปคลื่นของกระแสจะง่ายต่อการกรองกระแสและมีประสิทธิภาพดีกว่าวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น โดยค่าการกระเพื่อมเท่ากับ 48 % ในขณะที่ค่าความถี่กระเพื่อมจะมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่ไฟสลับที่ใช้ ค่าความต่างศักย์เฉลี่ยของไฟขาออกที่ยังไม่ได้กรองกระแสจะมีค่าประมาณ 90 % ของค่าความต่างศักย์แบบ rms ที่ป้อนเข้ามา

#### 2.2.2.2 การเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ (Full-Wave Bridge Rectifier)

การเรียงกระแสแบบบริดจ์มีคุณสมบัติเหมือนแบบเต็มคลื่น ใช้หม้อแปลงแทปกกลาง แต่ใช้หม้อแปลงแบบไม่มีแทปกกลาง ทำให้ใช้ประสิทธิภาพของหม้อแปลงได้เต็มที่ วงจรประกอบด้วยไดโอด 4 ตัว วงจรแสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์



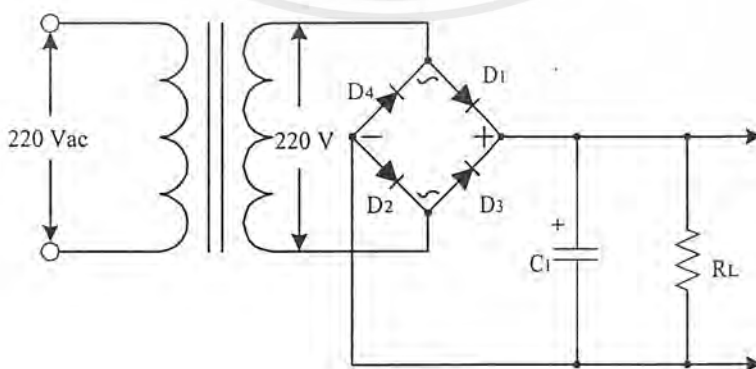
(Intermittant Commercial Amateur Service Code: ICAS) แทนเงื่อนไขการใช้งานแบบต่อเนื่อง ภายใต้เงื่อนไขของซีซีเอส (Continuous Commercial Service Code: CCS)

ค่าทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด (PIV) หรือเรียกอีกอย่างว่า ค่าแรงดันไบอัสกลับสูงสุด (Peak Reverse Voltage: PRV) เป็นค่าความต่างศักย์ในการไบอัสกลับสูงสุด ที่ไดโอดสามารถทนได้โดยไม่เกิดความเสียหาย โดยอัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด เป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้เกิดปัญหาขึ้นในการออกแบบแหล่งจ่ายไฟ เมื่อใดก็ตามที่แหล่งจ่ายไฟทำให้ไดโอดเสียหายบ่อยๆ ก็เนื่องจากอัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงสุดของไดโอดไม่เพียงพอ แต่ในการออกแบบเราต้องคำนึงถึงค่าแรงดันไบอัสกลับที่เป็นจริงในวงจรกรองกระแสของแหล่งจ่ายไฟ สำหรับรีจิลหนึ่งๆ ไดโอดจะได้รับไบอัสตรงและมีกระแสไหลในครึ่งไซเคิลนั้น ตัวเก็บประจุสำหรับกรองกระแส ( $C_1$ ) ในรูปที่ 2.5 จะประจุจนมีระดับแรงดันบวกสูงสุด (เท่ากับ  $1.414 \times$  แรงดัน rms) แรงดันที่ประจุนี้ จะยังคงอยู่บน  $C_1$  สำหรับครึ่งไซเคิลต่อไประดับแรงดันไฟสลับจะให้ไบอัสกลับ กับวงจรเรียงกระแสจนถึงค่าแรงดันที่เป็นลบสูงสุด (เท่ากับ  $1.414 \times$  แรงดัน rms) ระดับความต่างศักย์นี้จะถูกรวมเข้ากับแรงดันจากตัวเก็บประจุ ทำให้ค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุดจริงๆ เป็นสองเท่าของแรงดันยอดตามปกติ (เท่ากับ  $2 \times 1.414 \times$  แรงดัน rms หรือเท่ากับ  $2.83$  เท่าของแรงดัน rms)

สำหรับหน้าที่ของวงจรกรองกระแสคือ ทำให้รูปคลื่นไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระเพื่อม (Ripple Factor) นั้นราบเรียบขึ้น และทำให้ใกล้เคียงกับไฟฟ้ากระแสตรงมากที่สุดเท่าที่จะทำได้

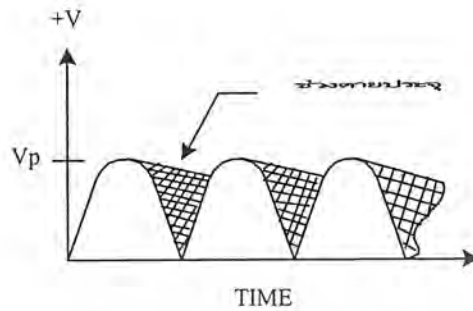
### 2.3.1 วงจรกรองกระแสแบบใช้ตัวเก็บประจุ (Capacitor Filter)

วงจรกรองกระแสแบบนี้เป็นแบบที่ง่ายที่สุด โดยจะต่อตัวเก็บประจุขนานกับแรงดันขาออก ของวงจรเรียงกระแสและโหลด บางที่เราเรียกว่า “วงจรกรองกระแสแบบบังคับ” (Brute-Force Filter) ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรกรองกระแสแบบใช้ตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 กราฟแสดงความลาดชันของระดับแรงดันในช่วงการคายประจุ

ในระหว่างที่ระดับแรงดันขาออกของวงจรเรียงกระแสกำลังเพิ่มขึ้น ตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะได้รับการประจุดังแสดงในรูปที่ 2.6 หลังจากทีระดับแรงดันสูงสุดได้ผ่านพ้นไป โดยระดับแรงดันที่ผ่านการเรียงกระแสเริ่มลดลงและมาถึงจุดที่ความต่างศักย์ของมันลดต่ำกว่าความต่างศักย์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุสำหรับกรองกระแส  $C_1$  ที่ระยะเวลานั้นประจุที่เก็บไว้ในตัวเก็บประจุจะเริ่มปลดปล่อยเข้าสู่โหลด  $R_L$  ซึ่งการกระทำนี้จะมีผลในการเติมเข้าไปในช่องว่างระหว่างขดคลื่น (ส่วนที่แรเงาในรูปที่ 2.6) เป็นการเพิ่มระดับแรงดันเฉลี่ยขาออกให้ใกล้เคียงกับค่าแรงดันสูงสุด ( $V_p$ ) ความลาดชันของการคายประจุดังแสดงในรูปที่ 2.6 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงกระแสที่ถูกดึงออกจากตัวเก็บประจุที่ใช้กรองกระแส ในระหว่างที่ระดับแรงดันขาออกของวงจรเรียงกระแสต่ำกว่าระดับแรงดันของตัวเก็บประจุ ความสามารถของวงจรกรองกระแสที่จะทำให้ระดับแรงดันขาออกเรียบ (ลดความลาดชันของเส้นกราฟในแนวระดับในรูปที่ 2.6) นั้นขึ้นอยู่กับทั้ง  $R_L$  และ  $C_1$  และแสดงค่าให้เห็นโดยตัวประกอบริปเปิลที่ไม่มีหน่วย (Ripple Factor: RF)

$$RF = \frac{V_R}{V_a} \quad (2.3)$$

โดย RF เป็นตัวประกอบริปเปิล

$V_R$  เป็นความสูงของค่าริปเปิลเมื่อไม่ต่อ  $C_1$  และ

$V_a$  เป็นระดับแรงดันขาออกเฉลี่ยเมื่อมี  $C_1$  ในวงจร

จากสมการที่ (2.3) สามารถแทนที่ด้วยรูปแบบที่เป็นประโยชน์มากกว่าคือ

$$RF = \frac{1}{3.46 f R_L C_1} \quad (2.4)$$

เมื่อ  $f$  เป็นความถี่รีปเปิดมีค่าเป็นเฮิร์ตซ์

$R_L$  เป็นค่าความต้านทานของโหลดมีค่าเป็นโอห์ม ( $R_L$  หาได้จากระดับแรงดันขาออกหารด้วยกระแสขาออก หรือ  $V_o / R_o$ ) และ

$C_1$  เป็นค่าความจุมีหน่วยเป็นฟาร์ด

สำหรับในเมืองไทยนั้นความถี่ของไฟสลับตามบ้านเท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ ดังนั้น ค่าความถี่รีปเปิดของแหล่งจ่ายไฟเท่ากับ 50 เฮิร์ตซ์ เมื่อใช้การเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น และ 100 เฮิร์ตซ์ เมื่อใช้การเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น ดังนั้นเราสามารถเขียนรูปแบบต่างๆ ไปของสมการให้อยู่ในรูปแบบเฉพาะดังนี้

สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

$$RF = \frac{1}{173 R_L C_1} \quad (2.5)$$

สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

$$RF = \frac{1}{346 R_L C_1} \quad (2.6)$$

โดยปกติแล้วเราจะกำหนดเปอร์เซ็นต์ของตัวประกอบรีปเปิดสำหรับการออกแบบวงจร ส่วนค่าความต้านทานของโหลดจะถูกกำหนดโดยความต้องการอื่นๆ สำหรับสมการ (2.5) และ (2.6) อาจจัดใหม่เพื่อจะหาค่าต่ำสุดของตัวเก็บประจุ ( $C_1$  ในรูปที่ 2.5) ที่ต้องการในการทำงาน นอกจากนี้หน่วยของตัวเก็บประจุที่ใช้กันส่วนมากมีหน่วยเป็นไมโครฟาร์ด ( $\mu F$ ) ดังนั้น

สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

$$C_1 (\mu F) = \frac{10^6}{173 R_L (\%RF)} \quad (2.7)$$

สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_1 (\mu F) = \frac{10^6}{346 R_L (\%RF)} \quad (2.8)$$

สมการที่ (2.7) และ (2.8) จะใช้ได้สำหรับแหล่งจ่ายไฟที่ใช้วงจรกรองกระแสแบบบังกิ่งบับ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 และทำงานด้วยความถี่ไฟสลับ 50 เฮิร์ตซ์

การกรองกระแสมีผลทำให้เพิ่มค่าเฉลี่ยของระดับแรงดันขาออก ระดับแรงดันที่ผลิตได้ในรูปที่ 2.5 จะเป็นดังนี้

วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

$$V_{out} = V_p - \left( \frac{I}{100C_1} \right) \quad (2.9)$$

วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

$$V_{out} = V_p - \left( \frac{I}{200C_1} \right) \quad (2.10)$$

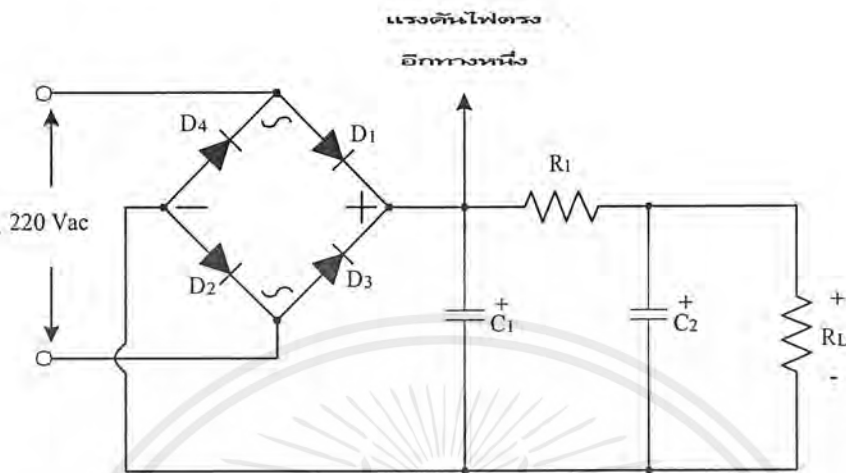
- เมื่อ
- $V_o$  เป็นค่าความต่างศักย์ขาออก
  - $V_p$  เป็นระดับแรงดันสูงสุดจากวงจรเรียงกระแส ( $1.414 * \text{แรงดัน rms}$ )
  - $I$  เป็นค่ากระแสโหลดขาออกมีหน่วยเป็นแอมแปร์ และ
  - $C_1$  เป็นค่าความจุมีหน่วยเป็นฟารัด

### 2.3.2 วงจรกรองกระแสแบบพาสซีฟตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC Pi – Section Filter)

วงจรกรองกระแสแบบพาสซีฟแสดงในรูปที่ 2.7 เป็นการปรับปรุงการกรองกระแสให้ดีขึ้น เนื่องจากการปรับปรุงเพื่อลดริปเปิล ที่ทำให้การรักษาระดับแรงดันไม่คงที่ และช่วยจำกัดกระแส โดย  $R_1$  จะช่วยเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาออกของแหล่งจ่ายไฟ

ผลกระทบของการใช้วงจรกรองกระแสแบบพาสซีฟนี้อาจจะถูกมองข้ามไปถ้าการลดค่า ริปเปิลเป็นตัวหลักที่ต้องคำนึงถึง และกระแสโหลดค่อนข้างคงที่ ตัวอย่างที่ดีอันหนึ่งของการใช้งาน ได้แก่ ภาคปริแอมป์ของวงจรขยายเสียงคลาส A เนื่องจากวงจรใช้กำลังงานต่ำแต่ต้องการกระแสที่เกือบจะคงที่ ในขณะที่เดียวกันวงจรภาคปริแอมป์นี้ก็ต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ปราศจากริปเปิลเพื่อไม่ให้เกิดเสียงฮัมขึ้นมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรกรองกระแสแบบพายที่ใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ

ค่าตัวประกอบริปเปิลทางด้านขาออกของรูปที่ 2.7 (ที่ตกคร่อม  $R_L$ ) สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้คือ

$$RF = \frac{K}{C_1 C_2 R_1 R_L} \quad (2.11)$$

โดยที่  $C_1$  และ  $C_2$  มีหน่วยเป็นฟารัด

$R_1$  และ  $R_L$  มีหน่วยเป็นโอห์ม

$K$  เป็นค่าคงที่ ( $10^{-5}$  สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น และ  $2 \cdot 10^{-6}$  สำหรับวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น)

แต่ข้อเสียของวงจรนี้คือ กระแสจะถูกจำกัดด้วยค่าของตัวต้านทานที่ต่อเพิ่มเข้ามา โดยมีสัดส่วนของกระแสเท่ากับแรงดันที่ออกจากวงจรเรียงกระแสหารด้วย ค่าความต้านทาน ( $I = V/R$ ) ตามกฎของโอห์ม

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงในทางปฏิบัติที่คล้ายกับรูปที่ 2.7 จะมีไฟขาออกอยู่ 2 ที่ โดยไฟขาออกที่มีริปเปิลต่ำที่ตกคร่อม  $C_1$  และไฟขาออกที่สามารถจ่ายกระแสได้สูงที่คร่อม  $C_2$  โดยแต่ละที่ จะมีค่าตัวประกอบริปเปิลแตกต่างกันไป

นอกจากนี้ยังมีแบบพายใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (RL Pi-Section Filter) วงจรกรองกระแสแบบนี้มักจะไม่ค่อยเป็นที่นิยมเท่าไร เนื่องจากต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่หลายๆ เพื่อต้องการให้มีค่าความต้านทานต่ำและไม่ไปโหลดกระแสมากเกินไป นอกจากนี้ยังมีผลเนื่องจากสนามแม่เหล็กที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำ เพราะการกระเพื่อมของแรงดันจากอินพุต โดยส่วนใหญ่จะพบเห็นในวงจรเครื่องขยายเสียงและทีวีรุ่นเก่าๆ เพราะสามารถจ่ายกระแสได้สูง

## 2.4 วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulator)

จุดมุ่งหมายของการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ ก็คือ การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ แม้ว่ากระแสของโหลดเอาต์พุต ระดับแรงดันอินพุต หรือทั้งสองอย่างมีการเปลี่ยนแปลงไปก็ตาม ปัญหาเบื้องต้นของการรักษาระดับแรงดันซึ่งก่อให้เกิดความยุ่งยากกับอุปกรณ์เครื่องใช้ภายในบ้าน ซึ่งมีอยู่หลายสาเหตุ ปัญหาแรก ได้แก่ การเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟจากสายไฟตามบ้าน ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงขึ้นๆลงๆได้ถึง 20 % หรือในเบตเตอร์รถยนต์ ระดับแรงดันสามารถเปลี่ยนแปลงได้ถึง 40 % แต่โดยปกติจะเปลี่ยนแปลง 20 – 25 % การเปลี่ยนแปลงแรงดันของเบตเตอร์อย่างมากมานี้ จะก่อให้เกิดความเสียหายกับอุปกรณ์เครื่องใช้ต่างๆ เช่น เครื่องเสียงที่ติดตั้งอยู่ในรถยนต์

ส่วนสาเหตุประการที่สองของการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันเอาต์พุต ได้แก่ การเปลี่ยนแปลงของกระแสโหลด รากแท้ของปัญหา ก็คือไม่มีแหล่งจ่ายไฟใดที่มีคุณสมบัติเหมือนกับในอุดมคติเลย เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟทุกชนิดจะมีค่าความต้านทานภายใน บางครั้งเรียกว่าความต้านทานของแหล่งจ่ายไฟ (Source Resistance : $R_s$ ) ดังนั้นจึงต้องมีวงจรรักษาระดับแรงดันเพื่อให้อาเอาต์พุตที่ออกมามีค่าคงที่

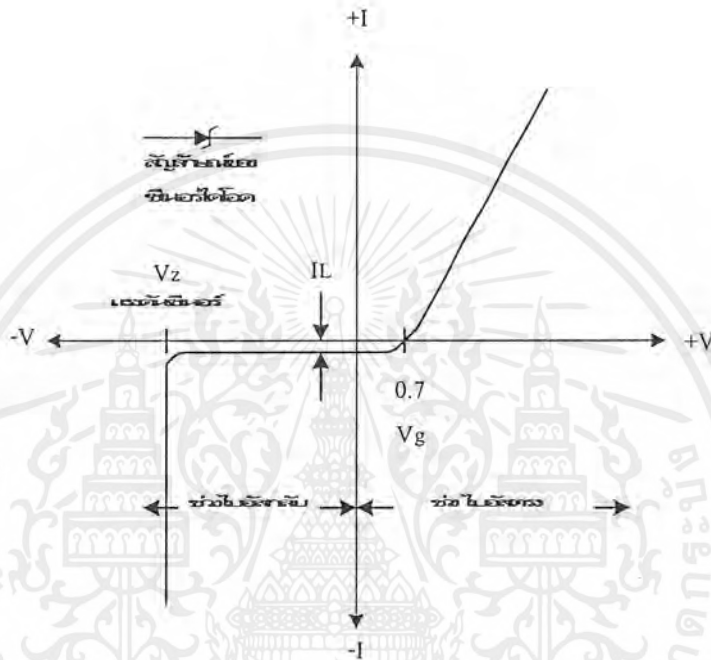
### 2.4.1 วงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode Regulator)

วงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ซีเนอร์ไดโอดเป็นแบบที่ง่ายและมีราคาถูก แต่มีข้อจำกัดคือกระแสทางเอาต์พุตจะเท่ากับกระแสที่ผ่านตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมกับซีเนอร์ไดโอดและแรงดันเอาต์พุตก็จะเท่ากับแรงดันซีเนอร์ (Zener Potential) ของตัวซีเนอร์ไดโอดที่นำมาใช้ นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงอัตราการทนกำลังของตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดด้วย ในรูปที่ 2.8 แสดงให้เห็นถึงสัญลักษณ์และกราฟแสดงคุณลักษณะระหว่างกระแสต่อแรงดันของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดเป็นไดโอดที่ทำจากสารกึ่งตัวนำชนิดพีและชนิดเอ็น (P-N Junction) โดยได้มีการควบคุมและรักษาระดับแรงดันพังทลาย(Avalanche Voltage:  $V_Z$ ) ซึ่งเรียกกันว่า แรงดันซีเนอร์

ซีเนอร์ไดโอดจะเหมือนกับไดโอดโดยทั่วไป เมื่อทำงานในย่านที่ได้รับไบอัสตรงดังแสดงในรูปที่ 2.8 ในช่วงระหว่าง 0 โวลต์ ถึงประมาณ 0.7 โวลต์ ( $V_{\gamma}$ ) กระแสจะเพิ่มจากค่ากระแสรั่วไหล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พื้นฐาน ( $I_L$ ) ไปสู่ค่ากระแสที่มีค่าเฉพาะ แต่มีลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น ที่ระดับแรงดันสูงกว่า  $V_g$  กระแสจะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นต่อการเพิ่มขึ้นของระดับแรงดัน ซึ่งเรียกกันว่าเป็นย่านการทำงานตามกฎของโอห์ม (Ohm's law region of operation)



รูปที่ 2.8 แสดงสัญลักษณ์ของซีเนอร์ไดโอด และกราฟคุณลักษณะ

ซีเนอร์ไดโอดนั้น จะทำงานคล้ายกับไดโอดแบบรอยต่อพีเอ็น ในย่านการทำงานแบบไบอัสกลับระหว่าง 0 โวลต์และแรงดันซีเนอร์ ( $V_z$ ) โดยเกิดกระแสเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เรียกว่า “กระแสรั่วไหลเมื่อได้รับอัสกลับ” ( $I_L$ )

ความแตกต่างระหว่างซีเนอร์กับไดโอดแบบทั่วไป ได้แก่ เมื่อได้รับ ไบอัสกลับถึงจุดซีเนอร์ ( $V_z$ ) ที่ค่าความต่างศักย์นี้รอยต่อของไดโอดจะเกิดการพังทลาย (Avalanches) และกระแสจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว นอกจากนี้ค่าแรงดันที่ตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด จะมีค่าคงที่ ถึงแม้ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ป้อนเข้ามา ซึ่งปรากฏการณ์เช่นนี้ จะทำให้เกิดการรักษาระดับแรงดันโดยซีเนอร์ไดโอด ในรูปที่ 2.9 เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่รักษาระดับแรงดันด้วยซีเนอร์ไดโอด โดยตัวต้านทาน  $R_L$  จะแทนค่าโหลดที่ใช้กับแหล่งจ่ายไฟนี้ (เท่ากับ  $V_z \div I_z$ ) ตัวเก็บประจุ  $C_1$  เป็นตัวเก็บ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประจุที่ใช้กรองกระแสแบบธรรมดาที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟทั่วไป การเลือกค่าความจุของ  $C_1$  ใช้กฎอย่างง่ายก็คือไม่ต่ำกว่า 1000 ไมโครฟารัด ต่อค่ากระแสไหล 1 แอมป์

ตัวเก็บประจุ  $C_2$  ในรูปที่ 2.9 ใช้ในการขจัดสัญญาณรบกวนต่างๆซึ่งเกิดจากซีเนอร์ไดโอด ในหลายๆวงจรที่ไม่คำนึงถึงสัญญาณรบกวน ก็อาจตัด  $C_2$  ออกไปจากวงจรได้

การออกแบบวงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ซีเนอร์ไดโอดดังแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.9 มีขั้นตอนที่สำคัญอยู่ 4 ขั้นตอนคือ

1. พิจารณาถึงสภาวะการทำงาน
2. เลือกค่าความต่างศักย์ของซีเนอร์
3. เลือกค่าความต้านทานและอัตราทนกำลังของ  $R_S$
4. คำนวณค่ากำลังสูญเสียของซีเนอร์ไดโอด

ซีเนอร์ไดโอดจะต้องทำงานอยู่ภายใต้เงื่อนไข 3 ข้อ แต่อันดับแรกจะต้องเลือกเงื่อนไขที่ใกล้เคียงกับวงจรของเราที่สุด เงื่อนไขต่างๆเหล่านั้นได้แก่

1. ระดับแรงดันไฟป้อน ( $V_S$ ) มีค่าเปลี่ยนแปลง ส่วนกระแสไหล ( $I_3$ ) มีค่าคงที่
  2. ระดับแรงดันไฟป้อนมีค่าคงที่ ส่วนกระแสไหลมีค่าเปลี่ยนแปลง
  3. ระดับแรงดันไฟป้อนมีค่าเปลี่ยนแปลง และกระแสไหลมีค่าเปลี่ยนแปลง
- สมการที่ใช้ในการออกแบบสำหรับทั้งสามกรณีนั้นแสดงให้เห็นดังต่อไปนี้

คำนวณค่า  $R_S$  ในหน่วยโอห์ม

$$\text{เงื่อนไขที่ 1 : } R_S = \frac{(V_{\min} - V_z)}{1.1I_3}$$

$$\text{เงื่อนไขที่ 2 : } R_S = \frac{(R_{in} - V_z)}{1.1I_{\max}}$$

$$\text{เงื่อนไขที่ 3 : } R_S = \frac{(V_{\min} - V_z)}{1.1I_{3\max}}$$

กำลังงานสูญเสียของ  $D_S$  หน่วยเป็นวัตต์

$$P_{DS} = \frac{(V_{\min} - V_z)^2}{R_S} - I_3V_z$$

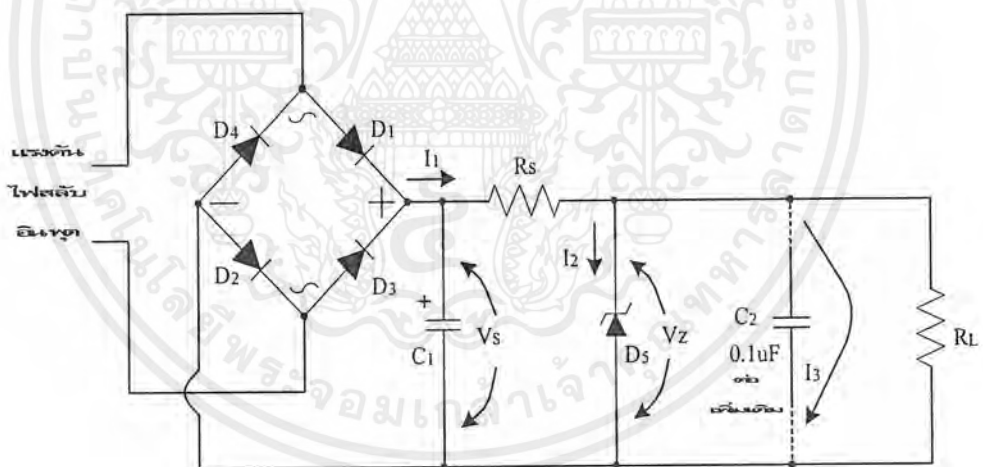
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสำนักหอสมุดกลางพระจอมเกล้าลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{RS} = \frac{(V_{\max} - V_z)^2}{R_S}$$

หรือ 
$$P_{RS} = P_{D5} + I_3 V_z$$

การออกแบบสำหรับเงื่อนไขที่ 1

1. เลือกค่า  $V_z$  จากการใช้งาน
2. เลือกค่ากระแสโหลด  $I_3$
3. คำนวณค่า  $R_S$  (ดูจากตารางที่ 1)
4. คำนวณค่ากำลังสูญเสียของซีเนอร์ไดโอด
5. คำนวณค่าอัตราทนกำลังของซีเนอร์ไดโอด
6. คำนวณค่ากำลังสูญเสียของตัวต้านทาน  $R_S$
7. เลือกอัตราทนกำลังของตัวต้านทาน  $R_S$



รูปที่ 2.9 แสดงแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่รักษาระดับแรงดันด้วยซีเนอร์ไดโอด

### ตัวอย่าง : 2.1

จงออกแบบวงจรรักษาระดับแรงดันโดยใช้ซีเนอร์ไดโอดดังแสดงในรูปที่ 2.9 เพื่อให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตเป็นไฟตรง 6.8 โวลต์ โดยมีกระแสโหลด 75 มิลลิแอมป์ แหล่งจ่ายไฟมาจากแบตเตอรี่รถยนต์ ซึ่งปกติแล้วจะมีค่าแรงดันไฟตรงเปลี่ยนแปลงจาก 12 ถึง 15 โวลต์ เนื่องจาก

ความเร็วของเครื่องยนต์จะเปลี่ยนจากตอนเดินเบาไปสู่รอบหมุนสูงขึ้น  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วิธีทำ

ขั้นตอนที่ 1 : เลือกค่า  $V_z = 6.8$  โวลต์ ดีซี (จากการกำหนดให้มา)

ขั้นตอนที่ 2 : กำหนดค่ากระแสไหล  $I_3 = 0.075$  แอมแปร์ (จากการกำหนดให้มา)

$$\text{ขั้นตอนที่ 3 : } R_S = \frac{(V_{\min} - V_z)}{1.1I_3}$$

ข้อสังเกต : ใช้ค่า  $1.1 I_3$  เพื่อยอมให้กระแสไหลใน  $R_S$  เพิ่มขึ้น 10 %

$$\begin{aligned} \therefore R_S &= (12 - 6.8) / (1.1 * 0.075) \\ &= 5.2 \text{ (V)} / 0.083 \text{ (A)} \\ &= 63 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 4 : คำนวณหาค่า  $P_{D_S}$

$$\begin{aligned} \therefore P_{D_S} &= \frac{(V_{\min} - V_z)^2}{R_S} - I_3 V_z \\ &= [(12 - 6.8)^2 / 63] - (0.075 * 6.8) \\ &= [(8.2)^2 / (63)] - 0.5 \\ &= (67.2 / 6.3) - 0.5 \\ &= 0.57 \text{ วัตต์} \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 5 : เลือกอัตราทนกำลังของ  $D_S$  เนื่องจากคำนวณหาค่า  $P_{D_S}$  เท่ากับ 0.57 วัตต์ เราสามารถใช้ซีเนอร์ขนาด 1 วัตต์ ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว เป็นสิ่งที่ดีที่จะใช้ไดโอดที่มีอัตราทนกำลังสูงกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ 20 % หรือมากกว่า

ขั้นตอนที่ 6 : คำนวณหาค่า  $P_{R_S}$

$$\begin{aligned} \therefore P_{R_S} &= P_{D_S} + I_3 V_z \\ &= 0.57 + 0.075 * 6.8 \\ &= 0.57 + 0.5 \\ &= 1.08 \text{ วัตต์} \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 7 : พิจารณาเลือกอัตราทนกำลังของ  $R_S$  เนื่องจาก  $P_{R_S}$  เท่ากับ 1.07 วัตต์ เราจะเลือกใช้งานตัวต้านทาน  $R_S$  ขนาด 2 วัตต์ ซึ่งเป็นค่ามาตรฐานค่าถัดไปที่มี โดยเราใช้หลักเดียวกับอัตราทนกำลังของซีเนอร์ไดโอด คือ เผื่อไว้ 20 % หรือมากกว่า

การออกแบบสำหรับเงื่อนไขที่ 2 และ 3

สำหรับการออกแบบตามเงื่อนไขที่ 2 และ 3 นั้นจะเหมือนกับในเงื่อนไขที่ 1 ทุกอย่าง ยกเว้น ในเงื่อนไขที่ 2 ใช้ค่า  $I_{3\max}$  แทน ค่า  $I_3$  (เงื่อนไขที่ 2 ใช้แทนค่า กระแสที่เปลี่ยนแปลง) ส่วนในเงื่อนไขที่ 3 ใช้ค่า  $V_{\min}$  แทนเดียวกับเงื่อนไขที่ 1 และใช้ค่า  $I_{3\max}$  เช่นเดียวกับเงื่อนไขที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ข้อจำกัด

ในการใช้งานส่วนใหญ่แล้วซีเนอร์ไดโอดถูกจำกัดให้ใช้งานในวงจรของแหล่งจ่ายไฟที่มีขนาดกระแสต่ำจนถึงปานกลางแต่ถ้าต้องการกระแสที่สูงขึ้นก็ทำได้ โดยการใช้ซีเนอร์ไดโอดในการให้ค่าระดับแรงดันอ้างอิง แต่ต้องมีอุปกรณ์ตัวอื่นช่วยในการรับกระแสที่สูงขึ้น

#### 2.4.2 วงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ทรานซิสเตอร์ (Series pass Transistor Regulator)

อุปกรณ์ที่เพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแสของซีเนอร์ไดโอด คือ การใช้ทรานซิสเตอร์กำลังในการจ่ายกระแสโหลด และใช้ซีเนอร์ไดโอดในการควบคุมระหว่าง B-E ของทรานซิสเตอร์ วงจรรักษาระดับแรงดันแบบป้อนกลับ (Feedback Voltage Regulator)

จากรูปที่ 2.10 (a) เป็นวงจรรักษาระดับแรงดันแบบดิสครีต (Discrete Voltage Regulator) ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  เป็นอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (Emitter Followers) ดังนั้นแรงดันที่ขาเบสจะเท่ากับ  $V_{BE}$  ซึ่งมีค่าสูงกว่าแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลด ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  เรียกว่า พาสทรานซิสเตอร์ (Pass Transistor) เพราะว่ากระแสโหลดทั้งหมดไหลผ่านตัวมันนั่นเอง จะสังเกตว่า ตัวแบ่งแรงดันจะสุมแรงดันทางด้านเอาต์พุต  $V_{out}$  ส่งเป็นแรงดันป้อนกลับ  $V_f$  ไปที่ขาเบสของ  $Q_1$  ซึ่งทรานซิสเตอร์ตัวนี้ จะทำงานทางด้านแอกทิฟ ก็คือเป็น CE แอมพลิไฟเออร์ (CE Amplifier) แรงดันป้อนกลับ  $V_f$  จะควบคุมกระแสคอลเล็กเตอร์ของ  $Q_1$  จากที่กล่าวมาข้างต้นไม่ว่าจะเกิดการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานโหลด , Open loop gain หรือแรงดันอินพุต (line Voltage) ก็ตาม แรงดันทางด้านเอาต์พุตจะคงที่ตลอดเวลา

แรงดันอินพุตดีซี  $V_{in}$  จะมาจากแหล่งจ่ายไฟที่ยังไม่คงที่ เช่น จากวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์และตัวเก็บประจุที่ใช้กรองกระแส โดยทั่วไป  $V_{in}$  จะมีการกระเพื่อมจากยอดถึงยอด (peak-to-peak) ประมาณ 10 % ของแรงดันไฟตรงที่ออกมา แต่แรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  โดยส่วนมากแล้วจะไม่มีการกระเพื่อมและมีค่าคงที่ ถึงแม้ว่าแรงดันอินพุตและกระแสโหลดจะเปลี่ยนแปลงก็ตาม ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะ ถ้าแรงดันเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลง ค่าที่เปลี่ยนแปลงไปก็จะถูกป้อนกลับผ่านตัวแบ่งแรงดัน แล้วส่งไปที่ขาเบสของ  $Q_1$  ซึ่งจะให้ค่าแรงดันผิดพลาดเท่ากับแรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไป ลักษณะเช่นนี้ก็จะทำให้มีการชดเชยโดยอัตโนมัติ ทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่

ตัวอย่างเช่น ถ้า  $V_{out}$  มีค่าสูงขึ้น แรงดันป้อนกลับ  $V_f$  ที่ส่งไปที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ก็จะมีค่ามากด้วย ทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์ของ  $Q_1$  ที่ไหลผ่าน  $R_3$  มีค่ามาก ในขณะที่แรงดันที่ขาเบสของ  $Q_2$  มีค่าต่ำลง และเนื่องจาก  $Q_2$  เป็นอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ ดังนั้นจึงทำให้แรงดันที่เอาต์พุตมีค่าต่ำลงไปด้วย ในขณะที่เดียวกันถ้าแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่าต่ำลง แรงดันที่เบสของ  $Q_1$  ก็จะมีค่าน้อย ส่วนแรงดันที่เบสของ  $Q_2$  ก็จะมีค่ามาก ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น

จากทั้งสองกรณีที่ได้กล่าวมาแล้ว การที่  $V_{out}$  พยายามที่จะเปลี่ยนแปลงไปนั้น จะทำให้ตัวขยายทางด้านเอาต์พุตมีทิศทางที่ตรงกันข้ามกัน ดังนั้นผลที่ได้ก็คือแรงดันเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงก็จะถูกกำจัดออกไป ทำให้  $V_{out}$  มีเสถียรภาพ

แรงดันเอาต์พุต

จากรูปที่ 2.10 (b) แสดงรายละเอียดของวงจรขยายทางด้านเอาต์พุตและวงจรป้อนกลับแบบลบ เพื่อให้ง่ายต่อการจำและการคำนวณ แรงดันอ้างอิง  $V_z$  เป็นอินพุตให้กับอิมิตเตอร์ของเงื่อนไข (stage) แรก ซึ่งจะไปขับอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ แรงดันเอาต์พุต  $V_{out}$  จะถูกจ่ายไปที่ตัวแบ่งแรงดันเพื่อเป็นแรงดันป้อนกลับ  $V_F$  ให้ขาเบสของ  $Q_1$  ดังนั้น

สัดส่วนของการป้อนกลับจะเท่ากับ

$$B = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}$$

Closed – Loop Voltage Gain จะเท่ากับ

$$A_{CL} = \frac{1}{B}$$

หรือ

$$A_{CL} = \left( \frac{R_1}{R_2} \right) + 1$$

(2.12)

จากรูปที่ 2.10 (a) แรงดันป้อนกลับจะถูกจ่ายไปที่ขาเบสของ  $Q_1$  ดังนั้น

$$V_F = V_z + V_{BE}$$

เนื่องจาก  $V_F = BV_{out}$

$$BV_{out} = V_z + V_{BE}$$

หรือ

$$V_{out} = \frac{(V_z + V_{BE})}{B}$$

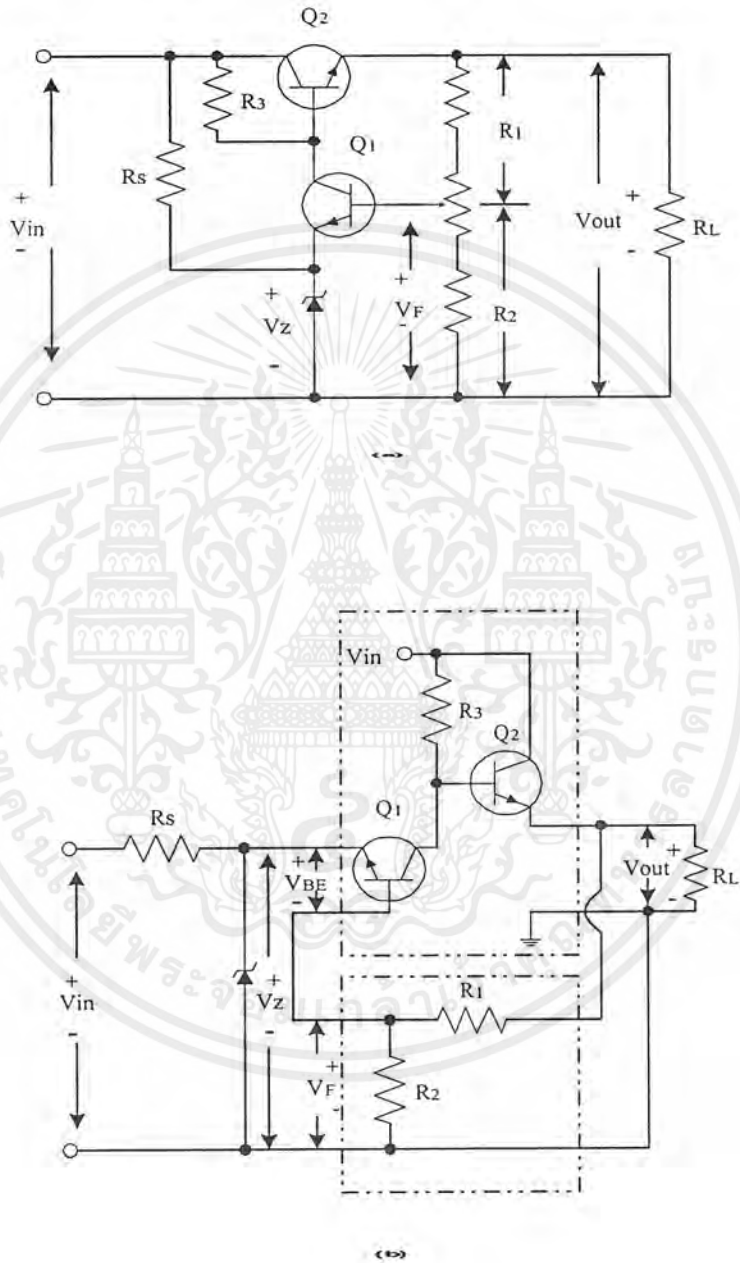
หรือ

$$V_{out} = A_{CL}(V_z + V_{BE})$$

(2.13)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตที่ผ่านการเรีกูเลตแล้วจะเท่ากับ Closed – Loop Voltage Gain คูณกับผลบวกของแรงดันซีเนอร์กับแรงดันเบสเอมิเตอร์



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรเรีกูเลเตอร์แบบดิสคริตที่

(a) วงจร

(b) รายละเอียดของวงจรขยายและวงจรป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

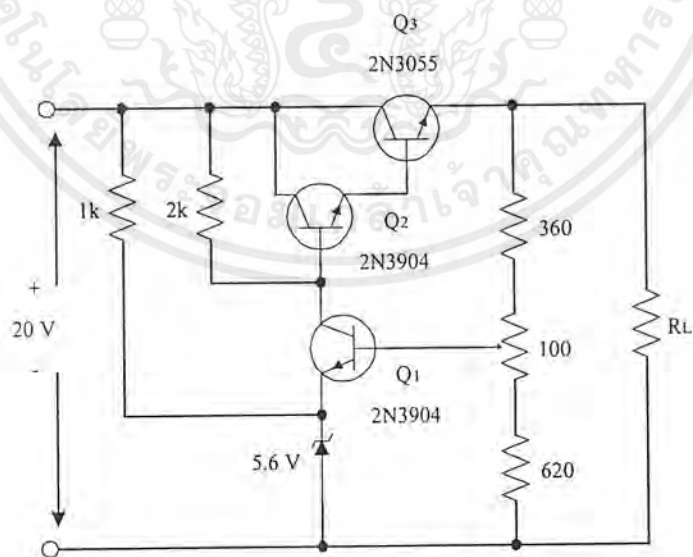
ในการใช้งานเราจะใช้ซีเนอริโคโอดที่มีแรงดันซีเนอริคต่ำๆ ( 5 ถึง 6 โวลต์ ) และค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิโดยประมาณเท่ากับศูนย์ รวมทั้งสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิของตัวขยายแรงดันทางด้านเอาต์พุตก็ต้องมีค่าเดียวกันนี้ด้วย จากรูปที่ 2.10 (a) ตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ (Potentiometer) จะเป็นตัวปรับแรงดันทางด้านเอาต์พุตเพื่อให้ได้ค่าตรงกับค่าที่ต้องการใช้งาน

**พลังงานสูญเสียที่พาสทรานซิสเตอร์**

พาสทรานซิสเตอร์หรืออิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์จะต่ออนุกรมกับโหลด เราจึงเรียกกวงจรแบบนี้ว่า ซีรีส์เรกกูเลเตอร์ (Series Regulator) แต่มีข้อเสียคือจะเกิดพลังงานสูญเสียที่พาสทรานซิสเตอร์ ซึ่งคำนวณได้จาก

$$P_D = V_{CE} I_C \quad (2.14)$$

ทราบได้ก็ตามที่ค่ากระแสไหลคมีค่าไม่มากเกินไป พาสทรานซิสเตอร์ก็จะไม่ได้รับความร้อนมาก แต่ถ้ากระแสไหลคมีค่าสูงมาก พาสทรานซิสเตอร์ก็จะมีพลังงานสูญเสียจำนวนมาก จากสาเหตุนี้จะต้องใช้แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่ ซึ่งก็ทำให้แหล่งจ่ายไฟตรงมีขนาดใหญ่ขึ้นเอง ดังนั้นหากต้องการแหล่งจ่ายไฟตรงที่รับกระแสไหลคค่าสูงๆ ควรจะเลือกใช้แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิทช์ซึ่งจะดีกว่า



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรรักษาระดับแรงดันแบบคาร์ลิ่งตัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตัวอย่าง:2.2

จากรูปที่ 2.11 เป็นวงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนาน ที่ใช้วงจรพาสทรานซิสเตอร์แบบคาร์ลิ่งตัน จงคำนวณหาแรงดันเอาต์พุตสูงสุดและต่ำสุด

วิธีทำ

ก่อนอื่นต้องหา Closed – Loop Voltage Gain จาก  $A_{CL} = \left(\frac{R_1}{R_2}\right) + 1$  ถ้า  $R_1 = 300$  โอห์ม  
 $R_2 = 720$  โอห์ม ดังนั้น

$$A_{CL} = (360 / 720) + 1 = 1.5$$

แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

$$V_{out} = 1.5 (5.6 + 0.7) = 9.45 \text{ V}$$

ถ้า  $R_1 = 460$  โวลต์ และ  $R_2 = 620$  โวลต์

$$A_{CL} = (460 / 620) + 1 = 1.74$$

$$V_{out} = 1.74 (5.6 + 0.7) = 11 \text{ V}$$

ดังนั้นเราสามารถปรับค่าแรงดันเอาต์พุตได้ในช่วง 9.45 – 11 โวลต์

นอกจากนี้เราสามารถคำนวณหาแรงดันเอาต์พุตได้โดยใช้กฎของโอห์ม โดยคำนวณหาแรงดันที่ตกคร่อม  $R_2$  ดังนี้

$$V = 5.6V + 0.7V = 6.3 \text{ V}$$

ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน  $R_2$  เท่ากับ

$$I = \frac{6.3}{720} = 8.75 \text{ mA}$$

$$\therefore V_{out} = (8.75 \text{ mA}) (360 \Omega + 720 \Omega) = 9.45 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยวิธีเดียวกันนี้ เราก็สามารถคำนวณหาแรงดันเอาท์พุท 11 โวลต์ได้ เมื่อใช้ค่า  $R_1 = 460$  โวลต์ และ  $R_2 = 620$  โวลต์

### วงจรจำกัดกระแส

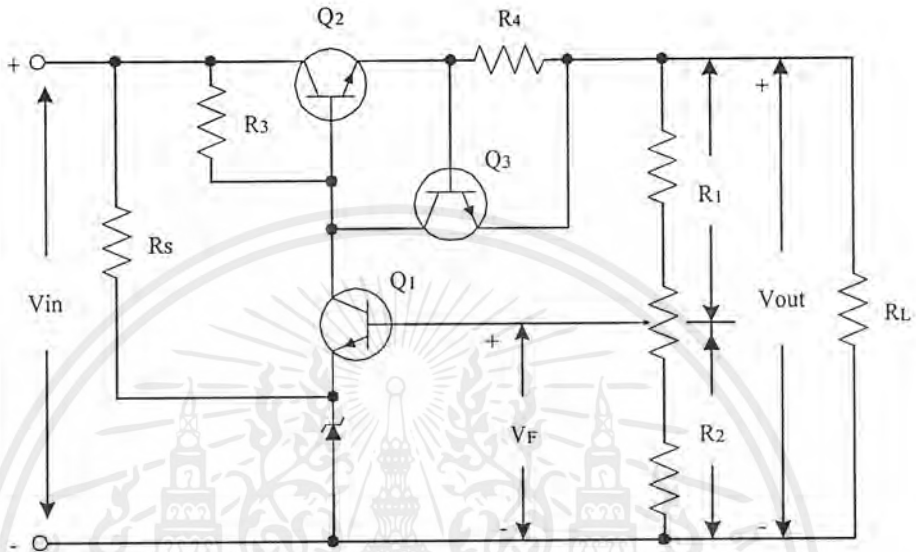
จากวงจรรักษาระดับแรงดันแบบป้อนกลับดังรูปที่ 2.11 นั้น จะเห็นว่าไม่มีการป้องกันการลัดวงจรทางด้านโหลด ซึ่งถ้าเกิดการลัดวงจรขึ้นจะมีกระแสที่ไหลล้นไหลจำนวนมาก ทำให้พาสทรานซิสเตอร์เสียหาย รวมทั้งอาจจะทำให้ไดโอดที่เป็นตัวขั้ววงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนานในวงจรของแหล่งจ่ายไฟที่ไม่คงที่เกิดความเสียหายด้วย เพื่อเป็นการหลีกเลี่ยงปัญหานี้ ต้องเพิ่มวงจรจำกัดกระแสลงไปด้วย

### วงจรจำกัดกระแสอย่างง่าย

พิจารณารูปที่ 2.12 เป็นตัวอย่างวงจรที่มีการจำกัดกระแสทางด้านเอาท์พุท โดยตัวต้านทาน  $R_s$  จะเรียกว่า “ตัวต้านทานตรวจจับกระแส” (Current-Sensing Resistor) ซึ่งตัวต้านทานตัวนี้จะมีค่าต่ำและโดยส่วนมากจะไม่ส่งผลต่อกระแสของโหลด แต่ค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานตัวนี้จะใช้เป็นตัววัดกระแสที่ไหลผ่านโหลด โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นจะตกคร่อมขาเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ถ้ากระแสไหลมีค่ามาก จะเกิดแรงดันตกคร่อมที่  $R_s$  ซึ่งจะทำให้  $Q_2$  ทำงานเป็นตัวจำกัดกระแสนั้นเอง

สำหรับการทำงานของ  $Q_2$  ถ้ากระแสที่ไหลผ่านโหลดมีค่าต่ำกว่า 600 mA แรงดันที่ตกคร่อม  $R_s$  จะต่ำกว่า 0.6 V ในกรณีนี้  $Q_2$  จะไม่ทำงานและวงจรรักษาระดับแรงดันก็จะทำงานดังที่ได้อธิบายมาแล้วก่อนหน้านี้ แต่ถ้ากระแสไหลสูงกว่า 600 mA แรงดันที่ตกคร่อม  $R_s$  ก็จะมากกว่า 0.6 V ซึ่งจะทำให้  $Q_2$  ทำงาน โดยกระแสคอลเล็กเตอร์ของ  $Q_2$  จะไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_s$  ทำให้แรงดันที่ขาเบสของ  $Q_2$  มีค่าต่ำลง แรงดันโหลดก็มีค่าต่ำลงด้วย ซึ่งผลที่ได้ก็คือจะมีการป้อนกลับแบบลบ เนื่องจากในตอนแรกค่ากระแสไหลมีค่าสูงทำให้แรงดันที่โหลดต่ำลง ค่าที่ป้อนกลับนี้จะมีค่าสูงโดยจะอยู่ระหว่าง 0.6 – 0.7 V ซึ่งค่านี้จะขึ้นอยู่กับชนิดและกระแสของทรานซิสเตอร์ที่ใช้

สรุปก็คือ สมมติว่า  $R_s$  ในรูปที่ 2.12 มีค่าลดลงจากค่าอนันต์ไปสู่ศูนย์ นั่นหมายความว่าค่ากระแสไหลกำลังเพิ่มขึ้นจากศูนย์ไปสู่ค่าที่สูงกว่า อาจจะมีค่าใกล้เคียงกับ 600 – 700 mA  $Q_2$  จะทำงาน ทำให้ค่าแรงดันที่ขาเบสของ  $Q_2$  ลดลง และเนื่องจาก  $Q_2$  เป็นอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ ดังนั้นแรงดันที่โหลดก็จะลดลงด้วย ยิ่งค่าความต้านทาน  $R_s$  มีค่าลดลงมากเท่าใดค่ากระแสไหลก็จะเพิ่มมากขึ้นและทำให้แรงดันที่โหลดต่ำลงมากตามไปด้วย เนื่องจากแรงดันโหลดที่ลดลงไปนั้นมีค่าใกล้เคียงกับอัตราค่าเพิ่มขึ้นของค่าความต้านทานโหลด ทำให้กระแสไหลเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรรักษาระดับแรงดันที่มีการจำกัดกระแสอย่างง่าย

จากรูปที่ 2.13 เป็นกราฟสรุปการจำกัดกระแส เมื่อ  $R_L$  มีค่าเป็นอนันต์ แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับ  $V_{reg}$  และกระแสโหลดจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่ถ้า  $R_L$  มีค่าเพิ่มขึ้น กระแสโหลดก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าที่  $R_L$  มีค่าเท่ากับ  $R_{min}$  ที่จุดนี้ กระแสโหลด  $I_L = 600$  mA และ  $V_{BE} = 0.6$  V ถ้า  $I_L$  สูงกว่าค่านี้  $Q_3$  จะทำงานเพื่อจำกัดกระแส ยิ่งค่าความต้านทาน  $R_L$  ลดลงมากเท่าใดแรงดันที่โหลดก็จะลดลงมากเท่านั้น และทำให้การรักษาระดับแรงดันเสียไป ถ้าค่า  $R_L = 0$  กระแสโหลดจะถูกจำกัดให้มีค่าอยู่ระหว่าง 600 – 700 mA

ให้กระแสโหลดเมื่อมีการลัดวงจรเป็น  $I_{SL}$  ดังในรูปที่ 2.12 ( นั่นคือ  $R_L = 0$ ) ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_4$  คือ

$$V_{BE} = I_{SL} R_4$$

หรือ

$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{R_4} \quad (2.15)$$

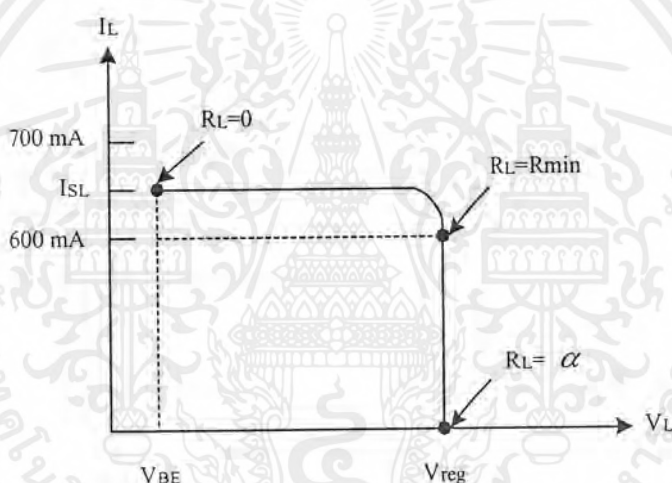
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $V_{BE}$  มีค่าระหว่าง 0.6–0.7 โวลต์ เพื่อความสะดวกเราจะใช้ค่า 0.7 โวลต์ สำหรับสมการที่ (2.15) แต่ต้องจำเอาไว้ว่าค่าจริงๆของ  $I_{SL}$  อาจต่ำกว่านี้หรือสูงกว่านี้เพียงเล็กน้อย ขึ้นอยู่กับทรานซิสเตอร์และกระแสไหล

ค่าความต้านทานโหลดต่ำสุดเมื่อการรักษาระดับแรงดันไม่เกิดผล หาได้จาก

$$R_{\min} = \frac{V_{reg}}{I_{SL}} \quad (2.16)$$

ค่าจริงๆของ  $R_{\min}$  อาจมีค่าต่ำกว่าหรือสูงกว่านี้เพียงเล็กน้อยก็ได้ แต่สมการที่ (2.16) จะใช้สำหรับการออกแบบที่คำนึงถึงผลของสัญญาณรบกวนต่างๆที่จะมีผลในวงจร



รูปที่ 2.13 แสดงกราฟกระแสและแรงดันของวงจรจำกัดกระแสอย่างง่าย

### ข้อเสียเปรียบของวงจรจำกัดกระแสอย่างง่าย

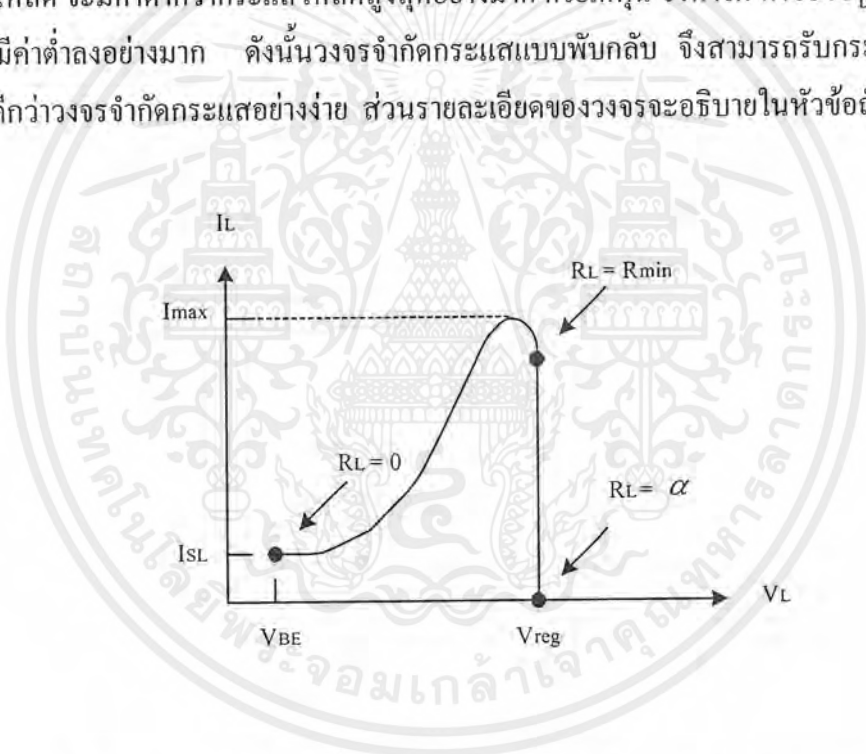
วงจรจำกัดกระแสอย่างง่ายดังที่ได้อธิบายมาแล้วนั้น เป็นการปรับปรุงวงจรรักษาระดับแรงดันให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น เพราะมีการป้องกันพาสทรานซิสเตอร์ และไดโอดในวงจรเรียงกระแส ในกรณีที่เกิดการลัดวงจรทางด้านโหลด อย่างไรก็ตามข้อเสียก็คือ พลังงานสูญเสียที่พาสทรานซิสเตอร์ จะมีค่าสูงมาก ถ้าเกิดการลัดวงจรขึ้น แรงดันอินพุตส่วนใหญ่จะตกคร่อมพาสทรานซิสเตอร์ ดังนั้นพลังงานสูญเสียที่พาสทรานซิสเตอร์หาได้จาก

$$P_D = (V_{in} - V_{BE}) I_{SL} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $V_{BE}$  เป็นแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ของ  $Q_3$  ซึ่งเป็นตัวจำกัดกระแส ค่าพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากหรือน้อย ขึ้นอยู่กับ  $V_{in}$  และ  $I_{SL}$  ส่วนการใช้งานนั้น ถ้าค่าพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นสามารถยอมรับได้ นักออกแบบก็จะใช้วงจรที่มีการจำกัดกระแสอย่างง่ายนี้

แต่ถ้าพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นเป็นปัญหาในการออกแบบ เราก็จะใช้วงจรจำกัดกระแสแบบพับกลับ (Foldback Current Limiting) ในรูปที่ 2.14 เป็นการอธิบายถึงข้อได้เปรียบของวงจรจำกัดกระแสแบบนี้ จะเห็นว่าที่ค่าความต้านทานโหลดระหว่าง  $V_{reg}$  และ  $R_{min}$  แรงดันโหลดมีค่าเท่ากับ  $V_{reg}$  เมื่อค่าความต้านทานโหลดลดลงต่ำกว่าค่า  $R_{min}$  ส่วนที่จำกัดกระแสก็จะทำงานทันที ด้วยวิธีการแบบพับกลับนี้ จะเห็นว่าเมื่อ  $R_L$  ลดลง กระแสและแรงดันที่โหลดก็จะลดลงด้วย เมื่อ  $R_L = 0$  กระแสโหลด จะมีค่าต่ำกว่ากระแสโหลดสูงสุดอย่างมาก ด้วยเหตุนี้ จึงทำให้ ค่าของ  $P_D$  ในสมการที่ (2.17) มีค่าต่ำลงอย่างมาก ดังนั้นวงจรจำกัดกระแสแบบพับกลับ จึงสามารถรับกระแสโหลดค่าสูงๆ ได้ดีกว่าวงจรจำกัดกระแสอย่างง่าย ส่วนรายละเอียดของวงจรจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

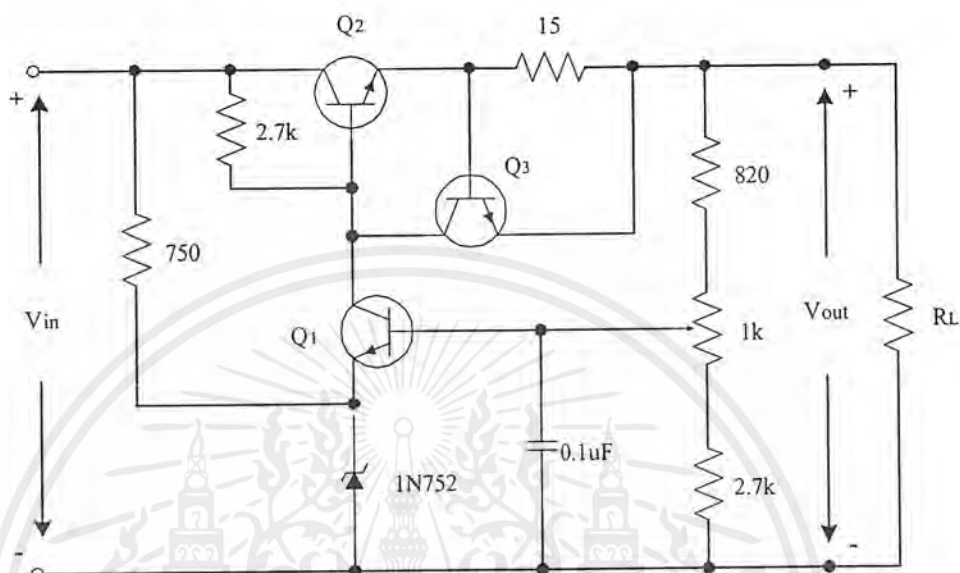


รูปที่ 2.14 แสดงกราฟกระแสและแรงดันของวงจรจำกัดกระแสแบบพับกลับ

### ความสำคัญของวงจรมายพาส

จากสภาวะการทำงานของ  $Q_1$  ในรูปที่ 2.12 นั้น จะมีเฟสเลื่อนเท่ากับ  $-180^\circ$  ที่ความถี่ค่าสูงๆ จะต้องมียังจรมายพาสที่ เบส และ คอลเล็กเตอร์ของ  $Q_1$  ด้วย ซึ่งจะให้เฟสเลื่อนอยู่ระหว่าง  $0^\circ$  ถึง  $-90^\circ$  ในขณะที่เดียวกัน สภาวะการทำงานของ  $Q_2$  ที่ความถี่ค่าสูงๆก็จะให้เฟสเลื่อนค่าเดียวกันนี้ แต่ถ้าเฟสเลื่อนเป็นมุม  $-360^\circ$  (หรือที่  $0^\circ$ ) ลูปเกน (Loop Gain) อาจจะมีค่ามากกว่า 1 ได้

ดังนั้น เพื่อเป็นการเลี่ยงการแกว่ง (Oscillation) ที่จะเกิดขึ้น เราต้องต่อตัวเก็บประจุเพิ่มเข้าไปในวงจรโดยต่อกับขาเบสของ  $Q_1$  ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงการต่อตัวเก็บประจุบายพาส

### วงจรจำกัดกระแสแบบพับกลับ (Foldback Current Limiting)

วิธีการหนึ่งที่จะช่วยลดพลังงานสูญเสียที่มีค่าสูงๆ ของวงจรรักษาระดับแรงดันแบบขนาน เนื่องจากการลัดวงจรทางด้านโหลดนั้น วงจรแสดงดังรูปที่ 2.16

จากรูปจะเห็นว่า กระแสโหลด  $I_{out}$  จะไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_4$  จะได้แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_4$  จะเท่ากับ  $I_{out}R_4$  ดังนั้นค่าแรงดันที่จะป้อนไปที่ตัวแบ่งแรงดัน ( $R_5$  และ  $R_6$ ) จะเท่ากับ  $I_{out}R_4 + V_{out}$  ซึ่งแรงดันค่านี้จะควบคุมการทำงานของ  $Q_3$  นั้นเอง ดังนั้นสัดส่วนการป้อนกลับจะเท่ากับ

$$K = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \quad (2.18)$$

การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ของวงจรมีความยุ่งยากมาก ดังนั้นเราจะใช้สมการข้างล่างในการหาค่ากระแสเอาต์พุตเมื่อเกิดการลัดวงจรทางด้านโหลด

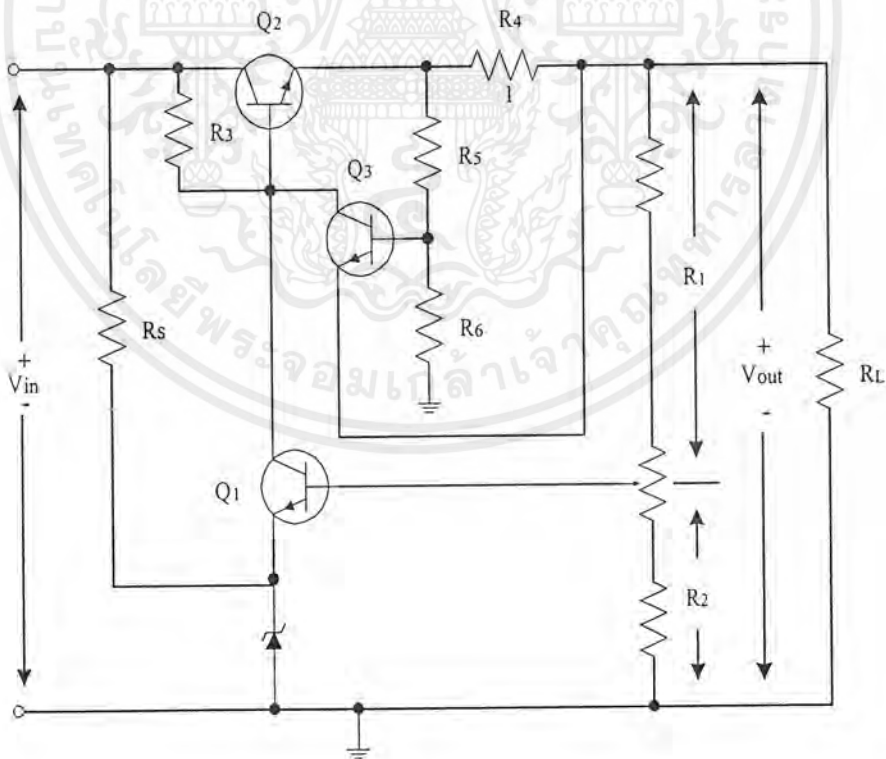
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{SL} = \frac{V_{BE}}{KR_4} \quad (2.19)$$

ถ้าไม่มีการลัดวงจร ค่ากระแสเอาต์พุตสูงสุดจะเป็น

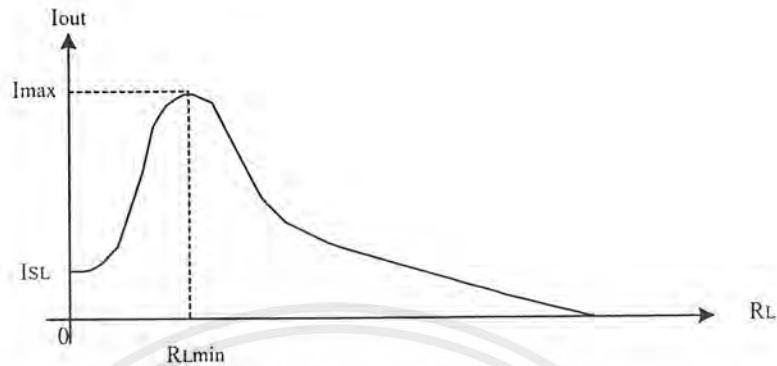
$$I_{\max} = I_{SL} + \frac{(1-K)V_{out}}{KR_4} \quad (2.20)$$

จากสมการนี้จะเห็นว่า ค่ากระแสโหลดสูงสุดจะมีค่ามากกว่า ค่ากระแสเมื่อเกิดการลัดวงจรทางด้านโหลด โดยทั่วไปแล้วการเลือกค่า K จะเลือกใช้ค่าที่ทำให้ค่ากระแสโหลดสูงสุดมีค่ามากกว่า ค่ากระแสโหลดเมื่อเกิดการลัดวงจร ประมาณ 2 – 3 เท่า ดังนั้นจะเห็นว่าข้อได้เปรียบของวงจรจำกัดกระแสแบบพิชกลับก็คือ การลดพลังงานสูญเสียจำนวนมากที่พาสทรานซิสเตอร์เมื่อเกิดการลัดวงจรนั่นเอง



(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

รูปที่ 2.16 แสดงวงจรจำกัดกระแสแบบพีกกลับ

(a) วงจร

(b) กราฟการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลด

เมื่อเทียบกับค่าความต้านทาน

จากรูปที่ 2.16 (b) แสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสทางด้านเอาต์พุตกับค่าความต้านทานโหลด จะเห็นว่าเมื่อ  $R_L$  มีค่ามาก ค่ากระแส  $I_{out}$  จะมีค่าน้อย เมื่อ  $R_L$  มีค่าลดลง ค่ากระแส  $I_{out}$  ก็จะเพิ่มขึ้นจนกระทั่งถึงค่า  $I_{max}$  ณ จุดนี้วงจรรักษาระดับแรงดันจะยังคงทำงานต่อ นอกเหนือจากจุดนี้ในส่วนของวงจรพีกกลับจะรับหน้าที่ทำงานต่อไป ถ้า  $R_L$  ลดลงต่ำกว่าค่า  $R_{Lmin}$  กระแส  $I_{out}$  จะมีค่าลดลง เมื่อ  $R_L$  เป็นศูนย์ กระแส  $I_{out}$  จะเท่ากับ  $I_{SL}$

### ตัวอย่าง:2.3

จากวงจรดังรูปที่ 2.17 แรงดันเอาต์พุตสามารถปรับค่าได้ถึง 10 V ตัวต้านทานจำกัดกระแสมี  $V_{BE} = 0.7 V$  จงหากระแสลัดวงจรทางด้านโหลดและกระแสโหลดสูงสุด

วิธีทำ

คำนวณหาสัดส่วนการป้อนกลับ

$$K = \frac{180}{20+180} = 0.9$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.19)

$$I_{SL} = \frac{0.7}{0.9(1)} = 0.788 \text{ A}$$

จากสมการที่ (2.20)

$$I_{\max} = 0.788 + \frac{(1-0.9)10}{0.9(1)} = 1.89 \text{ A}$$

จะเห็นว่า วงจรรักษาระดับแรงดันสามารถจ่ายกระแสโหลดสูงสุดได้ 1.89 A ดังนั้นหาความต้านทานโหลดต่ำสุดได้เท่ากับ  $10 \text{ V}/1.89 \text{ A}$  หรือเท่ากับ  $5.29 \Omega$  ถ้าความต้านทานโหลดมีค่าต่ำกว่านี้ กระแสโหลดก็จะต่ำกว่า 1.89 A และเมื่อเกิดการลัดวงจรทางด้านโหลดกระแสโหลดจะเป็น 0.788 A

จากตัวอย่างที่แล้วสามารถคำนวณหาพลังงานสูญเสียที่พาสทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้ เมื่อเกิดการลัดวงจร แรงดันที่โหลดจะเท่ากับศูนย์ ดังนั้นแรงดันที่ขาอิมิตเตอร์ของ 2N3055 จะเท่ากับ

$$V_E = (0.788 \text{ A})(1 \Omega) = 0.788 \text{ V}$$

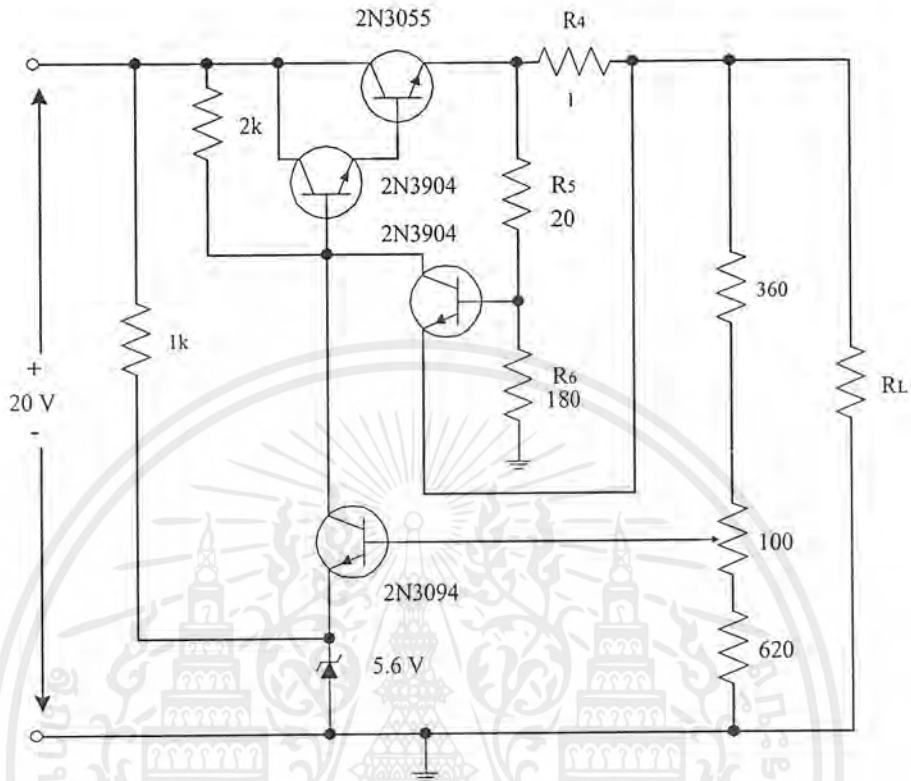
เนื่องจากแรงดันอินพุต เท่ากับ 20 V ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อม 2N3055 หาได้จาก

$$V_{CE} = 20 \text{ V} - 0.788 \text{ V} = 19.2 \text{ V}$$

ดังนั้นพลังงานสูญเสียเท่ากับ

$$P_D = (19.2 \text{ V})(0.788 \text{ A}) = 14.9 \text{ W}$$

จะเห็นว่าค่าพลังงานสูญเสียที่ได้มีค่าต่ำกว่า ใช้วิธีจำกัดกระแสอย่างง่ายดังที่ได้กล่าวมาแล้ว



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรรักษาระดับแรงดันแบบฟีดแบ็ค ใช้ทรานซิสเตอร์แบบคาร์ลิงตัน

#### 2.4.3 วงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้ไอซี (IC Voltage Regulator)

การผลิตไอซีรักษาระดับแรงดันได้เริ่มต้นขึ้นในปี 1960s โดยชิปไอซีตัวแรกที่ผลิตออกมาคือ  $\mu$ A723 และ LM300 ซึ่งภายในไอซีจะมีซีเนอริไดโอด, วงจรขยายเกนสูง (hi-gain amplifier), วงจรจำกัดกระแส เป็นต้น แต่ข้อเสียของชิปไอซีข้างต้นก็คือ ขาของมันต้องต่อกับอุปกรณ์ภายนอกมากมาย เพื่อให้การรักษาระดับแรงดันของไอซีเหล่านี้ได้ผลดีที่สุด

ต่อมาการผลิตไอซีรักษาระดับแรงดันจะมีเพียง 3 ขาเท่านั้นคือ ขาอินพุต, ขากราวด์ และขาเอาต์พุต ซึ่งสามารถจ่ายกระแสได้ตั้งแต่ 100 mA ถึงมากกว่า 5 A ขึ้นอยู่กับตัวถังที่ใช้บรรจุ ปัจจุบันไอซีสามขาเป็นที่นิยมใช้กันมากเนื่องจากราคาไม่แพง นำมาใช้ได้ง่าย ไม่ต้องต่อกับอุปกรณ์ภายนอกให้ยุ่งยาก เพียงแค่ต่อตัวเก็บประจุบายพาสเท่านั้นก็พอ

### อนุกรม LM340 (LM340 Series)

LM340 ก็เป็นไอซีรักษาระดับแรงดันแบบสามขาอีกตัวหนึ่ง ที่ได้มีการผลิตออกมาใหม่ ในรูปที่ 2.18 เป็นโครงสร้างของ LM340 จากรูป แรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  จะป้อนไปที่ขาบวกของวงจรขยายรายละเอียดในการรักษาระดับแรงดันก็จะเหมือนกับหัวข้อที่ได้อธิบายไปแล้ว จะมีข้อแตกต่างอยู่เพียงเล็กน้อยคือ ภายในวงจรขยายจะมีอัตราขยายแรงดันอยู่หลายระดับ เนื่องจากอัตราขยายที่มีค่าสูง จะทำให้ค่าแรงดันผิดพลาดระหว่างขาอินพุตของวงจรขยายมีค่าประมาณศูนย์ ดังนั้นแรงดันที่ขาลบของวงจรขยายจึงมีค่าประมาณ  $V_{ref}$  และจะได้กระแสที่ไหลผ่านตัวแบ่งแรงดันเป็น

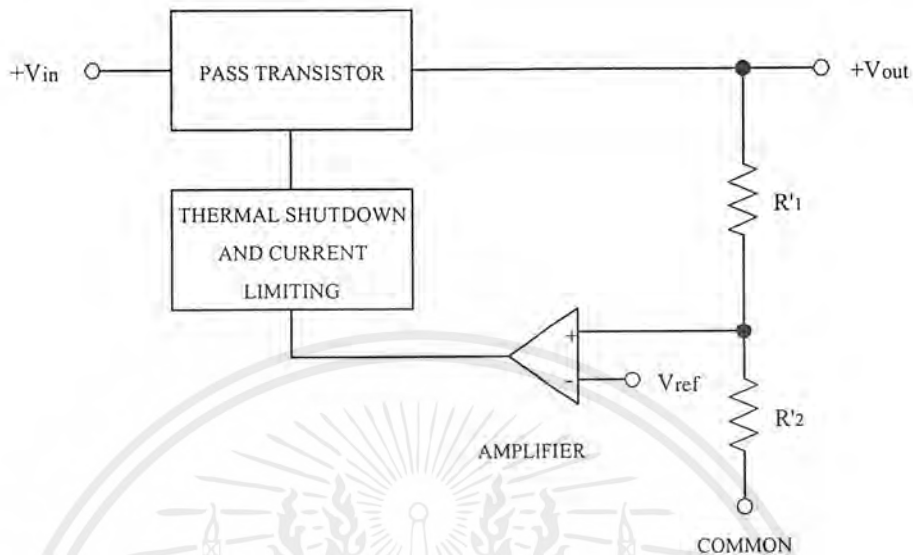
$$I = \frac{V_{ref}}{R_2'}$$

โดยปกติ ตัวต้านทาน  $R_2'$  จะบรรจุอยู่ในไอซี และเนื่องจากกระแสที่ไหลผ่าน  $R_1'$  เป็นค่าเดียวกับกระแสที่ไหลผ่าน  $R_2'$  ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับ

$$V_{out} = \frac{V_{ref}}{R_2'} (R_1' + R_2') \quad (2.21)$$

จากสมการนี้จะเห็นว่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน  $R_1'$  และ  $R_2'$  LM340 จะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตเป็น 5, 12 และ 15 V ตัวอย่างเช่น LM340-5 แรงดันเอาต์พุตจะเป็น 5 V, LM340-12 ให้ค่าแรงดันเอาต์พุตเป็น 12 V และ LM340-15 แรงดันเอาต์พุตจะเป็น 15 V โดยค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเป็น  $\pm 4\%$  (สำหรับ LM 340A ค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดเป็น  $\pm 2\%$ )

ภายในชิปไอซีจะบรรจุพาสทรานซิสเตอร์ที่สามารถจ่ายกระแสโหลดได้มากกว่า 1.5 A ซึ่งในการใช้งานต้องคิดแผ่นระบายความร้อนด้วย นอกจากนี้ยังมีวงจรจำกัดกระแสและวงจรป้องกันความร้อนเกิน (Thermal Shutdown) ซึ่งหมายความว่าถ้าอุณหภูมิภายในไอซีมีค่าสูงมาก ประมาณ  $175^\circ\text{C}$  ไอซีจะหยุดทำงานโดยอัตโนมัติ ซึ่งเป็นการป้องกันพลังงานสูญเสียที่มีมากเกินไป โดยขึ้นอยู่กับอุณหภูมิชั่วคราว ชนิดของแผ่นระบายความร้อน และตัวแปรอื่นๆที่เกี่ยวข้อง ด้วยเหตุนี้ไอซีจึงไม่เสียหายได้ง่าย



รูปที่ 2.18 แสดง โครงสร้างของไอซีเร็กกูเลเตอร์แบบสามขา

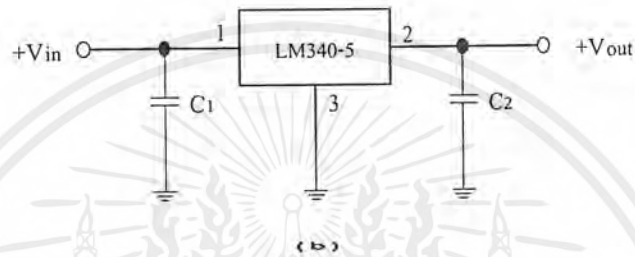
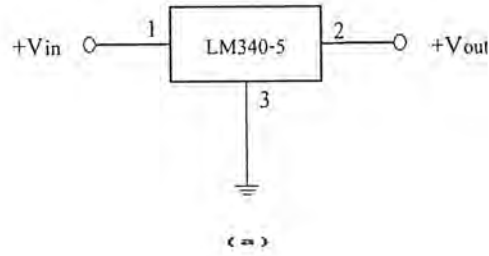
### เร็กกูเลเตอร์ชนิดจ่ายแรงดันคงที่

จากรูปที่ 2.19 (a) แสดงเร็กกูเลเตอร์สามขาชนิดจ่ายแรงดันคงที่ ขา 1 เป็นอินพุต, ขา 2 เป็นเอาต์พุต และขา 3 เป็นกราวด์ LM340-5 จะให้แรงดันเอาต์พุตเป็น  $5\text{ V} \pm 4\%$  จ่ายกระแสโหลดสูงสุดได้  $1.5\text{ A}$ , โหลดเร็กกูเลชันเท่ากับ  $10\text{ mV}$ , ขอสเร็กกูเลชันเท่ากับ  $3\text{ mV}$  และริปเปิลรีเจ็คชันเท่ากับ  $80\text{ dB}$  โดยมีอิมพีแดนซ์ทางด้านเอาต์พุตประมาณ  $0.01\ \Omega$  สามารถจ่ายแรงดันที่คงที่ได้ไม่ว่าโหลดจะเป็นเท่าใด ภายใต้พิกัดกระแสสูงสุด

ในการใช้งาน ถ้าต่อไอซีเร็กกูเลเตอร์ห่างจากตัวเก็บประจุที่ใช้กรองกระแสเกิน  $2 - 3$  นิ้วแล้ว จะทำให้เกิดการออสซิลเลชันขึ้นภายในตัวไอซี ดังนั้นจึงต้องต่อตัวเก็บประจุบายพาส  $C_1$  ที่ขา 1 ดังรูปที่ 2.19 (b) และเพื่อเป็นการปรับปรุงการตอบสนองชั่วคราวที่จะเกิดขึ้น จะต้องต่อตัวเก็บประจุบายพาส  $C_2$  ทางด้านเอาต์พุตด้วย โดยทั่วไปค่าความจุประจุของตัวเก็บประจุบายพาสจะมีค่าตั้งแต่  $0.1 - 1\ \mu\text{F}$  (ใน data sheet ของ LM340 แนะนำให้ใช้ค่า  $0.22\ \mu\text{F}$  สำหรับทางด้านอินพุต และ  $0.1\ \mu\text{F}$  สำหรับทางด้านเอาต์พุต)

LM340 ต้องการแรงดันอินพุตต่ำสุดโดยจะต้องมากกว่าค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตอย่างน้อย  $2 - 3\text{ V}$  ไมอย่างนั้นแล้วไอซีจะหยุดทำงาน (บางครั้งเราเรียกว่าเกิดการ brownout) ตัวอย่างเช่น LM340-5 แรงดันอินพุตจะอยู่ในช่วง  $8 - 20\text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงไอซีเร็กกูเลเตอร์สามขาแบบจ่ายแรงดันคงที่  
 (a) รายละเอียดของแต่ละขา  
 (b) การต่อตัวเก็บประจุบายพาส

### การนำไปใช้งาน

จากรูปที่ 2.20 (a) แสดงการต่อตัวต้านทานภายนอก  $R_1$  และ  $R_2$  ให้กับ LM340 เพื่อให้สามารถปรับค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุต (adjustable output voltage) ได้ โดยขา common จะต่อกับตัวต้านทาน  $R_2$  แทนการต่อลงกราวด์ ดังนั้นจะได้แรงดันเอาต์พุต  $V_{reg}$  ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_1$  เท่ากับ

$$I = \frac{V_{reg}}{R_1} \quad (2.22)$$

โดยกระแสตัวนี้จะไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_2$  ด้วย ดังนั้นแรงดันทางด้านเอาต์พุตจะเป็น

$$V_{out} = \frac{V_{reg}}{R_1} (R_1 + R_2) \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการข้างบนเป็นการประมาณค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุต เนื่องจากไม่ได้คิดกระแสภายใน (quiescent current)  $I_Q$  ที่ไหลออกมาจากขา 3 โดยปกติแล้ว  $I_Q$  จะไหลลงกราวด์ ดังนั้น กระแสตัวนี้จะไหลผ่าน  $R_2$  ด้วย(ดังแสดงในรูปที่ 2.20 (a) ) ซึ่งจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อม  $R_2$  มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นนักออกแบบส่วนใหญ่จะพยายามป้องกันผลกระทบของกระแส  $I_Q$  ที่จะมีต่อแรงดันทางด้านเอาต์พุต โดยทำให้ค่ากระแส  $I_Q$  มีค่าน้อยมากๆ ดังสมการ

$$I_Q \ll \frac{V_{reg}}{R_1} \quad (2.24)$$

จาก data sheet ของ LM340 กำหนดค่ากระแส  $I_Q$  เท่ากับ 8 mA ถ้า  $V_{reg}/R_1$  มีค่ามากกว่า 160 mA ก็สามารถใช้สมการที่ (2.23) ได้ โดยมีเปอร์เซ็นต์ความเที่ยงตรงเท่ากับ 5 % แต่ถ้าค่าที่ได้ยังไม่เป็นที่พอใจ เราก็สามารถหาค่าแรงดัน  $V_{out}$  ได้จาก

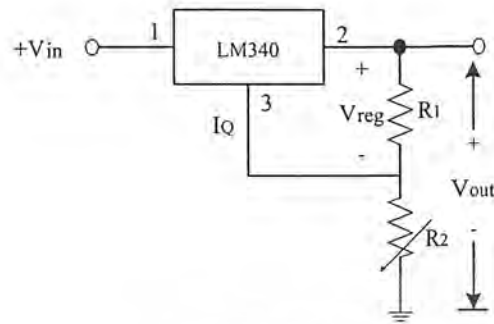
$$V_{out} = \frac{V_{reg}}{R_1} (R_1 + R_2) + I_Q R_2 \quad (2.25)$$

โดยเทอมที่สองของสมการนี้เป็นแรงดันตกคร่อมเนื่องจากกระแสภายในตัวไอซีนั่นเอง จากรูปที่ 2.20 (b) เป็นการนำไอซีเร็กกูเลเตอร์มาประยุกต์ใช้งานเป็นแหล่งจ่ายกระแส (หรือวงจรรักษาระดับกระแส) จากรูปจะเห็นว่า ตัวต้านทานโหลด  $R_L$  จะนำมาต่อแทนตัวต้านทาน  $R_2$  และกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_1$  จะเป็น

$$I_{out} = \frac{V_{reg}}{R_1} \quad (2.26)$$

ค่ากระแสที่ได้นี้จะไหลผ่านตัวต้านทานโหลด เนื่องจากค่าความต้านทานโหลดไม่ถูกนำไปคิดดังในสมการที่ (2.26) ดังนั้นจึงดูเหมือนว่า เป็นการจ่ายกระแสให้กับโหลด สมการข้างบนนี้ไม่ได้นำค่ากระแส  $I_Q$  มาคิดด้วย ดังนั้นถ้าต้องการความถูกต้องมากยิ่งขึ้น ค่ากระแส  $I_{out}$  จะเป็นดังนี้

$$I_{out} = \frac{V_{reg}}{R_1} + I_Q \quad (2.27)$$



รูปที่ 2.20 แสดงตัวอย่างการนำ LM340 มาใช้งาน

(a) วงจรรักษาระดับแรงดันที่สามารถปรับค่าได้

(b) วงจรจ่ายกระแสให้กับโหลด

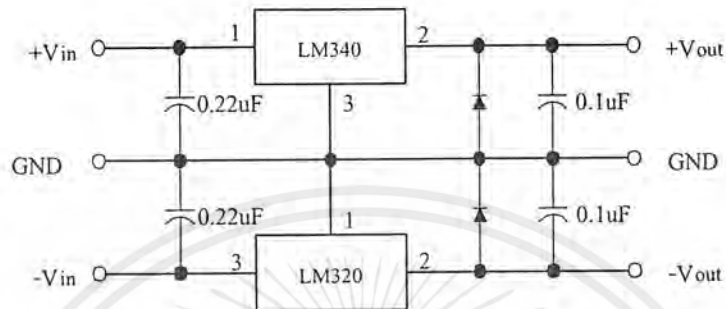
### อนุกรม LM320

LM320 เป็นไอซีเร็กกูเลเตอร์ที่ให้แรงดันเป็นลบ ตั้งแต่ - 5, - 12 และ - 15 V เช่น LM320-5 จะให้แรงดันเอาต์พุตเป็น - 5 V ส่วน LM320-15 จะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตเป็น - 15 V และ LM320 สามารถจ่ายกระแสไหลดได้ 1.5 A เช่นเดียวกัน โดยติดตั้งระบบระบายความร้อนด้วย ภายใน LM320 ก็เหมือนกับ LM340 ซึ่งมีวงจรจำกัดกระแส วงจรป้องกันความร้อนเกิน และวงจรจัดรีปเปิลรวมอยู่ด้วย

ถ้านำ LM320 และ LM340 มาต่อรวมกันก็จะสามารถแยกจ่ายแรงดันเอาต์พุตได้ ดังรูปที่ 2.21 โดย LM340 จะให้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นบวก ส่วน LM320 จะให้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการต่อตัวเก็บประจุเพื่อป้องกันการออสซิลเลชันนั้น จะเห็นว่าทางด้านเอาต์พุตจะมีการต่อโคโดค 2 ตัวเพิ่มเข้าไปในวงจร ทั้งนี้ เพื่อให้ไอซีทั้งสองตัวสามารถทำงานได้ตามปกติ



รูปที่ 2.21 แสดงการต่อ LM340 และ LM320 เพื่อให้จ่ายแรงดันได้ทั้งบวกและลบ

### ไอซีเร็กกูเลเตอร์ชนิดปรับค่าได้

LM317, LM338 และ LM350 เป็นไอซีที่ปรับค่าแรงดันเอาต์พุตได้ สามารถจ่ายกระแสโหลดสูงสุดได้ตั้งแต่ 1.5 ถึง 5 A ตัวอย่างเช่น LM317 เป็นไอซีเร็กกูเลเตอร์แบบสามขา จ่ายกระแสโหลดได้ 1.5 A แรงดันเอาต์พุตปรับค่าได้ในช่วง 1.25 ถึง 37 V เปอร์เซ็น โหลดเร็กกูเลชันเท่ากับ 0.1 % โหลดเร็กกูเลชันเท่ากับ 0.01 % ต่อโวลต์ ซึ่งหมายความว่าแรงดันเอาต์พุตจะเปลี่ยนไป 0.01 % สำหรับการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตทุกๆ 1 V ค่ารีปเปิลรีเจกชันเท่ากับ 80 dB หรือ 10,000

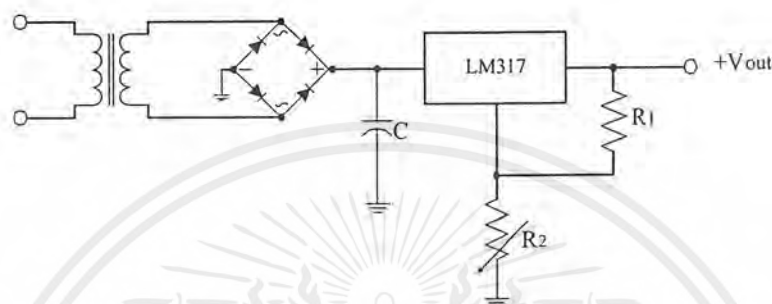
จากรูปที่ 2.22 แสดงการต่อวงจรแหล่งจ่ายไฟเข้ากับ LM317 จาก data sheet ของ LM317 แรงดันเอาต์พุตหาได้จาก

$$V_{out} = 1.25 \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \quad (2.28)$$

แรงดันเอาต์พุตที่ได้มีค่าตั้งแต่ 1.25 ถึง 37 V โดยทั่วไปการเลือกค่าตัวเก็บประจุสำหรับกรองกระแสจะเลือกค่าที่ทำให้รีปเปิลจากยอดถึงยอด (Peak-to-peak) มีค่าประมาณ 10 % และเนื่องจากไอซีมีค่ารีปเปิลรีเจกชันเท่ากับ 80 dB ดังนั้นค่ารีปเปิลจากยอดถึงยอดที่ได้จริงๆจะมีค่าต่ำกว่านี้

คือ จะถูกหารด้วย แฟกเตอร์ (Factor)  $10^4$  หรือ

$$\frac{10\%}{10^4} = 0.001\%$$

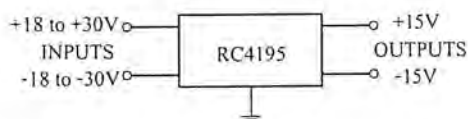


รูปที่ 2.22 แสดงวงจรจับ LM317

ไอซีเร็กกูเลเตอร์แบบให้แรงดันไฟคู่

RC4194 และ RC4195 เป็นไอซีเร็กกูเลเตอร์ที่สามารถแยกจ่ายแรงดันได้ทั้งบวกและลบ โดย RC4194 เป็นแบบปรับค่าได้ให้ค่าแรงดันตั้งแต่  $\pm 0.05$  ถึง  $\pm 32$  V ในขณะที่ RC4195 จะให้แรงดันเอาต์พุตที่คงที่  $\pm 15$  V

จากรูปที่ 2.23 เป็นตัวอย่าง RC4195 จะเห็นว่าแรงดันอินพุตที่ไม่คงที่จะเป็นทั้งค่าบวกและลบ โดยอินพุตบวกมีค่าอยู่ระหว่าง +18 ถึง +30 V และอินพุตลบมีค่าอยู่ระหว่าง -18 ถึง -30 V เอาต์พุตที่ได้เป็น  $\pm 15$  V จาก data sheet ของ RC4195 สามารถจ่ายกระแสโหลดได้ 150 mA ทั้งเอาต์พุตบวกและลบ โหลดเร็กกูเลชันเท่ากับ 3 mV โหลดเร็กกูเลชันเท่ากับ 2 mV และริบเบิลรีเจ็คชันเท่ากับ 75 dB



รูปที่ 2.23 แสดงไอซีเร็กกูเลเตอร์แบบจ่ายแรงดันไฟคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตารางไอซีเร็กกูเลเตอร์

ตารางที่ 2.1 แสดงข้อมูลของ ไอซีเร็กกูเลเตอร์

Number	Vout	Imax	LR	SR	RR	Drop-	Comment
	V					out	
	V	A	mV	mV	dB	V	
LM309	+5	1	15	4	75	2	Fixed positive
LM317	-	1.5	0.1%	0.2%	65	2.5	Adjustable: 1.2 to 32 V
LM320-5	-5	1.5	50	10	65	2	Fixed negative
LM320-15	-15	1.5	30	5	80	2	Fixed negative
LM338	-	5	0.1%	0.1%	60	2.7	Adjustable: 1.2 to 32 V
LM340-5	+5	1.5	10	3	80	2.3	Fixed positive
LM340-15	+15	1.5	12	4	80	2.5	Fixed positive
LM350	-	3	0.1%	0.1%	65	2.5	Adjustable: 1.2 to 33 V
RC4194	-	0.15	0.2%	0.2%	75	3	Dual-tracking: 0 to 32 V
RC4195	±15	0.15	3	2	70	3	Dual-tracking

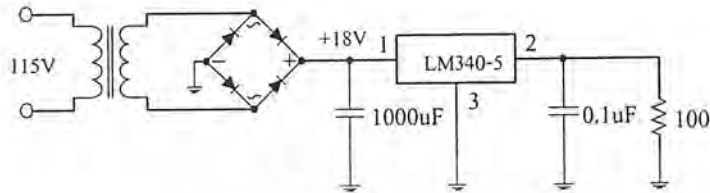
จากตารางที่ 2.1 เป็นข้อมูลของไอซีเร็กกูเลเตอร์ที่นิยมใช้กันโดยทั่วไป ตัวอย่างเช่น LM309 เป็นเร็กกูเลเตอร์ชนิดจ่ายแรงดันคงที่ +5 V, กระแสโหลดสูงสุดเท่ากับ 1 A, โหลดเร็กกูเลชันเท่ากับ 15 mV, ขอสเร็กกูเลชันเท่ากับ 4 mV และริเปิลรีเจ็กชันเท่ากับ 75 dB ส่วนไอซีเร็กกูเลเตอร์แบบปรับค่าได้นั้น LR และ SR จะนิยมเขียนอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์มากกว่าเป็น mV

จากตารางจะเห็นว่ามีความแรงดัน ครอบ-เอาต์โวลต์เตจ (drop-out voltage) ซึ่งเป็นค่าความแตกต่างต่ำสุด ระหว่างแรงดันอินพุต และแรงดันเอาต์พุต ที่อนุญาตให้ใช้ได้ เช่น LM340-5 ค่าครอบ-เอาต์โวลต์เตจเท่ากับ 2.3 V นั่นคือแรงดันอินพุตจะต้องมีค่ามากกว่าแรงดันเอาต์พุตอย่างน้อย 2.3 V และเนื่องจากแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 V ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจะต้องมีค่าอย่างน้อย 7.3 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตัวอย่าง:2.4

จากรูปที่ 2.24 จงคำนวณหากระแสไหลและเอาต์พุตริปเปิล



รูปที่ 2.24 แสดงวงจร LM340-12 ที่ใช้สำหรับคำนวณตัวอย่างที่ 2.4

## วิธีทำ

จากวงจรจะเห็นว่าไอซีเร็กกูเลเตอร์ที่ใช้เป็น LM340-12 ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะเท่ากับ 12 V คำนวณหากระแสไหลคได้เท่ากับ

$$I = \frac{12V}{100\Omega} = 120mA$$

ในการคำนวณหาเอาต์พุตริปเปิลนั้น จะสังเกตว่าแรงดันอินพุตที่ไม่คงที่ ที่ป้อนให้กับ LM340-12 มีค่าเท่ากับ +18 V ดังนั้นจึงสามารถคำนวณหาริปเปิลที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุที่ใช้กรองกระแสได้ดังนี้

$$V_R = \frac{I}{fC}$$

กระแสของสมการนี้มีค่าประมาณกระแสที่ไหลผ่านโหลด นั่นคือเท่ากับ 120 mA เนื่องจากเป็นวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นดังนั้นความถี่ที่ใช้จึงมีค่าเท่ากับ 120 Hz และค่าความจุประจุเท่ากับ 1000 µF ดังนั้น peak-to-peak ripple เท่ากับ

$$V_R = \frac{120mA}{(120Hz)(1000\mu F)} = 1 V$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าที่ได้นี้เป็นอินพุตริปเปิลที่ป้อนให้กับ LM340-12 จาก data sheet ของ LM340-12 จะเห็นว่า ริปเปิลรีเจ็คชันมีค่าเท่ากับ 55 dB แต่ค่าที่ใช้ในการคำนวณจะใช้ค่า 60 dB (ค่าใกล้เคียง) ดังนั้น เอาท์พุตริปเปิลจะเท่ากับ

$$V_R = \frac{1V}{1000} = 1 \text{ mV}$$

ถ้าต้องการค่าที่มีความถูกต้องมากกว่านี้สามารถคำนวณได้จาก

$$-55\text{dB} = 20\log \frac{V_{R(out)}}{V_{R(in)}}$$

หรือ

$$\frac{V_{R(out)}}{V_{R(in)}} = \text{anti log} \frac{-55\text{dB}}{20}$$

จะได้

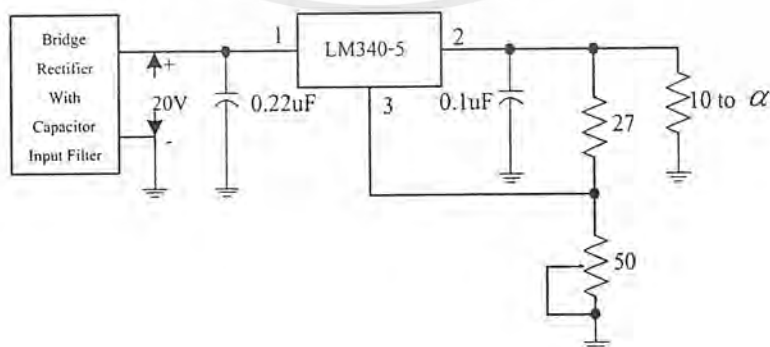
$$\frac{V_{R(out)}}{V_{R(in)}} = 0.00178$$

หรือ

$$V_{R(out)} = 0.00178(1 \text{ V}) = 1.78 \text{ mV}$$

### ตัวอย่าง:2.5

จากรูปที่ 2.25 จงคำนวณหาแรงดันอินพุตสูงสุดและต่ำสุด



รูปที่ 2.25 แสดงวงจร LM340-5 ที่ใช้สำหรับคำนวณตัวอย่างที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วิธีทำ

จะเห็นว่าไอซีเร็กกูเลเตอร์ที่ใช้เป็น LM340-5 เอาท์พุทที่ได้จะตกคร่อมตัวต้านทาน 27  $\Omega$  ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานตัวนี้จะเท่ากับ

$$I = \frac{5V}{27\Omega} = 185 \text{ mA}$$

เมื่อปรับค่าโพเทนทิโอมิเตอร์ไปที่ค่าต่ำสุด ตัวต้านทาน 27  $\Omega$  จะถูกต่อลงกราวด์ ดังนั้น

$$V_{out} = 5 \text{ V}$$

เมื่อปรับค่าโพเทนทิโอมิเตอร์ไปที่ค่าสูงสุด กระแส 150 mA จะไหลผ่านตัวต้านทาน 50  $\Omega$  ด้วย ดังนั้นแรงดันเอาท์พุทจะเท่ากับ

$$V_{out} = (185mA)(27\Omega + 50\Omega) = 14.2 \text{ V}$$

ดังนั้นแรงดันเอาท์พุทที่ได้จะสามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 5 ถึง 14.2 V ค่าที่ได้นี้ไม่ได้คิดผลกระทบเนื่องจาก quiescent current ซึ่งจาก data sheet ของ LM340 จะพบว่ามีความเท่ากับ 8 mA เมื่อปรับโพเทนทิโอมิเตอร์ไปที่ค่าต่ำสุดกระแสตัวนี้จะไม่มีผลต่อวงจร แต่ถ้าปรับโพเทนทิโอมิเตอร์ไปที่ค่าสูงสุด กระแสตัวนี้จะไหลผ่านตัวต้านทาน 50  $\Omega$  ด้วย ดังนั้นแรงตกคร่อมตัวต้านทานตัวนี้ที่เพิ่มเข้ามาจะเป็น

$$V = (8mA)(50\Omega) = 0.4 \text{ V}$$

ดังนั้น แรงดันเอาท์พุทจะสามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 5 ถึง 14.6 V

### การเพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแส (Current Boosters)

ไอซีเร็กกูเลเตอร์ตามขาโดยทั่วไป กระแสโหลดสูงสุดที่มันสามารถจ่ายได้นั้นจะเกิดก่อนที่ จะมีการป้องกันความร้อนเกิน ค่ากระแสนี้จะขึ้นอยู่กับชนิดของแผ่นระบายความร้อนที่นำมาใช้ด้วย จาก data sheet ของ LM340 จะพบว่าค่าพลังงานสูญเสียสูงสุดเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{D(\max)} = 3 \text{ W}$$

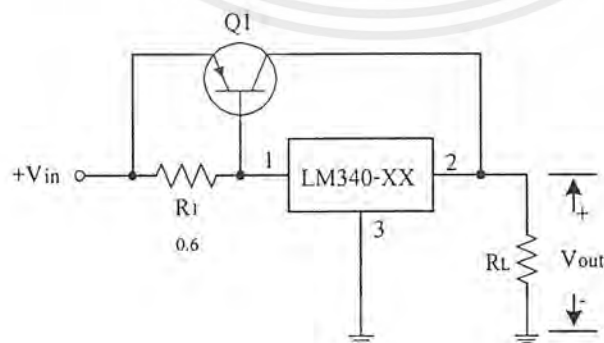
ซึ่งค่านี้เป็นค่าที่เกิดขึ้นเมื่อยังไม่ได้ติดแผ่นระบายความร้อน และอุณหภูมิล้อมรอบเท่ากับ 25 °C แต่ถ้ามีการติดแผ่นระบายความร้อนที่ไม่จำกัดชนิด ค่า  $P_{D(\max)}$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 20 W ดังนั้นพลังงานสูญเสียที่ไอซีจะมีค่าประมาณ

$$P_D = (V_{in} - V_{reg}) I_L \quad (2.29)$$

ถ้ากระแสโหลดมีค่ามากๆ ค่า  $P_D$  จะมีค่ามากกว่า  $P_{D(\max)}$  และอุณหภูมิภายในไอซีก็จะมีค่าสูงกว่าค่าที่ปลอดภัยด้วย ในกรณีนี้ ไอซีจะไหม้ แต่เนื่องจาก LM340 มีวงจรป้องกันความร้อนเกิน ดังนั้นพาสทรานซิสเตอร์ที่บรรจุอยู่ในตัวไอซี จะยังไม่นำกระแสจนกว่าอุณหภูมิจะเย็นลงจากที่ได้อธิบายไปแล้วเราจะกำหนดพิกัดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน LM340-XX ให้เท่ากับ 1 A เมื่อ XX แทนด้วย 5, 12 หรือ 15 V

#### การต่อทรานซิสเตอร์ภายนอกเพิ่มให้กับไอซี (Outboard Transistor)

เมื่อกระแสโหลดมีค่ามากกว่า 1 A วิธีการแก้ปัญหาวิธีหนึ่งก็คือการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้าไป ดังแสดงในรูปที่ 2.26 ซึ่งมีการต่อตัวต้านทาน 0.6  $\Omega$  เพิ่มเข้าไปด้วย เพื่อเป็นตัวต้านทานตรวจจับกระแส เมื่อกระแสโหลดมีค่าต่ำกว่า 1 A แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน 0.6  $\Omega$  จะมีค่าต่ำกว่า 0.6 V ทรานซิสเตอร์ก็จะไม่ทำงาน LM340-XX ก็จะให้แรงดันเอาต์พุตที่คงที่ออกมาตลอดสภาวะนี้ และเนื่องจากทรานซิสเตอร์ไม่ทำงาน กระแสโหลดทั้งหมดก็จะไหลผ่าน LM340



รูปที่ 2.26 แสดงการต่อทรานซิสเตอร์ภายนอกเพื่อเพิ่มความสามารถในการจ่ายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกระแสไหลดมีค่ามากกว่า 1 A แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $0.6 \Omega$  ก็จะมากกว่า  $0.6 \text{ V}$  ทรานซิสเตอร์จะทำงานโดยจ่ายกระแสที่เกิน 1 A นี้ออกมา ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน LM340 จะมีค่าประมาณ

$$I = \frac{V_{BE}}{0.6\Omega}$$

เมื่อ  $V_{BE}$  มีค่ามากกว่า  $0.6 \text{ V}$  และพาสทรานซิสเตอร์ก็จะเป็นตัวจ่ายกระแสให้เพียงพอกับความต้องการของโหลด อย่างไรก็ตามกระแสที่ไหลผ่าน LM340 นั้นจะมีค่าสูงกว่า 1 A เพียงชั่วคราวเท่านั้น ซึ่งทรานซิสเตอร์ก็จะเป็นตัวรับกระแสที่เกินค่านี้ แต่ถ้ากระแสไหลดมีค่าสูงถึง 10 A นั้นหมายความว่าทรานซิสเตอร์จะเป็นตัวจ่ายกระแสที่สูงถึง 9 A ซึ่งกระแสจำนวนมากขนาดนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรจำกัดกระแสรวมอยู่ด้วย

#### วงจรจำกัดกระแส (Current Limiting)

จากรูปที่ 2.27 เป็นวงจรที่มีการปรับปรุงจากวงจรที่ 2.26 โดยเพิ่มจำกัดกระแสเข้ามา ซึ่ง  $Q_2$  และ  $R_2$  เป็นส่วนที่ทำหน้าที่จำกัดกระแสเมื่อกระแสไหลดมีค่าสูงมากๆ ส่วน  $Q_1$  และ  $R_1$  ก็จะทำางานดังที่ได้อธิบายมาแล้ว ดังนั้นถ้ากระแสที่ไหลเข้าทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เท่ากับ 10 A จะได้แรงดันตกคร่อม  $R_2$  เท่ากับ

$$V = (10A)(0.06\Omega) = 0.6 \text{ V}$$

ค่าที่ได้นี้ ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  เกือบจะทำงานแล้ว ดังนั้นกระแสที่ต่ำกว่า 10 A วงจรจะทำงานตามปกติ และแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_1$  ก็เป็นแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ที่ไปขับทรานซิสเตอร์  $Q_1$  นั่นเอง

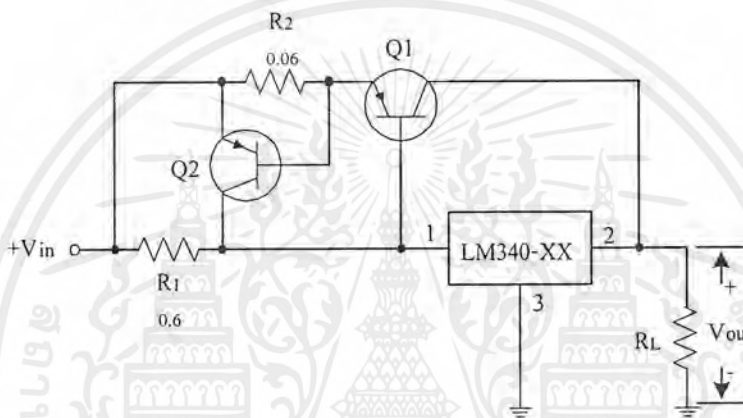
การจำกัดกระแสจะเริ่มขึ้นเมื่อ กระแสมีค่ามากกว่า 10 A ซึ่งจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_2$  มีค่ามากกว่า  $0.6 \text{ V}$  ในกรณีนี้  $Q_2$  จะทำงาน กระแสคอลเล็กเตอร์จะไหลผ่าน LM340 และวงจรป้องกันความร้อนภายในตัวไอซีก็จะมีการทำงานด้วย

แรงดัน  $V_{BE}$  ที่ไปขับทรานซิสเตอร์  $Q_1$  นั้น เป็นผลต่างระหว่างแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจำกัดกระแส คือ

$$V_{BE} = I_1 R_1 - I_2 R_2 \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการข้างบน ถ้าไม่มีกระแส  $I_2$  ไหล  $V_{BE}$  จะเท่ากับ  $I_1 R_1$  จากสมการที่ (2.30) บอกเราได้อย่างหนึ่งว่า ถ้าเกิดการลัดวงจรที่โหลดแล้ว กระแส  $I_2$  จะมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งจะทำให้กระแส  $I_1$  มีค่าเป็นอนันต์ตามไปด้วย กระแสตัวนี้ จะไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_1$  ทำให้แรงดันที่ป้อนไปที่ขา 1 ของไอซีมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่คั้งที่ได้กล่าวมาแล้วแรงดันอินพุตที่ป้อนให้กับไอซีจะต้องมีค่ามากกว่าแรงดันเอาต์พุตอย่างน้อย 2-3 V ในกรณีนี้ไอซีจะไม่ทำงานและทำให้แรงดันที่โหลดมีค่าลดลงเท่ากับศูนย์



รูปที่ 2.27 แสดงวงจรจำกัดกระแส

#### ตัวอย่าง:2.6

จากรูปที่ 2.28 ให้คำนวณหาพลังงานสูญเสียที่ LM340-15 ถ้ากระแสไหลลัดเท่ากับ 25 mA

#### วิธีทำ

แรงดันที่ตกคร่อม  $R_1$  เมื่อกระแสไหลลัดเท่า 25 mA จะเท่ากับ

$$V_1 = (25mA)(20\Omega) = 0.5 \text{ V}$$

จากค่าที่ได้บอกให้เราทราบว่า ไม่มีกระแสจากภายนอกไหลผ่านตัวต้านทาน  $R_2$  ดังนั้น กระแสที่ไหลผ่าน LM340-15 จึงมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านโหลด

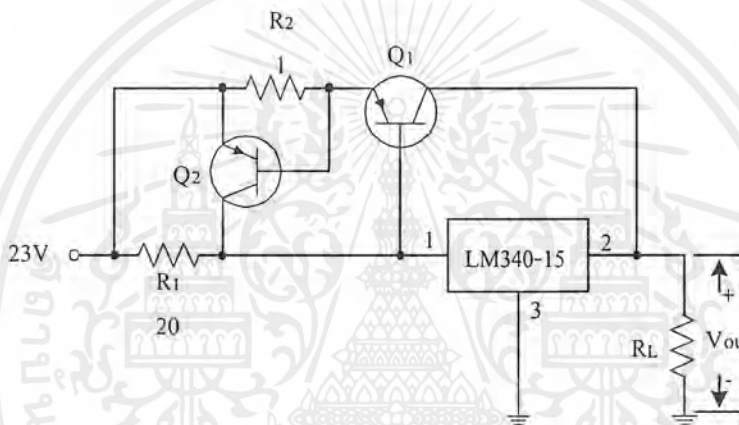
พลังงานสูญเสียจะเกิดที่พาสทรานซิสเตอร์ที่บรรจุอยู่ในตัวไอซี ซึ่งเราสามารถคำนวณค่าพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น โดยใช้สมการที่ (2.29) ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างค่าแรงดันอินพุตและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาที่พุดคูณด้วยจำนวนกระแสที่ไหลผ่านโหลด โดยไม่คิดค่าแรงดัน 0.5 V ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_1$  จะได้

$$P_D = (23V - 15V)(25mA) = 200 \text{ mW}$$

จะเห็นว่าค่าที่ได้มีค่าต่ำกว่า 3 W ซึ่งเป็นค่าสูงสุดในกรณีที่ไม่นิยามระบายความร้อนที่อุณหภูมิ 25 °C ดังนั้น LM340-15 ดังรูปที่ 2.28 สามารถทำงานได้ตามปกติโดยไม่ต้องนิยามระบายความร้อน



รูปที่ 2.28 แสดงวงจรจำกัดกระแสของ LM340-15 ที่ใช้สำหรับคำนวณตัวอย่างที่ 2.6

### ตัวอย่าง:2.7

จากตัวอย่างข้างต้น เราสามารถหาค่ากระแสโหลดสูงสุดที่จะทำให้เริ่มมีการจำกัดกระแส และสมมติว่ามีกระแสภายนอกปรากฏขึ้นในวงจร

#### วิธีทำ

$Q_1$  จะเริ่มทำงานก็ต่อเมื่อแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_1$  เท่ากับ 0.6 V และกระแสที่ไหลผ่าน  $R_1$  จะเท่ากับ

$$I_1 = \frac{0.6V}{20\Omega} = 30 \text{ mA}$$

กระแสที่ได้นี้เป็นค่าประมาณ ในกรณีที่มิกระแสจากภายนอกปรากฏขึ้น และการจำกัด

กระแสจะเริ่มขึ้นเมื่อ  $V_{BE}$  ของ  $Q_2$  มีค่าประมาณ 0.6 V และกระแสที่ไหลผ่าน  $R_2$  จะเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_2 = \frac{0.6V}{1\Omega} = 600 \text{ mA}$$

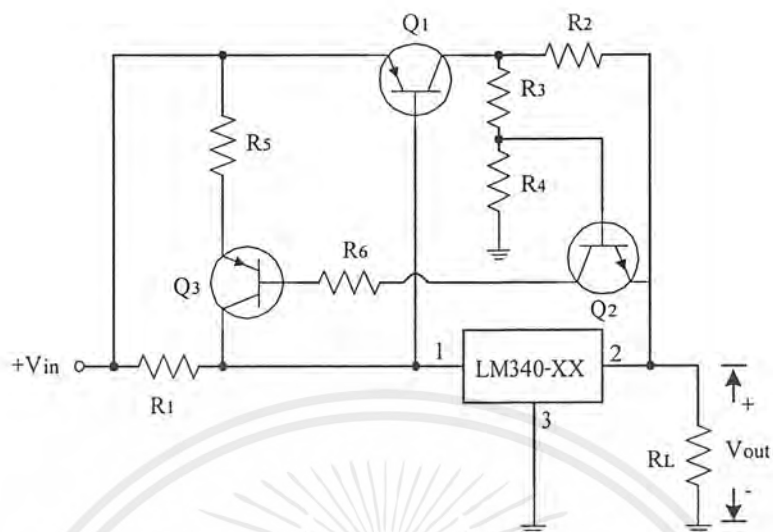
ดังนั้นกระแสไหลสูงสุดจะเป็นผลรวมของกระแสที่ไหลผ่าน  $R_1$  และ  $R_2$  ซึ่งกระแสค่านี้จะทำให้เริ่มมีการจำกัดกระแสนั้นเอง โดยมีค่าเท่ากับ

$$I_{\max} = 600\text{mA} + 30\text{mA} = 630 \text{ mA}$$

ทำไมจะต้องมีการต่อทรานซิสเตอร์ภายนอกเพิ่มเข้าไป ในขณะที่ LM340-15 ก็มีการคิดแผ่นระบายความร้อนอยู่แล้ว เหตุผลก็คือ แผ่นระบายความร้อนสำหรับไอซีเร็กกูเลเตอร์สามขา นั้นจะมีขนาดใหญ่และมีราคาแพงกว่าแผ่นระบายความร้อนของทรานซิสเตอร์ที่ต่ออยู่ภายนอก ดังนั้นวงจรดังรูปที่ 2.28 จึงคิดแผ่นระบายความร้อนเฉพาะทรานซิสเตอร์ภายนอกก็พอ

#### การจำกัดกระแสแบบพับกลับ (Regulated Output With Foldback Limiting)

จากรูปที่ 2.29 เป็นการปรับปรุงการจำกัดกระแสของรูปที่ 2.28 โดยต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาอีก และต่อตัวต้านทานตรวจับกระแสเพิ่มเป็นสองตัว  $R_1$  เป็นตัวต้านทานตรวจับกระแสที่ทำให้  $Q_1$  ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ภายนอก มีการทำงาน แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $R_2$  จะเป็นแรงดันที่ทำให้  $Q_2$  ทำงาน ในขณะที่เดียวกันตัวต้านทานแบ่งแรงดันก็จะจ่ายแรงดันมาขับขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ด้วย เมื่อ  $Q_2$  มีการทำงาน แรงดันส่วนหนึ่งจะไปที่ตัวต้านทานแบ่งแรงดัน ( $R_3$  และ  $R_4$ ) ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  ข้อดีของการใช้วงจรจำกัดกระแสแบบพับกลับนี้คือ กระแสเนื่องจากการลัดวงจรทางด้านโหลดจะมีค่าต่ำกว่ากระแสไหลสูงสุดอย่างมาก ดังนั้นค่าพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ทรานซิสเตอร์ภายนอก ( $Q_1$ ) จึงมีค่าต่ำลงมากด้วย



รูปที่ 2.29 แสดงวงจรรักษาระดับแรงดันที่ใช้การจำกัดกระแสแบบพิกกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตารางสรุปรวมเบอร์ไอซีเร็กกูเลเตอร์

ตารางที่ 2.2 ไอซีเร็กกูเลเตอร์ชนิดจ่ายแรงดันคงที่ (เรียงค่าตามกระแสเอาต์พุต)

Device	Output Voltage (V)	Temperature*	Line Regulation (%V)	Load Regulation (%V)	Ripple Rejection (dB)	Quiescent Current (mA)	Input Voltage Range(V)	Dropout Voltage (typ) (V)
Fixed positive 100 mA								
78L26	2.6	C	100	50	43	5.5	4.8 to 35	2.2
78L05	5.0	C	150	60	41	5.5	7.2 to 35	2.2
78L62	6.2	C	175	80	40	5.5	8.4 to 35	2.2
78L82	8.2	C	175	80	39	5.5	10.4 to 35	2.2
78L09	9.0	C	188	90	38	5.5	11.2 to 35	2.2
78L12	12	C	250	100	37	6.0	14.2 to 35	2.2
78L15	15	C	300	150	34	6.0	17.2 to 35	2.2
78L18	18	C	300	170	33	6.0	20.2 to 40	2.2
78L24	24	C	300	200	31	6.0	26.2 to 40	2.2
Fixed positive 500 mA								
78M05	5.0	M	50	50	62	6.0	8.0 to 35	2.5
78M05	5.0	C	100	100	62	6.0	7.5 to 35	2.5
78M06	6.0	M	60	60	59	6.0	9.0 to 35	2.5
78M06	6.0	C	100	120	59	6.0	8.5 to 35	2.5
78M08	8.0	M	60	80	56	6.0	11 to 35	2.5
78M08	8.0	C	100	160	56	6.0	10.5 to 35	2.5
78M12	12	M	60	120	55	6.0	15 to 35	2.5
78M15	15	M	60	150	54	6.0	18 to 35	2.5
78M15	15	C	100	300	54	6.0	17.5 to 35	2.5
78M20	20	M	60	200	53	6.0	23 to 40	2.5
78M20	20	C	100	400	53	6.0	22.5 to 40	2.5
78M24	24	M	60	240	50	6.0	27 to 40	2.5
78M24	24	C	100	480	50	6.0	26.5 to 40	2.5
Fixed negative 500 mA								
79M05	-5.0	M	50	100	54	2.0	-7.5 to -35	2.5
79M05	-5.0	C	50	100	54	2.0	-7.3 to -35	2.3
79M06	-6.0	M	60	120	54	2.0	-8.5 to -35	2.5
79M06	-6.0	C	60	120	54	2.0	-8.3 to -35	2.3

79M08	-8.0	M	80	160	54	2.0	-10.5 to-35	2.5
79M08	-8.0	C	80	160	54	2.0	-10.3 to-35	2.3
79M12	-12	M	80	240	54	3.0	-14.5 to-35	2.5
79M12	-12	C	80	240	54	3.0	-14.3 to-35	2.3
79M15	-15	M	80	240	54	3.0	-17.5 to-35	2.5
79M15	-15	C	80	240	54	3.0	-17.3 to-35	2.3
79M20	-20	M	80	300	54	3.5	-22.5 to-40	2.5
79M20	-20	C	80	300	54	3.5	-22.3 to-40	2.3
79M24	-24	M	80	300	54	3.5	-26.5 to-40	2.5
79M24	-24	C	80	300	54	3.5	-26.3 to-40	2.3
Fixed negative 3.0 A								
LM145	-5.0	M	15	75	66	2.0	-20	2.8
LM345	-5.0	C	25	100	66	3.0	-20	2.8
Fixed positive 1.0 A								
7805	5.0	M	50	50	68	6.0	8.0 to 35	3.0
7805	5.0	C	100	100	62	8.0	7.5 to 35	2.5
LM309	5.0	C	50	100	-	10	7.0 to 35	2.0
LM309	5.0	M	50	100	-	10	7.0 to 35	2.0
7806	6.0	M	60	60	65	6.0	9.0 to 35	3.0
7806	6.0	C	120	120	59	8.0	8.5 to 35	2.5
7808	8.0	M	80	80	62	6.0	11 to 35	3.0
7808	8.0	C	160	160	56	8.0	10.5 to 35	2.5
7885	8.5	M	85	85	60	6.0	11.5 to 35	3.0
7885	8.5	C	170	170	54	8.0	11 to 35	2.5
7812	12	M	120	120	61	6.0	15 to 35	3.0
7812	12	C	240	240	55	8.0	14.5 to 35	2.5
7815	15	M	150	150	60	6.0	18 to 35	3.0
7815	15	C	300	300	54	8.0	17.5 to 35	2.5
7818	18	M	180	180	59	6.0	21 to 35	3.0
7818	18	C	360	360	53	8.0	20.5 to 35	2.5
7824	24	M	240	240	56	6.0	27 to 40	3.0
7824	24	C	480	480	50	8.0	26.5 to 40	2.5
Fixed negative 1.0 A								
7905	-5.0	M	50	50	54	2.0	-7.8 to-35	2.8
7905	-5.0	C	100	100	54	2.0	-7.3 to-35	2.3
7906	-6.0	M	60	60	54	2.0	-8.8 to-35	2.8
7906	-6.0	C	120	120	59	2.0	-8.3 to-35	2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7908	-8.0	M	80	80	54	2.0	-10.8 to-35	2.8
7908	-8.0	C	160	160	54	2.0	-10.3 to-35	2.5
7912	-12	M	120	120	54	3.0	-14.8 to-35	2.8
7912	-12	C	240	240	54	3.0	-14.3 to-35	2.3
7915	-15	M	150	150	-	3.0	-17.8 to-35	2.8
7915	-15	C	300	300	54	3.0	-17.3 to-35	2.3
7918	-18	M	180	180	54	3.0	-20.8 to-35	2.8
7918	-18	C	360	360	54	3.0	-20.3 to-35	2.3
7924	-24	M	240	240	54	3.0	-26.8 to-40	2.8
7924	-24	C	480	480	54	3.0	-26.3 to-40	2.3
Fixed positive 2.0 A								
UA78CB	13.8	M	150	150	50	8.0	17 to 25	2.5
Fixed positive 3.0 A								
LM123	5.0	M	25	100	-	20	7.5 to 20	2.5
LM223	5.0	M	25	100	-	20	7.5 to 20	2.5
LM323	5.0	C	25	100	-	20	7.5 to 20	2.5
Fixed positive 5.0 A								
78H05	5.0	C, M	120	50	60	10	8.5 to 25	3.5
78H05A	5.0	C, M	25	50	60	10	7.8 to 25	2.3
78H12	12	C	-	120	60	10	15.5 to 25	3.5
78H15	15	C	30	30	60	10	18.5 to 25	-

ตารางที่ 2.3 ไอซีเร็กกูแลเตอร์ชนิดปรับค่าแรงดันได้ (เรียงค่าตามกระแสเอาท์พุท)

Device	Output Current (mA)	Output Voltage Range(V)	Temperature*	Line Regulation (%V)	Load Regulation (%V)	Ripple Rejection (dB)	Quiescent Current (mA)	Input Voltage Range(V)	Dropout Voltage (V)
Positive adjustable									
LM105	12	4.5 to 30	M	0.06	0.1	1.0	2.0	8.5 to 50	3.0
LM305	12	4.5 to 30	C	0.06	0.1	1.0	2.0	8.5 to 40	3.0
LM376	25	5.0 to 37	C	0.1	0.5	1.0	2.5	9.0 to 40	3.0
LM305A	45	4.5 to 40	C	0.06	0.4	-	2.0	8.5 to 50	3.0
LM723	150	2.0 to 37	M	0.3	0.15	58	3.5	9.5 to 40	3.0
LM723	150	2.0 to 37	C	0.5	0.2	58	4.0	9.5 to 40	3.0

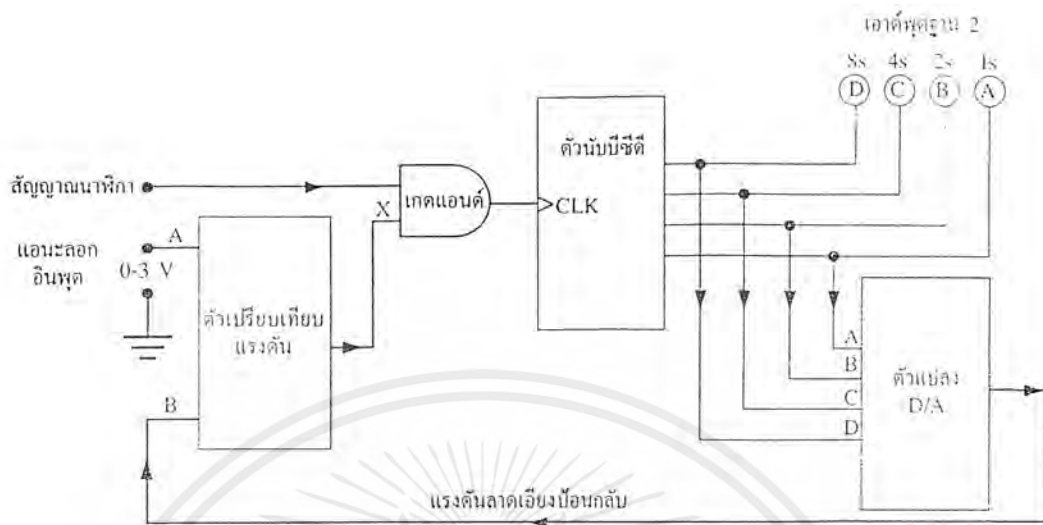
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

78MG	500	5.0 to 30	M	1.0	1.0	62	5.0	7.5 to 40	3.0
78MG	500	5.0 to 30	C	1.0	1.0	62	5.0	7.5 to 40	2.5
78G	1000	5.0 to 30	M	1.0	1.0	68	5.0	7.5 to 40	2.5
78G	1000	5.0 to 30	C	1.0	1.0	62	5.0	7.5 to 40	3.0
LM117	1500	1.2 to 37	M	0.01	0.1	66	10.0	3 to 40	1.5
LM317	1500	1.2 to 37	C	0.01	0.1	66	10.0	3 to 40	1.5
LM150	3000	1.2 to 33	M	0.01	0.3	66	5.0	35	2.2
LM350	3000	1.2 to 33	C	0.01	0.5	66	10.0	35	2.2
LM138	5000	1.2 to 32	M	0.01	0.3	60	5.0	35	2.6
LM338	5000	1.2 to 32	C	0.03	0.5	60	10.0	35	2.6
78HG	5000	5.0 to 24	C	1.0	1.0	60	10.0	8.5 to 25	3.5
LM196	10000	1.25 to 15	M	0.01	1.0	60	10.0	20	3.5
LM396	10000	1.25 to 15	C	0.02	1.0	60	10.0	20	2.75
Negative adjustable									
LM104	25	-0.15 to-40	M	0.1	5mV	1.0	5.0	-8.0 to-50	2.0
LM304	25	-0.035 to-30	C	0.1	5mV	1.0	5.0	-8.0 to-40	2.0
79MG	500	-2.25 to-30	M	1.0	1.0	50	2.5	-7.0 to-30	2.5
79MG	500	-2.23 to-30	C	1.0	1.0	50	2.5	-7.0 to-30	2.3
79G	1000	-2.23 to-30	M	1.0	2.0	50	2.0	-7.0 to-40	2.8
79G	1000	-2.23 to-30	C	1.0	2.0	50	2.0	-7.0 to-40	2.3
LM137	1500	-1.2 to-37	M	0.02	1.0	66	3.0	-40	1.8
LM337	1500	-1.2 to-37	C	0.04	1.0	66	6.0	-40	1.8
79GH	5000	-2.25 to-24	C, M	1.0	1.0	50	5.0	-7.0 to-40	2.0

\* Operating junction temperature range : C = commercial range, 0 °C to +12.5 °C

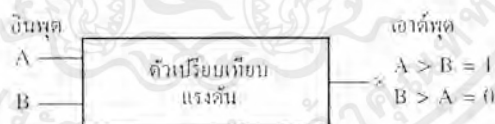
M = extended military, -55 °C to 150 °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 แสดงส่วนประกอบของวงจร A/D แบบสัญญาณลาดเอียงขนาด 4 บิต

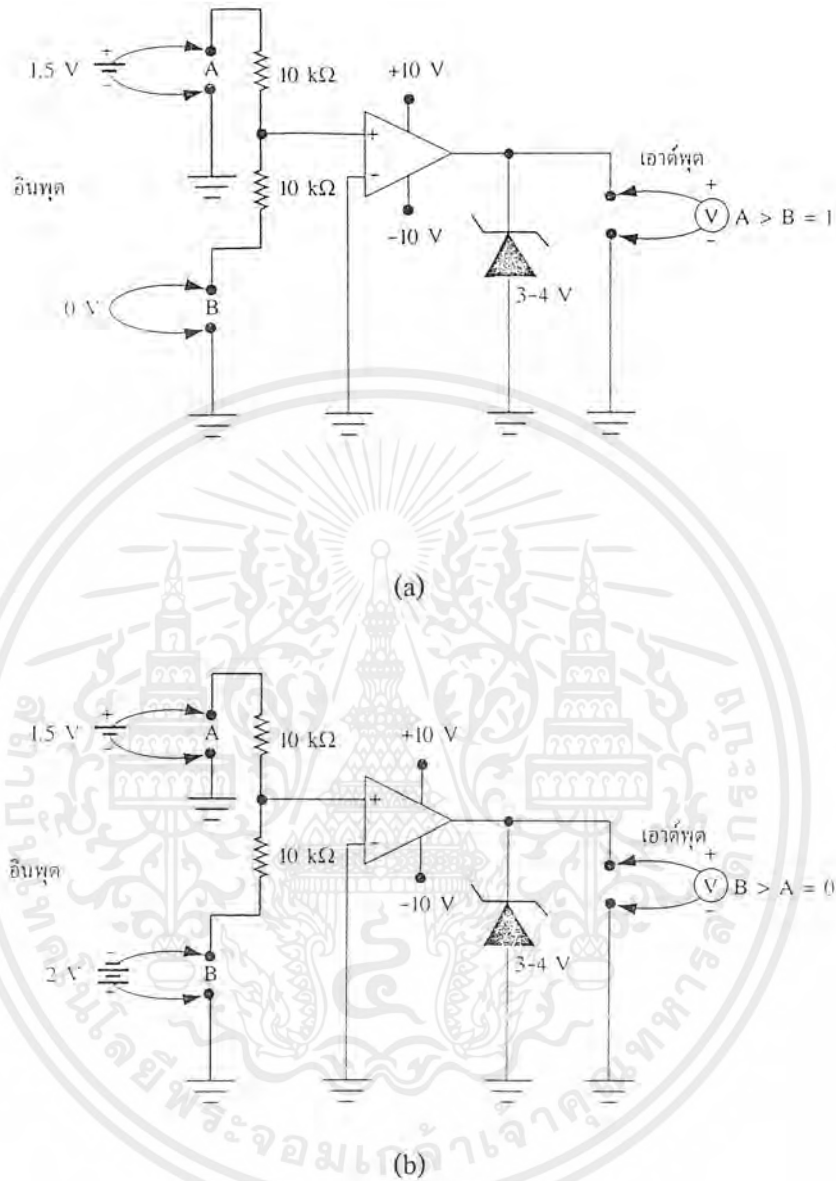
การทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน จะมีอินพุตรับแรงดันอะนาล็อก 2 อินพุต คือ A และ B เพื่อเปรียบเทียบกันดังรูปที่ 2.32 ผลของการเปรียบเทียบแรงดันคือ ถ้าแรงดันอินพุต  $A > B$  เอาต์พุต  $X = 1$  และถ้าอินพุต  $B > A$  เอาต์พุต  $X = 0$



รูปที่ 2.32 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

วงจรภายในของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน จะใช้วงจรออปแอมป์เปรียบเทียบแรงดัน ดังรูปที่ 2.33 (a) เมื่อแรงดันอะนาล็อกที่อินพุต A เท่ากับ 1.5 V มากกว่าแรงดันอะนาล็อกที่อินพุต B (0 V) ดังนั้น แรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์เท่ากับ 4 V ซึ่งจะเท่ากับแรงดันซีเนอร์ ที่เอาต์พุตของออปแอมป์ ดังนั้นเอาต์พุตลอจิกจะเป็น "1" ( $A > B = 1$ ) ในรูปที่ 2.33 (b) เมื่อให้แรงดันอินพุต B เท่ากับ 2 V ดังนั้นแรงดันที่ B มากกว่าที่อินพุต A ผลก็คือแรงดันเอาต์พุตของวงจรจะได้ 0 V (ลอจิก "0") ( $B > A = 0$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.33 แสดงการทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันที่ใช้ออปแอมป์

(a) เมื่ออินพุต  $A > B$

(b) เมื่ออินพุต  $B > A$

### 2.5.2 วงจรถอดรหัสไบนารีเป็นตัวเลข 7 ส่วน

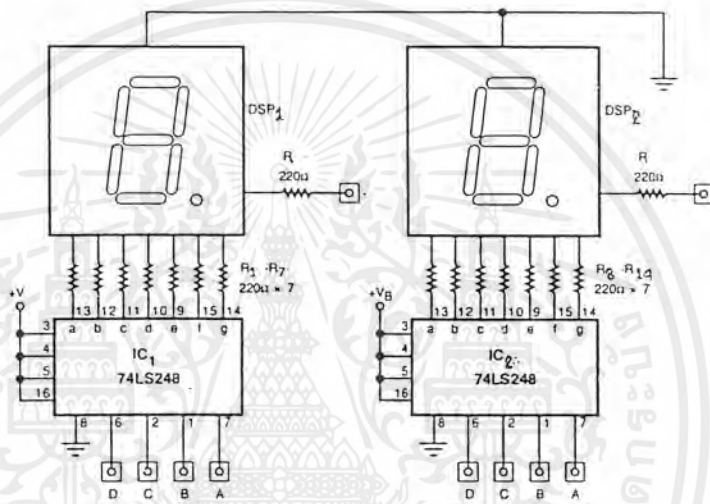
วงจรนี้ใช้ถอดรหัสไบนารี 4 บิต ให้เป็นตัวเลขที่สามารถเข้าใจได้ วงจรตัวอย่าง แสดงดังรูปที่ 2.34 จะเห็นว่ามิชชุดถอดรหัส 2 ชุด ไอซีที่ทำหน้าที่หลักคือ IC<sub>1</sub> และไอซี IC<sub>2</sub> เบอร์ 74LS248

ซึ่งเป็นไอซีที่ทำหน้าที่ถอดรหัสไบนารี 4 บิตขับชุดแสดงผล LED ตัวเลข 7 ส่วนได้โดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุต DCBA ของวงจรก็คืออินพุตของสัญญาณที่เป็นรหัสไบนารี 4 บิต เรียงตามลำดับความสำคัญสูงสุด (MSB) IC<sub>1</sub> และ IC<sub>2</sub> จะแปลงแล้วส่งสัญญาณที่ได้ออกไปทางขาเอาต์พุตทั้ง 7 คือ a-g เพื่อไปขับ LED 7 ส่วน ซึ่งใช้แบบแคโทดร่วมโดยมี R<sub>1</sub>-R<sub>7</sub> ทำหน้าที่จำกัดกระแสให้แก่ DSP<sub>1</sub> และ R<sub>8</sub>-R<sub>14</sub> ทำหน้าที่จำกัดกระแสให้แก่ DSP<sub>2</sub>

เหตุผลที่เลือกใช้ 74LS248 ก็เนื่องจากการแสดงผลตัวเลข “6” และ “9” มีความสมบูรณ์มากกว่าเบอร์ 74LS47 และ 74LS48 ดังแสดงในรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.34 แสดงวงจรถอดรหัสไบนารีเป็นตัวเลข 7 ส่วน

เบอร์ไอซีถอดรหัส	เลข 6	เลข 9
74LS47 หรือ 74LS48		
74LS248		

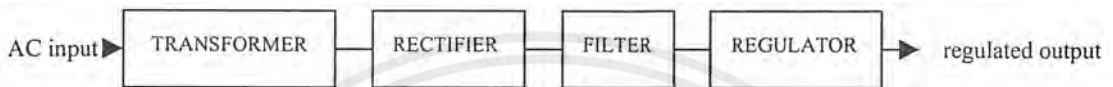
รูปที่ 2.35 แสดงการเปรียบเทียบการถอดรหัส “6” กับ “9” ระหว่าง 74LS48 และ 74LS248

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การออกแบบและการสร้าง

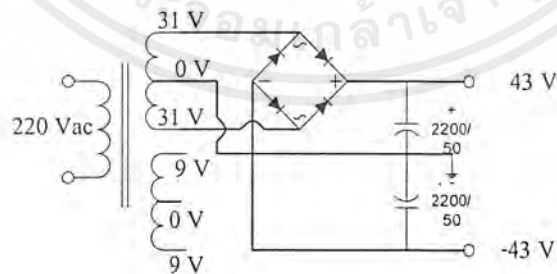
โครงการนี้ เป็นการออกแบบ Digital Power Supply ที่ปรับค่าได้ตั้งแต่ 0 - ± 31 V จ่ายกระแสสูงสุดได้ 1 A นอกจากนี้ยังมีเอาต์พุต 5 V เพื่อใช้กับการทดลอง TTL ด้วย ส่วนประกอบของวงจร



#### วงจรจ่ายไฟเลี้ยง

รูปที่ 3.1 แสดงวงจรที่แปลงค่าแรงดัน 220 V ให้ต่ำลงเพื่อเป็นอินพุตให้กับวงจรรักษา ระดับแรงดัน ในการออกแบบจะใช้หม้อแปลงแบบแทปกกลาง จ่ายกระแสได้ 1.5 A มีขดทุติยภูมิ 2 ขดคือ 31 V, 0 V, 31 V และ 9 V, 0 V, 9 V โดยขดแรกจะป้อนให้กับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น แบบบริดจ์ และใช้ตัวเก็บประจุในการกรองกระแส แรงดันเอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรกรองกระแส สามารถคำนวณได้จาก

$$V_{dc} = \sqrt{2}V_{rms} - 0.7$$
$$= (1.414 \times 31) - 0.7 \approx 43$$



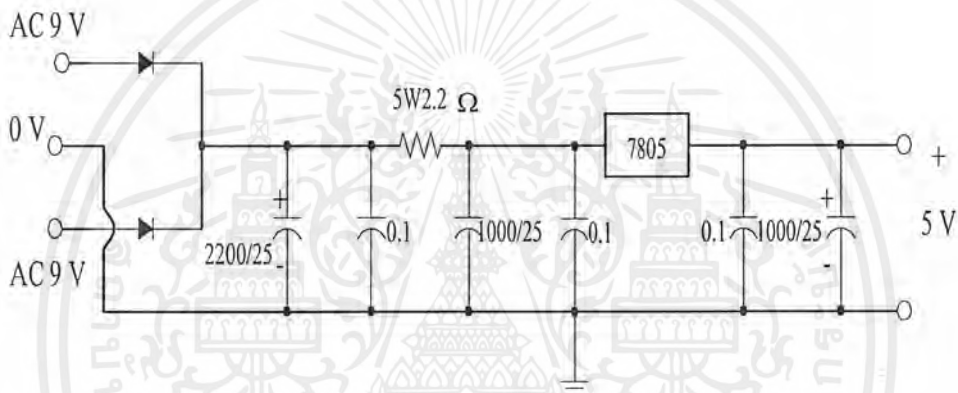
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรจ่ายไฟเลี้ยง

สำหรับขดที่สองนั้นจะใช้เป็นอินพุตให้กับไอซีเร็กกูเลเตอร์ เบอร์ 7805 เพื่อให้ได้แรงดัน เอาต์พุตคงที่ +5 V และยังเป็นอินพุตให้กับวงจรขยายแรงดันทั้งทางด้านไฟบวกและไฟลบด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วงจรเอาต์พุตคงที่ + 5 V

ใช้ไอซีเร็กกูเลเตอร์เบอร์ 7805 ซึ่งจะให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ + 5 V ครอบคลุมเอาต์พุตที่ตรงกับ 2.5 โวลต์ แสดงว่าค่าแรงดันอินพุตต่ำสุดที่ป้อนเข้ามาจะเท่ากับ 7.5 V ไอซีจึงจะสามารถทำงานได้ ในวงจรจะใช้แรงดันอินพุต (AC) เท่ากับ 9 V ผ่านไดโอดที่ทำหน้าที่ในการเรียงกระแส ทำให้ได้แรงดันไฟตรงประมาณ 12 V ซึ่งแรงดันค่านี้จะเป็นอินพุตที่ป้อนให้กับไอซีเร็กกูเลเตอร์นั่นเอง วงจรแสดงดังรูปที่ 3.2



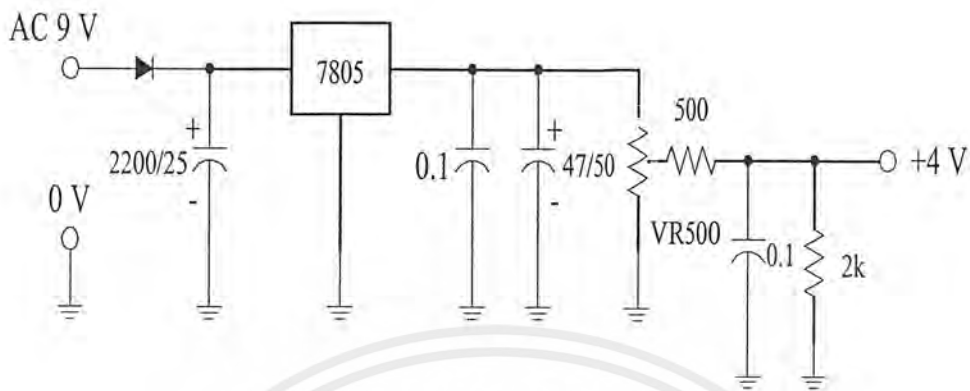
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสมบูรณ์แรงดันเอาต์พุตคงที่ + 5 V

จากวงจร ตัวเก็บประจุ 1000 uF/25 V ทำหน้าที่ลดการออสซิลเลตที่เกิดขึ้นภายในวงจร ส่วนตัวเก็บประจุ 0.1 uF จะช่วยปรับปรุงผลตอบสนองชั่วคราวให้ดีขึ้น

### อินพุตของวงจรขยาย

สำหรับอินพุตของวงจรขยายทางด้านไฟบวก จะใช้ไอซีเบอร์ 7805 ส่วนทางด้านไฟลบใช้เบอร์ 7905 โดยกลับขั้วตัวเก็บประจุ 2200 uF/25 V และ 47 uF/50 V รวมทั้งทิศทางของไดโอดด้วย

จากรูป ไอซีเบอร์ 7805 ให้แรงดันเอาต์พุต เท่ากับ 5 V,  $V_R$  500  $\Omega$  จะเป็นตัวแบ่งแรงดันที่จ่ายออกมาจากไอซีเร็กกูเลเตอร์ สามารถคำนวณหาค่ากระแสเอาต์พุตที่ไหลผ่านตัวต้านทาน 500  $\Omega$  และ 2 k $\Omega$  ได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 แสดงอินพุตของวงจรขยายทางด้านไฟบวก

$$I = \frac{5}{(500 + 2000)} = 2 \text{ mA}$$

ดังนั้น แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน  $2 \text{ k}\Omega$  ซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิง เท่ากับ

$$V = (2 \text{ mA})(2000) = 4 \text{ V}$$

#### วงจรขยายแรงดัน

จากรูปที่ 3.4 ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ต่อกันเป็นวงจรขยายแบบ differential โดยขาเบสของ  $Q_1$  ทำหน้าที่เป็นขานอนอินเวอร์ตอินพุต และขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ทำหน้าที่เป็นขานอนอินเวอร์ตอินพุต ใช้สำหรับป้อนกลับสัญญาณจากวงจรแบ่งแรงดัน เมื่อแรงดันที่ป้อนเข้ามาที่ขาเบสของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าแตกต่างกัน ค่าแรงดันนี้จะถูกขยายออกทางขาคอลเลคเตอร์เพื่อส่งไปที่  $Q_3$  และ  $Q_4$  ถ้าแรงดันที่ขาเบสมีค่าเท่ากันจะไม่มีกรขยายสัญญาณใดๆเกิดขึ้น

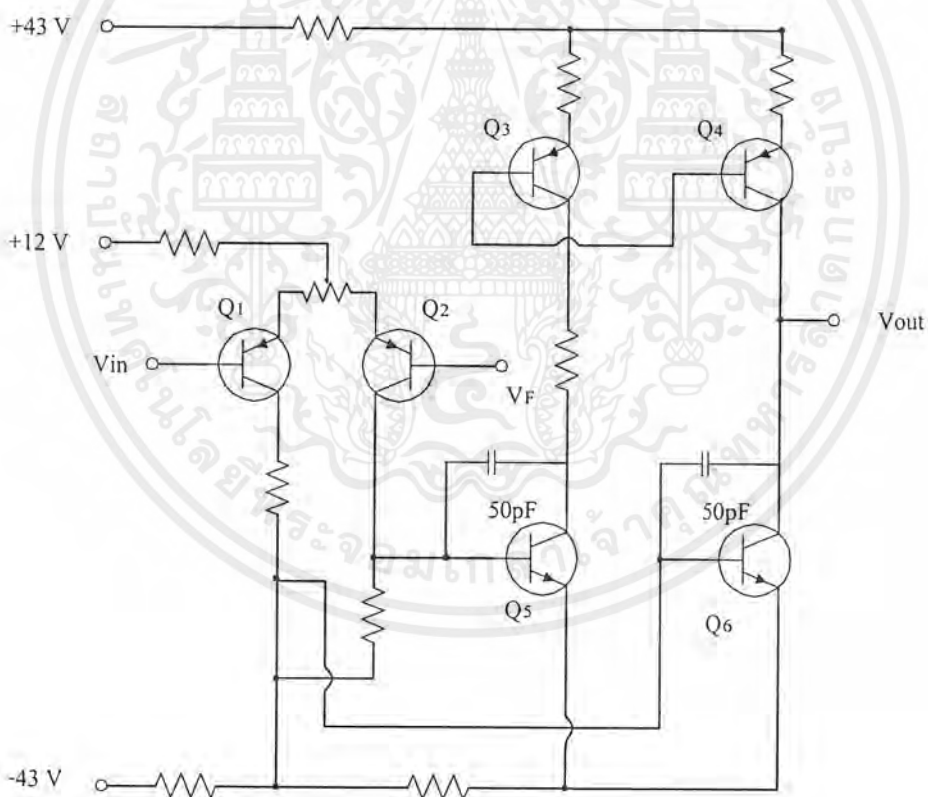
ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  เป็นวงจรขยายที่มีทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  ทำหน้าที่เป็นวงจรสะท้อนกระแส (Current Mirror) เพื่อให้วงจรขยายมีเสถียรภาพการทำงานที่ดี เมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ค่าแรงดันที่ป้อนเข้ามาจึงมีค่าเท่ากัน แรงดันเอาต์พุตที่ได้จึงมีค่าเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วงจรจำกัดกระแสเอาต์พุต ด้านไฟบวก

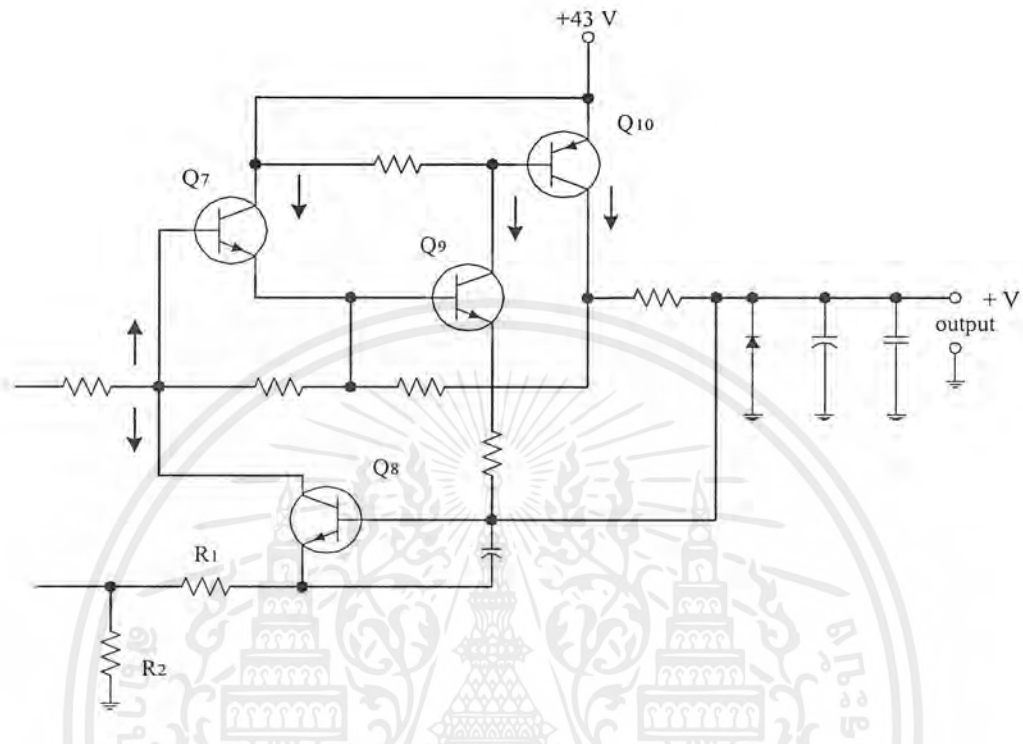
จากรูปที่ 3.5 ทรานซิสเตอร์  $Q_7$  และ  $Q_9$  คู่กันในลักษณะคาร์ลิงตัน ทำหน้าที่เป็นวงจรพาส ทรานซิสเตอร์  $Q_8$  ทำหน้าที่ในการจำกัดกระแสทางด้านเอาต์พุต คือถ้ากระแสคอลเลคเตอร์ของ  $Q_9$  มีค่าสูงขึ้น ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขาเบสและอิมิตเตอร์ของ  $Q_{10}$  สูงขึ้น และกระแสที่ไหลผ่าน  $Q_{10}$  ไปเอาต์พุตจึงมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย กระแสที่สูงขึ้นนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_{10}$  เกิดความร้อนขึ้น จึงต้องมีการคิดแผนระบายความร้อนเพื่อลดค่าพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น

อย่างไรก็ตาม ทรานซิสเตอร์  $Q_8$  จะทำหน้าที่ในการจำกัดกระแสที่เพิ่มขึ้น โดย  $Q_7$  จะไปดึงกระแสจาก  $Q_9$ ,  $Q_{10}$  ซึ่ง  $Q_8$  จะทำหน้าที่ในการดึงกระแสเบสของ  $Q_7$  มาอีกที ดังนั้นจึงทำให้กระแสที่ไหลผ่านเอาต์พุตมีค่าลดลง



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขยายความแตกต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรจำกัดกระแสทางด้านไฟบวก

ในการคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุต หาได้ดังนี้  
จาก สัดส่วนการป้อนกลับ

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{Closed-Loop Gain : } A_{CL} = \frac{1}{B}$$

ในวงจรค่า  $R_1$  เท่ากับ 2.7 k ส่วน  $R_2$  เท่ากับ 390 ดังนั้นสามารถคำนวณหาแรงดันได้เท่ากับ

$$V_{out} = \frac{V_F}{B} = A_{CL} V_F$$

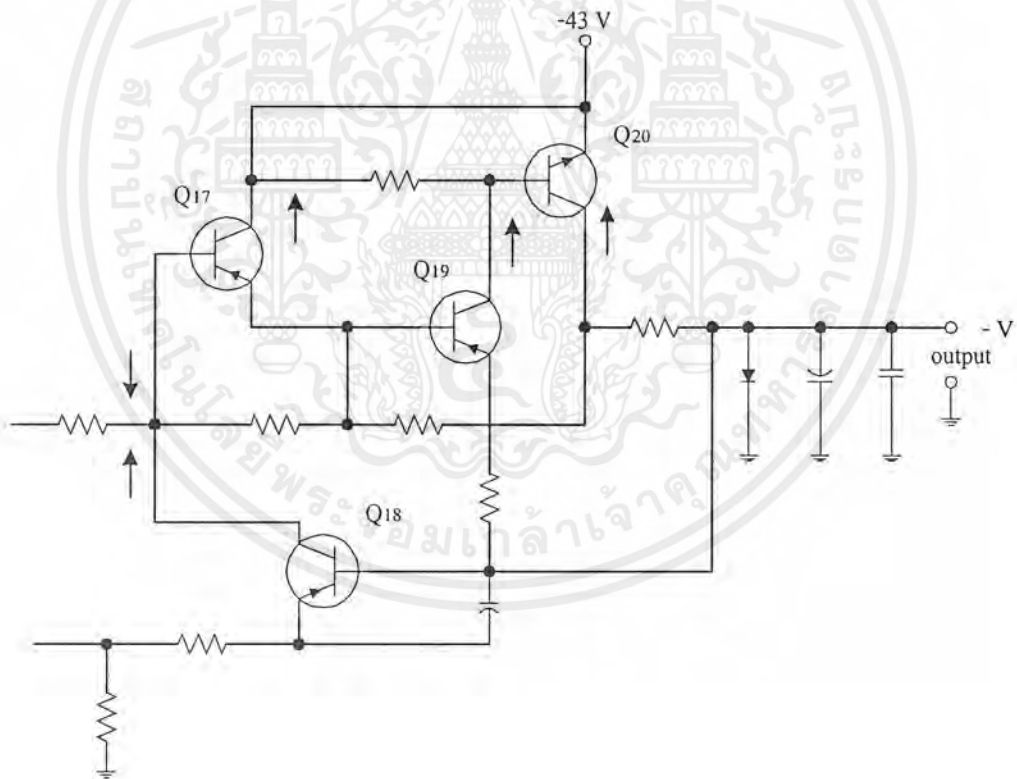
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $V_F$  เป็นค่าแรงดันผิดพลาดที่ได้จากวงจร Differential Amplifier ซึ่งเป็นผลต่างระหว่างแรงดันที่ขาอินพุตอินเวอร์ตกับแรงดันที่ขาอินเวอร์ต ค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ แรงดันที่ขาอินเวอร์ตมีค่าเป็นศูนย์

$$V_{out(max)} = 4 \left( 1 + \frac{2700}{390} \right) = 31.6 \text{ V}$$

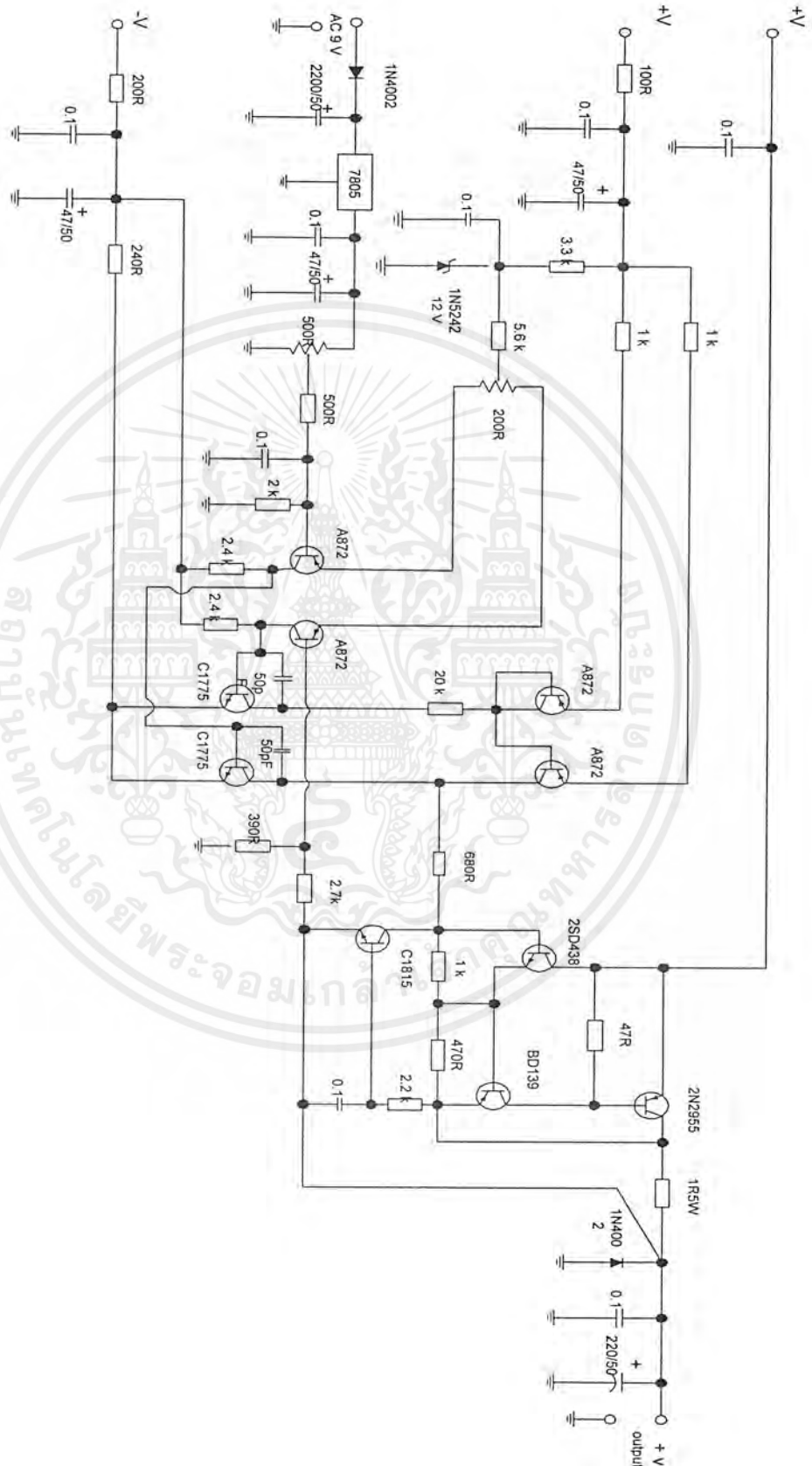
### ด้านไฟลบ

สำหรับการจำกัดกระแสทางด้านไฟลบ การทำงานก็จะคล้ายกันเพียงแค่เปลี่ยนชนิดของทรานซิสเตอร์ เป็นแบบตรงกันข้าม คือ จากที่ใช้แบบ NPN ก็ให้เปลี่ยนเป็น PNP และแบบ PNP ก็ให้เปลี่ยนเป็นแบบ NPN แทน



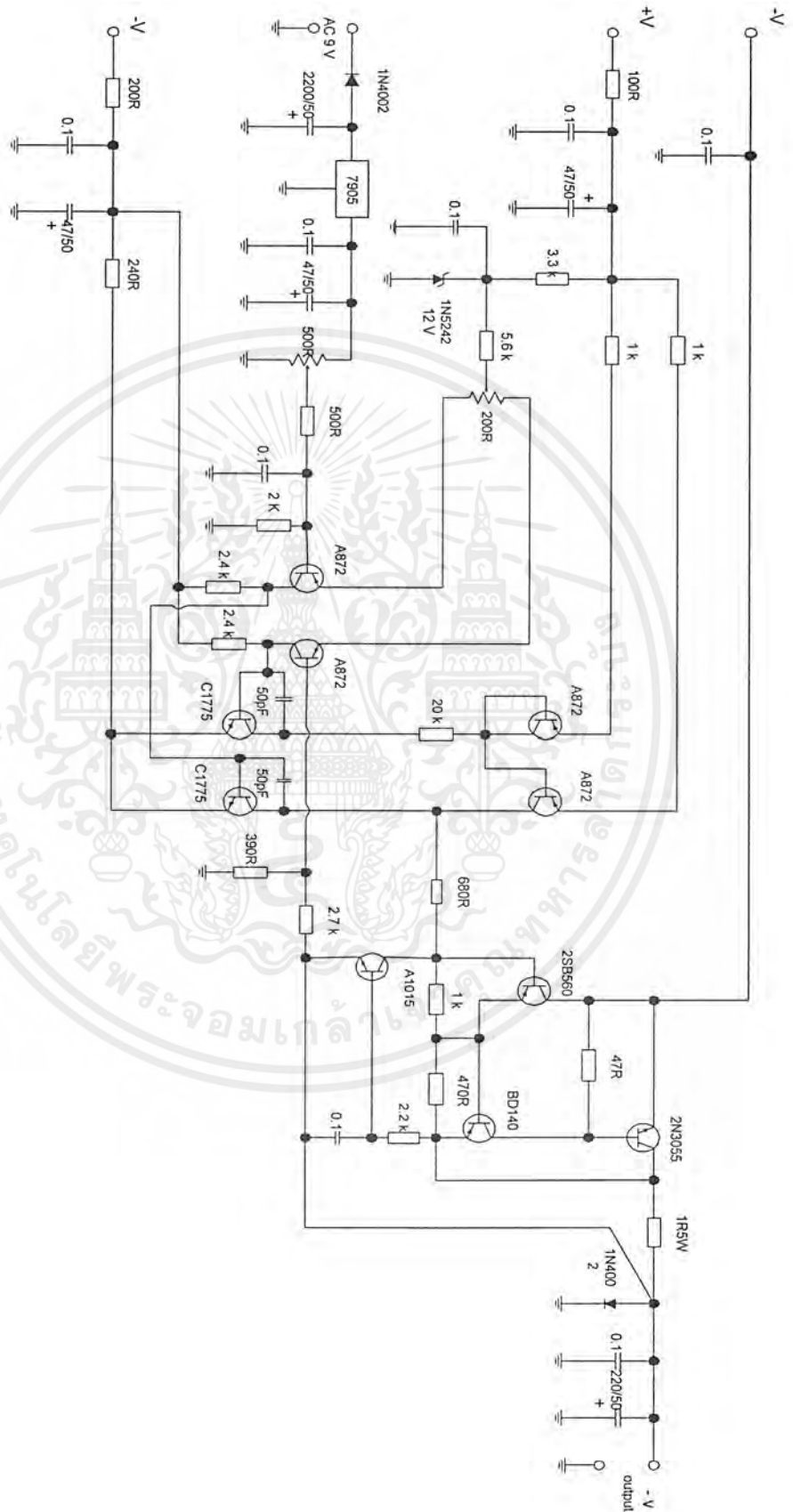
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรจำกัดกระแสทางด้านไฟลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรสมรรถนะทางด้านไฟบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรสมมูลทางต้นไฟลอป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

#### การทดสอบเครื่องจ่ายไฟ

##### วัดค่าแรงดันเอาต์พุตสูงสุด

- ด้านไฟบวก 31.5 โวลท์
- ด้านไฟลบ -31.6 โวลท์
- แรงดันคงที่ 5 โวลท์

##### เมื่อลัดวงจรด้านเอาต์พุต

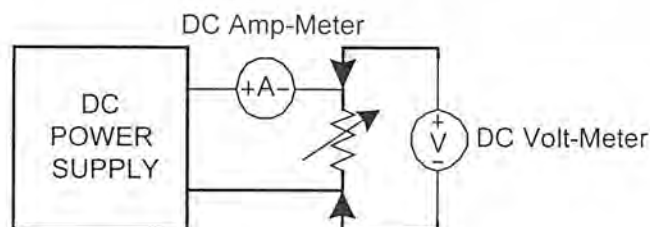
โดยลัดวงจรระหว่างเอาต์พุตด้านบวกกับกราวด์, เอาต์พุตด้านลบกับกราวด์ และเอาต์พุตด้านบวกกับเอาต์พุตด้านลบ ปรากฏว่า เครื่องจ่ายไฟสามารถทำงานได้โดยปกติ การทดสอบค่าโวลท์ที่เตจเร็กกูเลชันและรีปีเปิด

##### จุดประสงค์การทดลอง

1. เพื่อทดสอบการทำงานของเครื่องจ่ายไฟ
2. เพื่อทดสอบการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตเมื่อกระแสโหลดมีการเปลี่ยนแปลง
3. เพื่อทดสอบแรงดันไฟฟ้า AC ที่ปะปนมากับแรงดัน ไฟฟ้า DC

##### ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่ออุปกรณ์ดังรูป
2. วัดค่าแรงดันเอาต์พุตขณะไม่มีโหลด บันทึกผลการทดลอง
3. ปรับโวลต(VR) ให้มีค่าเพิ่มขึ้น วัดค่าแรงดันเอาต์พุต บันทึกผลการทดลอง
4. วัดค่าแรงดันเอาต์พุตโดยใช้ออสซิลโลสโคป บันทึกผลการทดลอง



รูปที่ 4.1 แสดงการต่อวงจรในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลอง

ด้านไฟบวก			ด้านไฟลบ		
V <sub>out</sub> (V)	I <sub>load</sub> (A)	P = VI (W)	V <sub>out</sub> (V)	I <sub>load</sub> (A)	P = VI (W)
31	0.09	2.79	-31	0.09	2.79
31	0.21	6.51	-31	0.21	6.51
31	0.26	8.06	-31	0.26	8.06
31	0.41	12.71	-31	0.42	13.02
31	0.52	16.12	-31	0.62	19.22
29.7	0.71	21.08	-29.9	0.75	22.425
25.4	0.8	20.32	-22.2	0.84	18.648
22.65	0.8	18.12	-21.7	0.97	21.049

$$\% \text{ Load Regulation ด้านไฟบวก} = \frac{31 - 29.7}{31} \times 100 = 4.19 \%$$

$$\% \text{ Load Regulation ด้านไฟลบ} = \frac{31 - 29.9}{31} \times 100 = 3.55 \%$$

## การวัดค่ารีปเปิด

เมื่อใช้ฮอสซิลโลสโคปวัดแรงดันคร่อมโหลดจะพบว่ากราฟไฟ DC ที่ได้มีความเรียบมาก นั่นก็คือ รีปเปิดที่ออกมามีค่าน้อยมาก

## บทที่ 5

### วิจารณ์และสรุปผลการทดลอง

#### สรุปและวิจารณ์

1. ในการทดสอบด้านโพลีเมอริสชัน จะพบว่าเครื่องจ่ายไฟกระแสตรงที่ทำการทดสอบมีความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีขนาดค่อนข้างคงที่ไว้ได้ เมื่อโพลีเมอร์เปลี่ยนแปลง โดยที่แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าลดลงเพียงเล็กน้อย และมีแรงดันกระแสเพียงเล็กน้อยเมื่อโพลีเมอร์มีค่าลดลง
2. ในการทดสอบคุณสมบัติของแรงดันกระแสเพิ่ม พบว่าเครื่องจ่ายไฟที่ได้ออกแบบนี้มีแรงดันกระแสเพิ่มที่ต่ำ อยู่ในช่วงที่ยอมรับได้ (เครื่องจ่ายไฟตรงที่ดี ค่ารีปเปิลไม่เกิน 10 %)
3. ในการทดสอบการลัดวงจร จะพบว่าเครื่องจ่ายไฟที่ทำการทดสอบสามารถป้องกันการลัดวงจรได้อย่างมีประสิทธิภาพ เนื่องจากมีวงจรป้องกันการลัดวงจรอยู่ในเครื่อง
4. เราสามารถเพิ่มความสามารถของเครื่องในการจ่ายแรงดันได้ตั้งแต่ 0 - 60 โวลต์ โดยการต่ออนุกรมเอาต์พุตทางด้านไฟบวกและลบเข้าด้วยกัน

### บรรณานุกรม

- “โครงการเครื่องจ่ายไฟ”, เซมิคอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์, ฉบับพิเศษ, 69หน้า, 2528  
 นภัทร วัจนเทพินทร์, "วงจรดิจิทัล 2 (ลอจิกเชิงลำดับ)", สกายบุ๊ก, หน้า 164-163, 2541  
 “ออกแบบเครื่องจ่ายไฟ”, เซมิคอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์, ฉบับพิเศษ, 85หน้า, 2538  
 MALVINO, ALBERT PUAL, "Electronic Principles", McGraw Hill, 903-943 p., 1989



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 3-1/2 DIGIT A/D CONVERTERS

TC7106  
TC7106A  
TC7107  
TC7107A

In addition to limiting maximum power dissipation, the resistor reduces the change in power dissipation as the display changes. This effect is caused by the fact that, as fewer segments are "ON," each "ON" output drops more voltage and current. For the best case of six segments (a "111" display) to worst case (a "1888" display) the resistor will change about 230mW, while a circuit without the resistor will change about 470mW. Therefore, the resistor will reduce the effect of display dissipation on reference voltage drift by about 50%.

The change in LED brightness caused by the resistor is almost unnoticeable as more segments turn off. If display brightness remaining steady is very important to the designer, a diode may be used instead of the resistor.

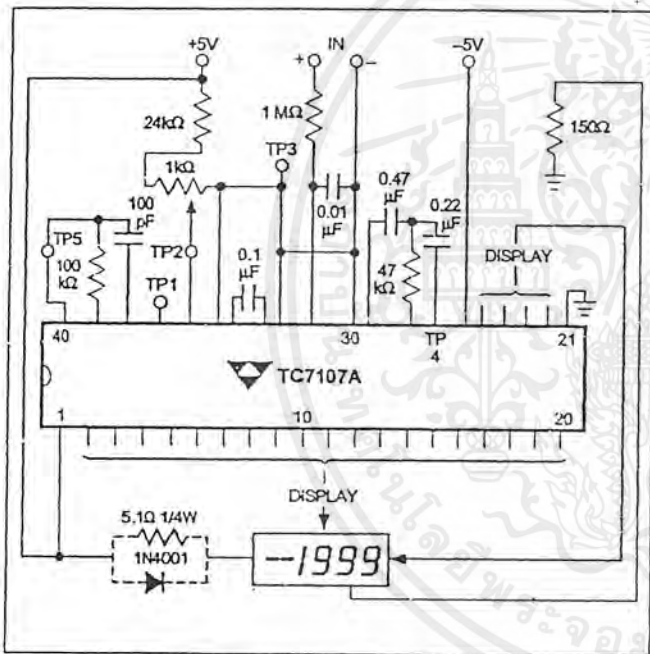


Figure 15. Diode or Resistor Limits Package Power Dissipation

## APPLICATIONS INFORMATION

### Liquid Crystal Display Sources

Several LCD manufacturers supply standard LCD displays to interface with the TC7106A 3-1/2 digit analog-to-digital converter.

Manufacturer	Address/Phone	Part Numbers <sup>1</sup>
Crystaloid Electronics	5282 Hudson Dr. Hudson, OH 44236. 216/655-2429	C5335, H5535, T5135, SX440
AND	720 Palomar Ave. Sunnyvale, CA 94086 408/523-8200	FE 0201,0701 FE 0203, 2201 FE 0501
Epson	3415 Kashikawa St. Torrance, CA 90505 213/534-0360	LD-B709BZ LD-H7992AZ
Hamlin, Inc.	612 E. Lake St. Lake Mills, WI 53551 414/648-2351	3902, 3933, 3903

Note: 1. Contact LCD manufacturer for full product listing/specifications.

### Light Emitting Diode Display Sources

Several LED manufacturers supply seven segment digits with and without decimal point annunciators for the TC7107A.

Manufacturer	Address	Display Type
Hewlett-Packard Components	640 Page Mill Rd. Palo Alto, CA 94304	LED
AND	720 Palomar Ave. Sunnyvale, CA 94086	LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TC7106  
 TC7106A  
 TC7107  
 TC7107A

Decimal Point and Annunciator Drive

The TEST pin is connected to the internally-generated digital logic supply ground through a 500 Ω resistor. The TEST pin may be used as the negative supply for external CMOS gate segment drivers. LCD display annunciators for decimal points, low battery indication, or function indication may be added without adding an additional supply. No more than 1mA should be supplied by the TEST pin: its potential is approximately 5V below V<sup>+</sup>.

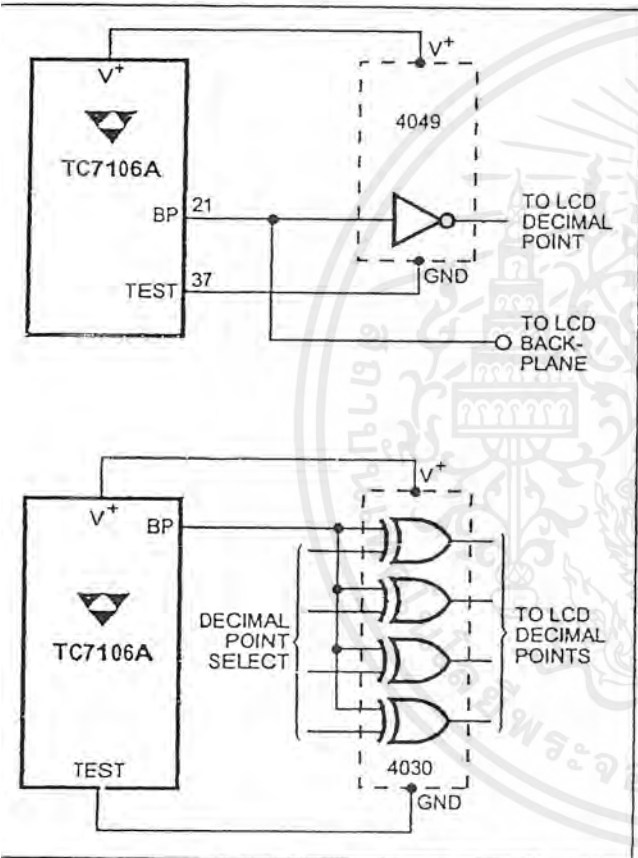


Figure 16. Decimal Point Drive Using TEST as Logic Ground

Ratiometric Resistance Measurements

The true differential input and differential reference make ratiometric reading possible. Typically in a ratiometric operation, an unknown resistance is measured with respect to a known standard resistance. No accurately defined reference voltage is needed.

The unknown resistance is put in series with a known standard and a current passed through the pair. The voltage developed across the unknown is applied to the input and the voltage across the known resistor is applied to the reference input. If the unknown equals the standard, the display will read 1000. The displayed reading can be determined from the following expression:

$$\text{Displayed Reading} = \frac{R_{\text{Unknown}}}{R_{\text{Standard}}} \times 1000$$

The display will overrange for  $R_{\text{Unknown}} \geq 2 \times R_{\text{Standard}}$ .

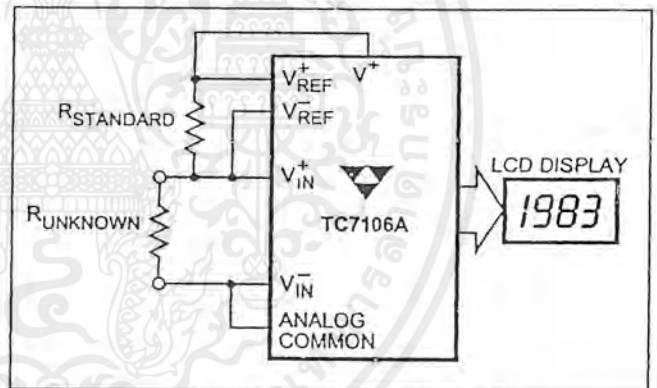


Figure 17. Low Parts Count Ratiometric Resistance Measurement

# 3-1/2 DIGIT A/D CONVERTERS

TC7106  
TC7106A  
TC7107  
TC7107A

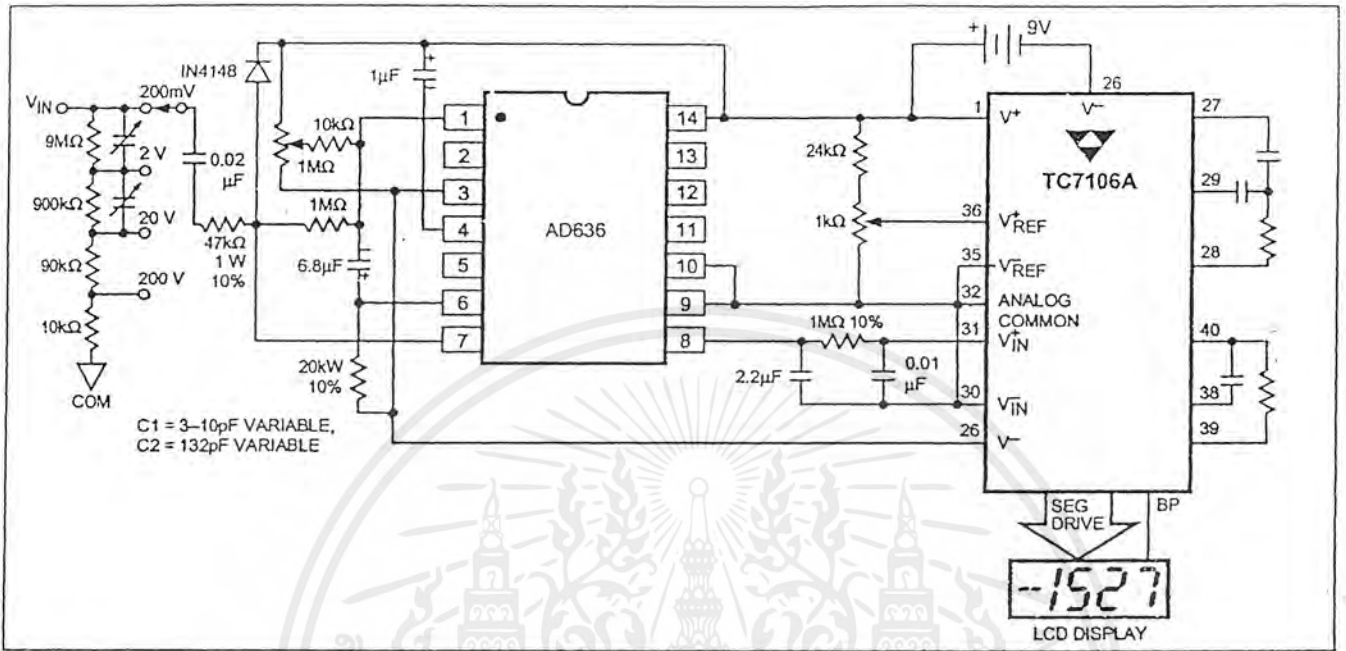


Figure 18. 3 1/2 Digit True RMS AC DMM

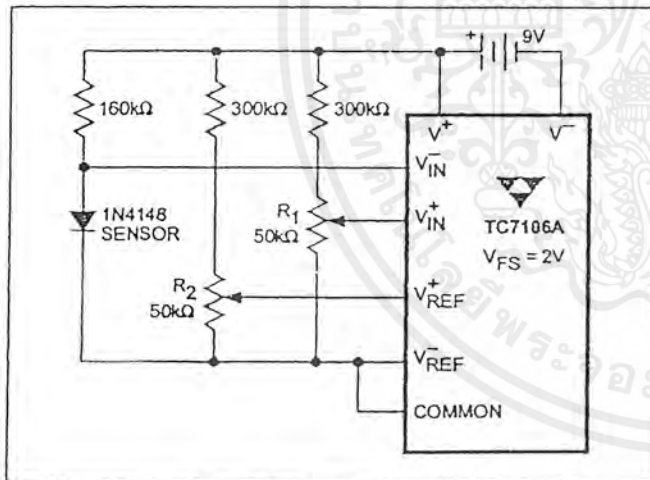


Figure 19. Temperature Sensor

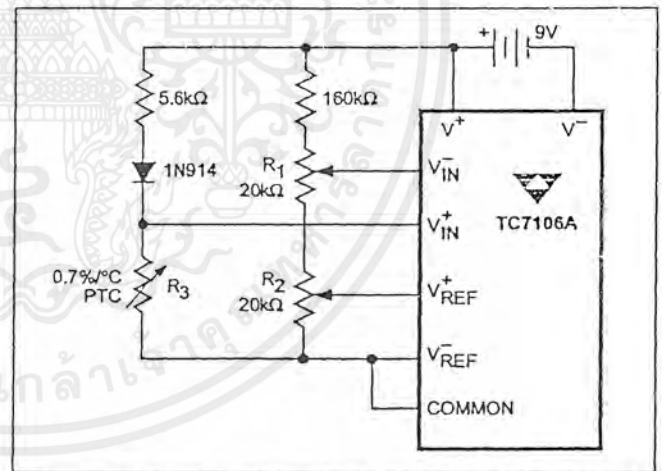


Figure 20. Positive Temperature Coefficient Resistor Temperature Sensor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

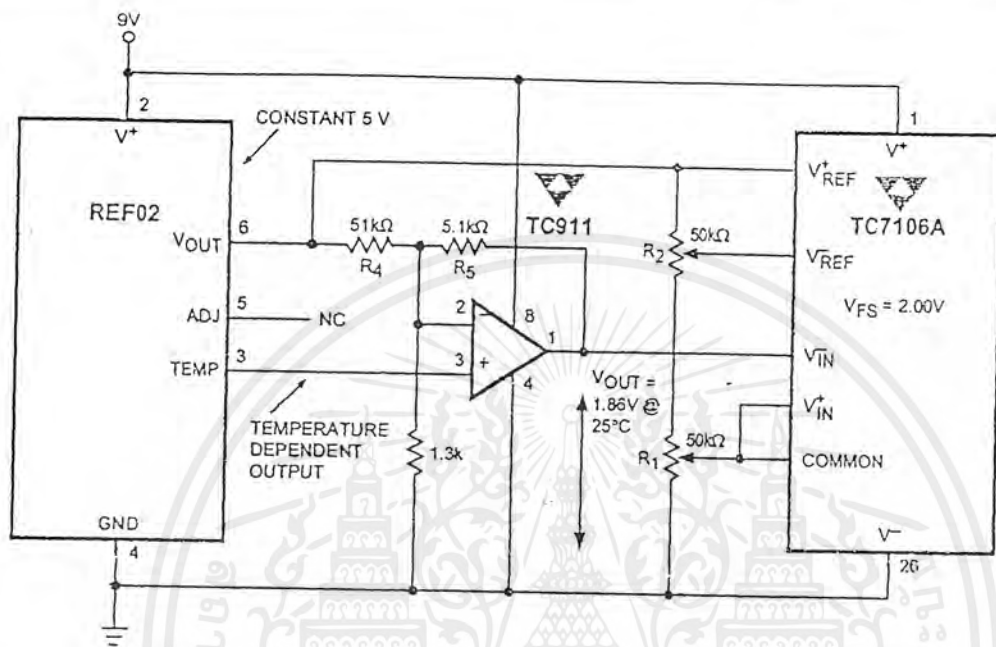


Figure 21. Integrated Circuit Temperature Sensor

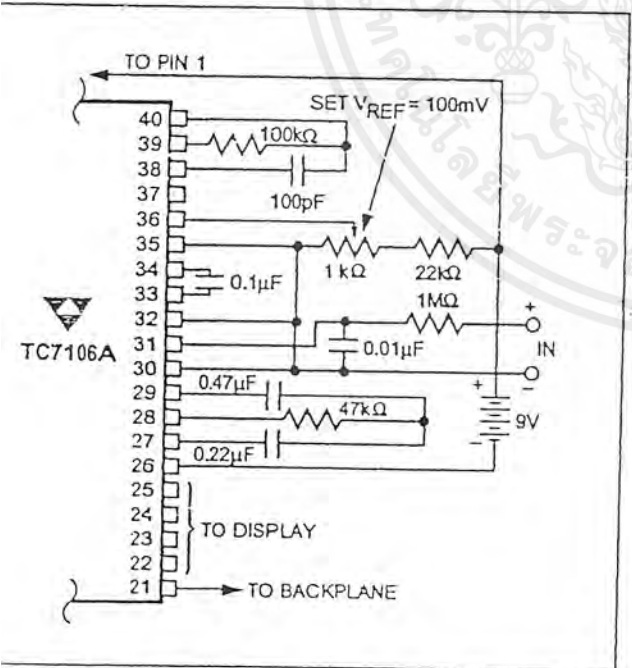


Figure 22. TC7106A Using the Internal Reference: 200mV Full-Scale, 3 Readings-per-second (RPS).

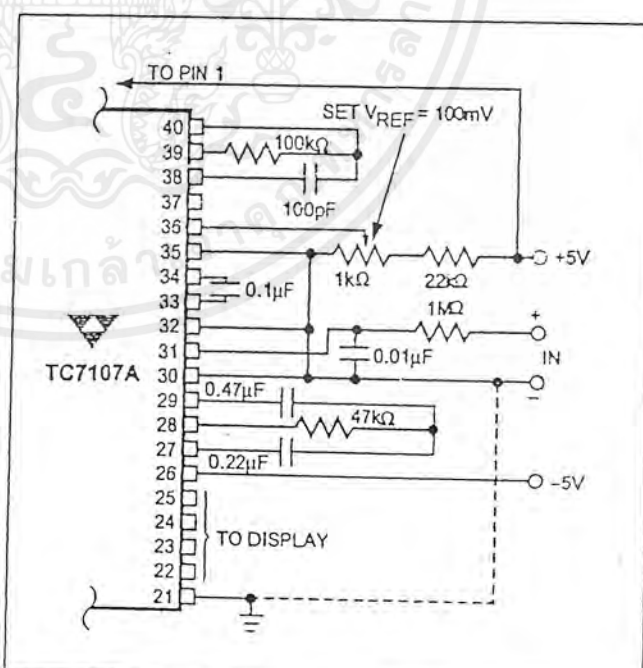


Figure 23. TC7107A Internal Reference (200mV Full-Scale, 3RPS, V<sub>IN</sub> Tied to GND for Single Ended Inputs).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

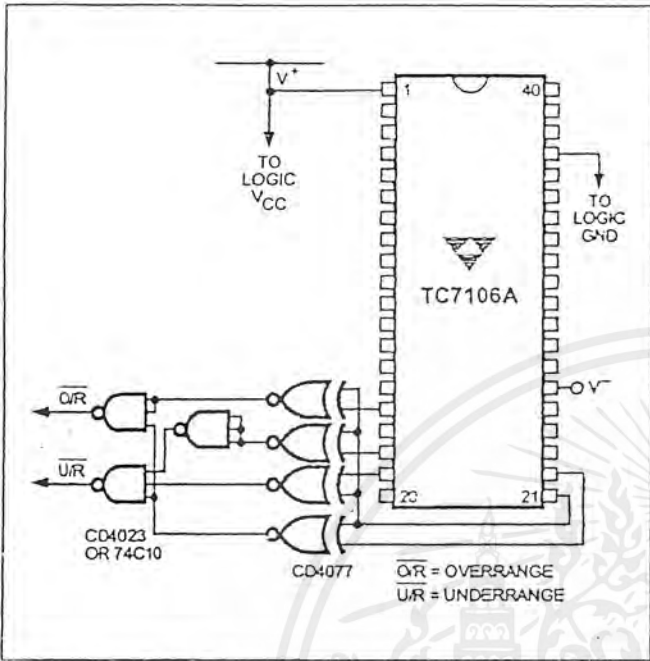


Figure 24. Circuit for Developing Underrange and Overrange Signals from TC7106A Outputs.

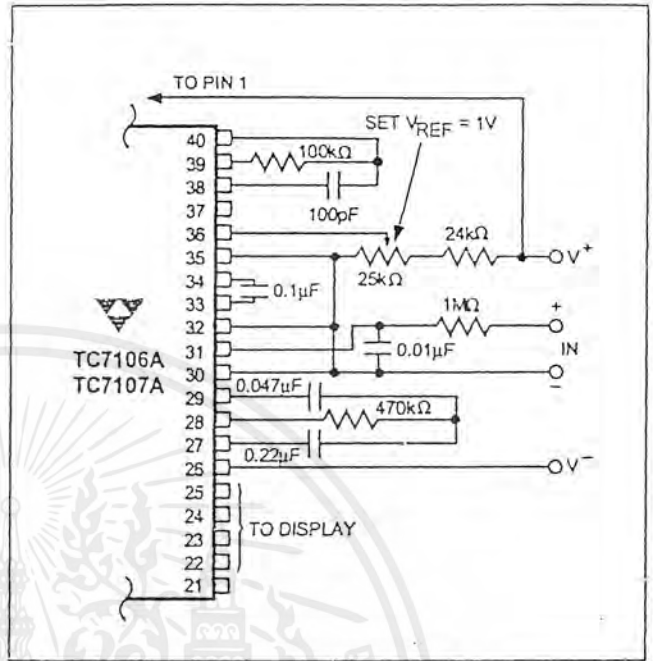


Figure 25. TC7106A/TC7107A: Recommended Component Values for 2.00V Full-Scale

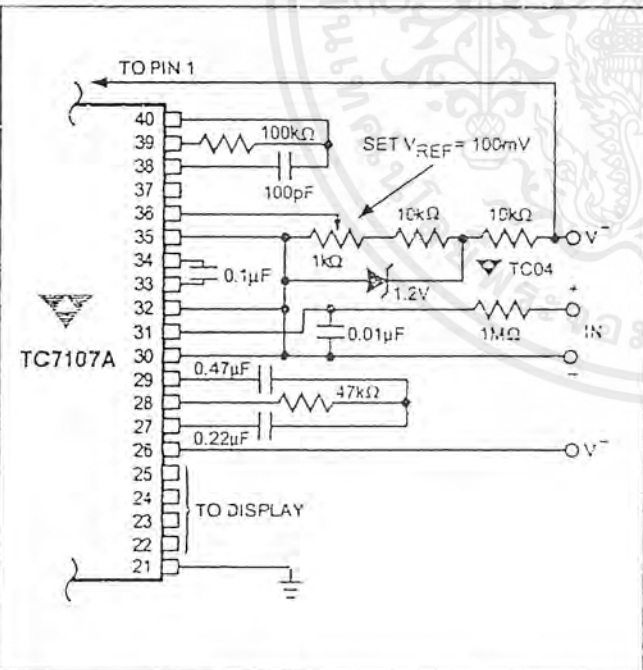


Figure 26. TC7107A With a 1.2V External Band-Gap Reference. ( $V_{REF}$  Tied to Common.)

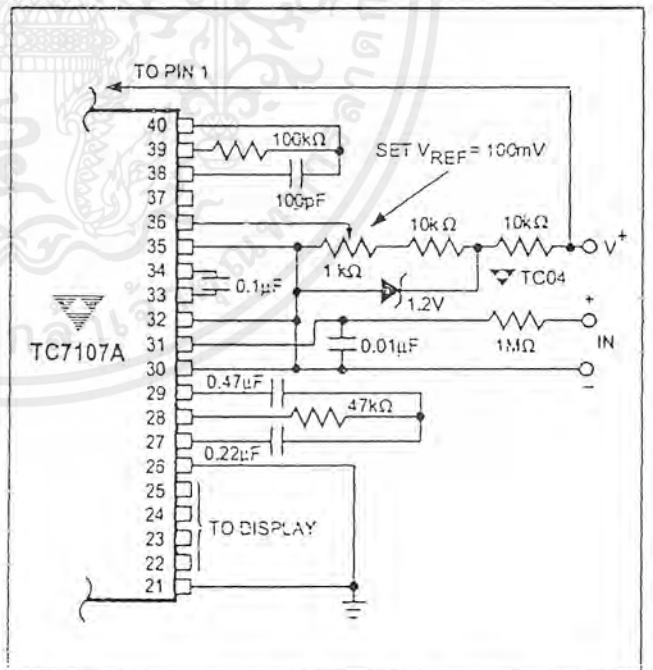


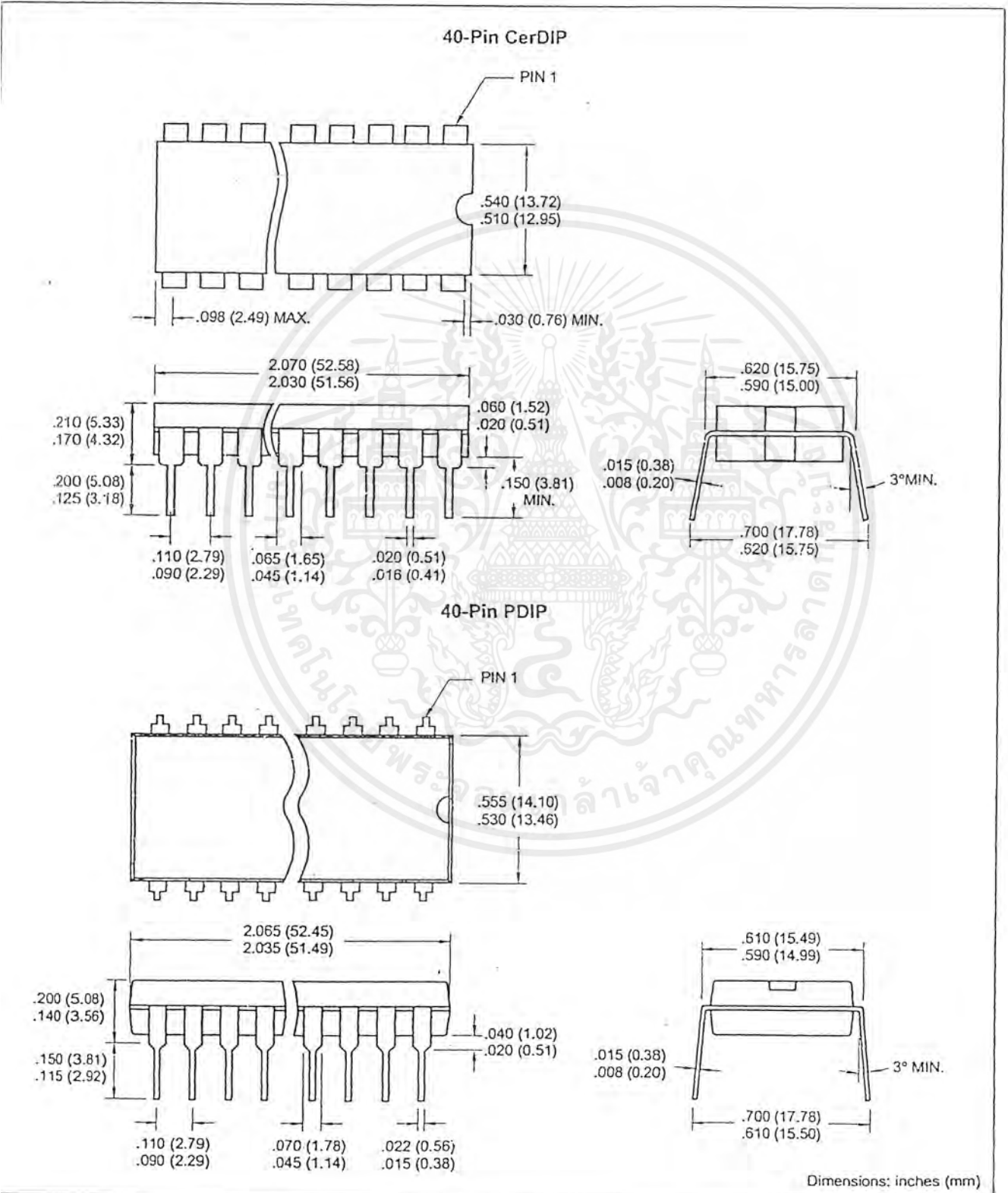
Figure 27. TC7107A Operated from Single +5V Supply. An External Reference Must Be Used in This Application.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 3-1/2 DIGIT A/D CONVERTERS

TC7106  
TC7106A  
TC7107  
TC7107A

## PACKAGE DIMENSIONS

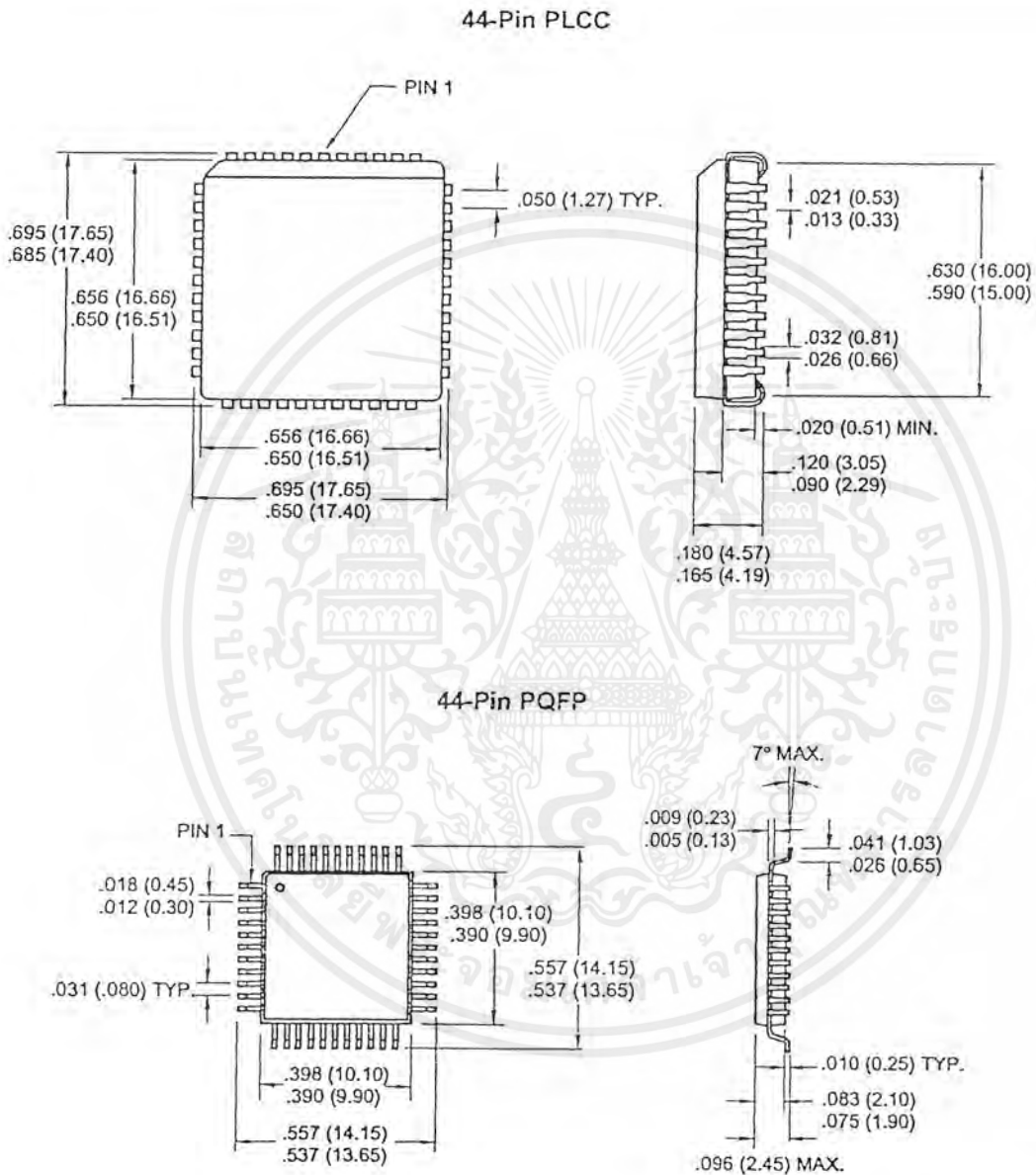


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 3-1/2 DIGIT A/D CONVERTERS

TC7106  
TC7106A  
TC7107  
TC7107A

## PACKAGE DIMENSIONS (Cont.)



Dimensions: inches (mm)

## Sales Offices

TelCom Semiconductor  
300 Terra Bella Avenue  
P.O. Box 7267  
Mountain View, CA 94039-7267  
EL: 415-968-9241  
AX: 415-967-1590  
-Mail: liter@c2smtp.telcom-semi.com

TelCom Semiconductor  
Austin Product Center  
9101 Burnet Rd. Suite 214  
Austin, TX 78758  
TEL: 512-873-7100  
FAX: 512-873-8236

TelCom Semiconductor H.K. Ltd.  
10 Sam Chuk Street, Ground Floor  
San Po Kong, Kowloon  
Hong Kong  
TEL: 852-2324-0122  
FAX: 852-2354-9957

Printed in the U.S.A.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

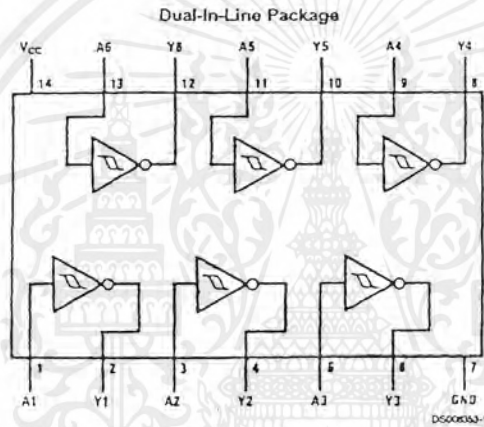
## DM74LS14 Hex Inverters with Schmitt Trigger Inputs

### General Description

This device contains six independent gates each of which performs the logic INVERT function. Each input has hysteresis

which increases the noise immunity and transforms a slowly changing input signal to a fast changing, jitter free output.

### Connection Diagram



Order Number 54LS14DMQB, 54LS14FMQB,  
54LS14LMQB, DM74LS14M or DM74LS14N  
See Package Number E20A, J14A, M14A, N14A or W14B

### Function Table

$$Y = \bar{A}$$

Input	Output
A	Y
L	H
H	L

H = High Logic Level  
L = Low Logic Level

DM74LS14 Hex Inverters with Schmitt Trigger Inputs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage	7V	54LS	-55°C to +125°C
Input Voltage	7V	DM74LS	0°C to +70°C
Operating Free Air Temperature Range		Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

### Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	54LS14			DM74LS14			Units
		Min	Nom	Max	Min	Nom	Max	
V <sub>CC</sub>	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>T+</sub>	Positive-Going Input Threshold Voltage (Note 2)	1.5	1.6	2.0	1.4	1.6	1.9	V
V <sub>T-</sub>	Negative-Going Input Threshold Voltage (Note 2)	0.6	0.8	1.1	0.5	0.8	1	V
HYS	Input Hysteresis (Note 2)	0.4	0.8		0.4	0.8		V
I <sub>OH</sub>	High Level Output Current			-0.4			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>	Low Level Output Current			4			8	mA
T <sub>A</sub>	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70	°C

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

### Electrical Characteristics

over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 3)	Max	Units
V <sub>I</sub>	Input Clamp Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OH</sub> = Max	54LS	2.5	3.4	V
		V <sub>CC</sub> = Max	DM74	2.7	3.4	
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage	V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = Max	54LS	0.25	0.4	V
		V <sub>IH</sub> = Min	DM74	0.35	0.5	
		V <sub>CC</sub> = Min, I <sub>OL</sub> = 4 mA	DM74	0.25	0.4	
I <sub>T+</sub>	Input Current at Positive-Going Threshold	V <sub>CC</sub> = 5V, V <sub>I</sub> = V <sub>T+</sub>	DM74	-0.14		mA
I <sub>T-</sub>	Input Current at Negative-Going Threshold	V <sub>CC</sub> = 5V, V <sub>I</sub> = V <sub>T-</sub>	DM74	-0.18		mA
I <sub>I</sub>	Input Current @ Max Input Voltage	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 7V	DM74		0.1	mA
		V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 10.0V	54LS			
I <sub>IH</sub>	High Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 2.7V			20	μA
I <sub>IL</sub>	Low Level Input Current	V <sub>CC</sub> = Max, V <sub>I</sub> = 0.4V			-0.4	mA
I <sub>OS</sub>	Short Circuit Output Current	V <sub>CC</sub> = Max	54LS	-20	-100	mA
		(Note 4)	DM74	-20	-100	
I <sub>CCH</sub>	Supply Current with Outputs High	V <sub>CC</sub> = Max		8.6	16	mA
I <sub>CCL</sub>	Supply Current with Outputs Low	V <sub>CC</sub> = Max		12	21	mA

Note 2: V<sub>CC</sub> = 5V.

Note 3: All typicals are at V<sub>CC</sub> = 5V, T<sub>A</sub> = 25°C.

Note 4: Not more than one output should be shorted at a time, and the duration should not exceed one second.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Switching Characteristics

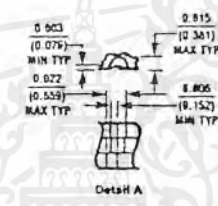
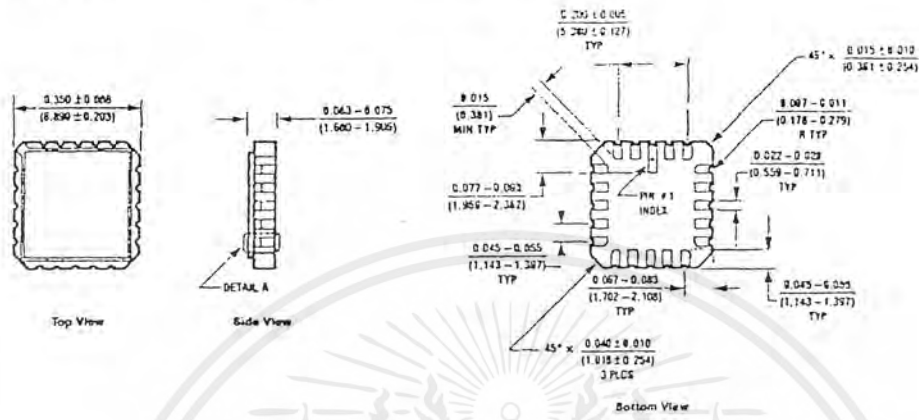
at  $V_{CC} = 5V$  and  $T_A = 25^\circ C$  (See for Test Waveforms and Output Load)

Symbol	Parameter	$R_L = 2\text{ k}\Omega$				Units
		$C_L = 15\text{ pF}$		$C_L = 50\text{ pF}$		
		Min	Max	Min	Max	
$t_{PLH}$	Propagation Delay Time Low to High Level Output	5	22	8	25	ns
$t_{PHL}$	Propagation Delay Time High to Low Level Output	5	22	10	33	ns

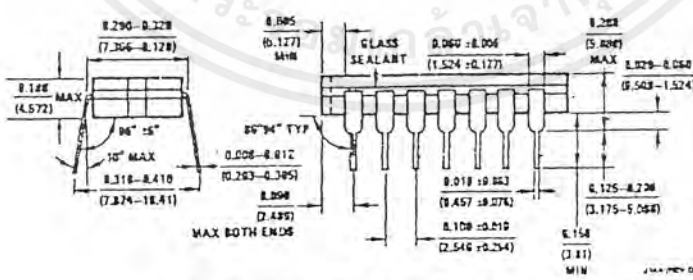
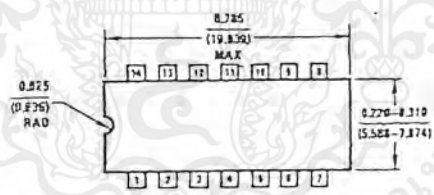


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



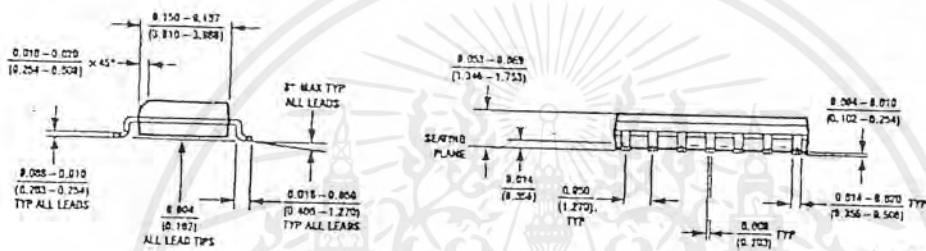
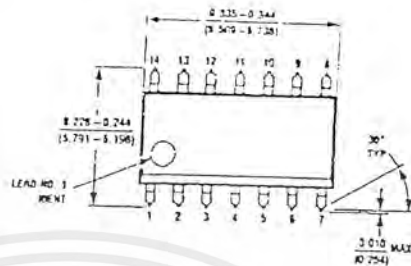
Ceramic Leadless Chip Carrier (E)  
Order Number 54LS14LMQB  
Package Number E20A



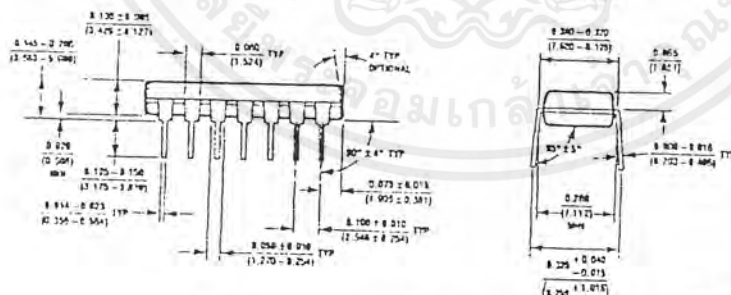
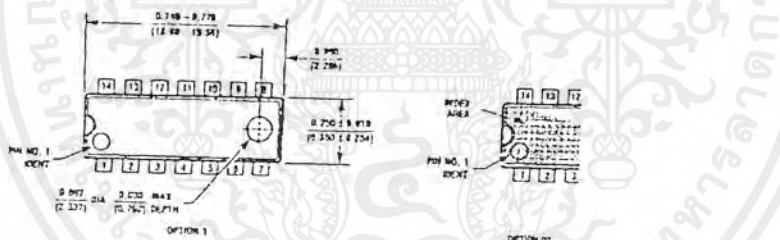
14-Lead Ceramic Dual-In-Line Package (J)  
Order Number 54LS14DMQB  
Package Number J14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



14-Lead Small Outline Molded Package (M)  
Order Number DM74LS14M  
Package Number M14A



14-Lead Molded Dual-In-Line Package (N)  
Order Number DM74LS14N  
Package Number N14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

