



แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีประสิทธิภาพสูง
HIGH EFFICIENCY DC POWER SUPPLY

โดย

นางสาววิรุณรยา สุตสน รหัส 35104546

วัน เดือน ปี..... 24 ค.ค. 2541
เลขทะเบียน..... 039158
เลขเรียกหนังสือ..... T 4๐๐๑๗.๑.๒๙๖ น

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดำเนินการหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ป **039158** ค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรม อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีประสิทธิภาพสูง

(HIGH EFFICIENCY DC POWER SUPPLY)

ผู้จัดทำ

นางสาววิรุณรยา สุดสน รหัส 35104546

() อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.ประภากร สุวรรณะ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีประสิทธิภาพสูง
HIGH EFFICIENCY DC POWER SUPPLY

นางสาววิรุณรยา สุตสน

อ.ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

วงจรอิเล็กทรอนิกส์เกือบทุกวงจรต้องการไฟกระแสตรง เพื่อเป็นพลังงานให้วงจรทำงานได้ในอุปกรณ์หรือเครื่องมือขนาดเล็กๆที่เคลื่อนที่ได้ เช่น เครื่องคำนวณขนาดเล็ก เครื่องรับวิทยุ อาจใช้แบตเตอรี่เป็นตัวจ่ายพลังงานให้ แต่อย่างไรก็ตาม อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์โดยทั่วไปจะทำงานได้โดยใช้ไฟกระแสตรงจากวงจรจ่ายไฟจากไฟฟ้าบ้าน ซึ่งในโครงการนี้ใช้แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงโดยใช้ไอซีแบบสวิตชิ่งเรกูเลเตอร์ซึ่งมีประสิทธิภาพในการทำงานและใช้วงจรขนาดเล็กลง

ABSTRACT

Almost every electronic circuit have to use DC to supply for working. In mobile devices as calculator radio receiver may use battery to supply energy for them. However, in common, electronic devices have to use DC which is supply by AC 220 V, 50 Hz from house. This project present DC power supply with switching regulator. The efficiency is better and the circuit is simple.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 โครงสร้างของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรง	1
1.2 คุณสมบัติของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง	2
บทที่ 2 หม้อแปลง	3
2.1 หม้อแปลง (TRANSFORMER)	3
2.2 วงจรเรกติไฟเออร์	5
2.2.1 วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์	5
2.2.2 วงจรฟูลเวฟเซ็นเตอร์แท็ปเรกติไฟเออร์	7
2.2.3 วงจรฟูลเวฟบริดจ์เรกติไฟเออร์	8
2.2.4 วงจรฟูลเวฟเซ็นเตอร์แท็ปคู่	9
2.3 อัตราทนกำลังของวงจรเรกติไฟเออร์	9
2.4 หน้าที่ของวงจรกรองแรงดัน	9
2.4.1 ริปเปิล หรือ แรงดันกระเพื่อม	10
2.4.2 วงจรฟิลเตอร์แบบตัวเก็บประจุ	11
2.5 ขนาดพิกัดของหม้อแปลง	13
2.6 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรเรกติไฟเออร์ทั้ง 3 ชนิด	14
บทที่ 3 วงจรเรกกูเลเตอร์	15
3.1 โวลเตจเรกกูเลเตอร์คือ อะไร	15
3.2 วงจรเรกกูเลเตอร์แบ่งได้เป็นกี่แบบ	15
3.2.1 แบ่งตามการต่อวงจรของเรกกูเลเตอร์	15
ก.เรกกูเลเตอร์แบบขนาน	16
ข.เรกกูเลเตอร์แบบอนุกรม	17
3.2.2 แบ่งตามการทำงานของวงจร	19
ก.ลิเนียร์เรกกูเลเตอร์	19
ข.สวิชชิงเรกกูเลเตอร์	19
3.3 วงจรป้องกันของไอซีเรกกูเลเตอร์	20

3.3.1	วงจรจำกัดกระแส	20
3.3.2	วงจรป้องกันการเกิดความร้อนมากเกินไป	22
3.4	เรคทูลิเตอร์ตามขนานชนิดจ่ายแรงดันคงที่	23
3.4.1	ไอซีเบอร์ LM317	24
3.4.2	หลักการทํางานอย่างง่ายของไอซีโวลท์เตจเรคทูลิเตอร์3 ขา	25
3.4.3	วงจรและการทำงานของไอซีเบอร์ LM317	25
บทที่ 4	สวิชชิงเรคทูลิเตอร์	27
4.1	สวิชชิงเรคทูลิเตอร์สำคัญอย่างไร	27
4.2	สวิชชิงเรคทูลิเตอร์พื้นฐานสามารถแบ่งได้กี่แบบ	27
4.3	วิดิท์ มอดดูเลท สเต็ป-ดาวน์ คอนเวอร์เตอร์	30
4.4	วิดิท์ มอดดูเลท สเต็ปอัพ คอนเวอร์เตอร์	33
4.5	อินเวอร์ติ่ง สวิชชิง เรคทูลิเตอร์	36
บทที่ 5	การทำงานของวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง	39
5.1	การทำงานในส่วนของไอซีเบอร์ TL494	39
5.2	อธิบายการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง	39
บทที่ 6	การทดสอบและผลการทดลอง	41
บทที่ 7	บทสรุปและวิจารณ์	51
	ภาคผนวก	
	กิตติกรรมประกาศ	
	บรรณานุกรม	

สารบัญรูปภาพประกอบ

	หน้า
รูปที่ 1.1 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง	1
รูปที่ 2.1 วงจรจ่ายไฟตรงชนิดไม่เรกติวเลท	3
รูปที่ 2.2 วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์	4
รูปที่ 2.3 วงจรฟูลเวฟเซ็นเตอร์แท็ปเรกติไฟเออร์	6
รูปที่ 2.4 วงจรฟูลเวฟบริดจ์เรกติไฟเออร์	7
รูปที่ 2.5 เป็นวงจรที่ให้แรงดันเอาต์พุตทั้งไฟบวกและลบในเวลาเดียวกัน	8
รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะแรงดันไฟตรงเฉลี่ยและแรงดันรีปเปิล หลังจากผ่านวงจรกรองแรงดันแล้ว	10
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์แบบใช้ C	12
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์และวงจรฟิลเตอร์แบบใช้ C	12
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรฟิลเตอร์แบบ C	13
รูปที่ 3.1 แสดงแผนผังการทำงานของเรกติเลเตอร์แบบขนาน	16
รูปที่ 3.2 แสดงแผนผังการทำงานของเรกติเลเตอร์แบบขนานอย่างง่ายโดยใช้ซีเนอร์ไดโอด	16
รูปที่ 3.3 แสดงแผนผังเรกติเลเตอร์แบบอนุกรม	17
รูปที่ 3.4 แผนผังวงจรพื้นฐานของเรกติเลเตอร์แบบผ่านอนุกรม	18
รูปที่ 3.5 แสดงแผนผังการทำงานของสวิชชิงเรกติเลเตอร์	19
รูปที่ 3.6 วงจรจำกัดกระแสอย่างง่าย	20
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรจำกัดกระแสชนิดทับกลับ	22
รูปที่ 3.8 วงจรป้องกันไอซีร้อนเกินไป	22
รูปที่ 3.9 แสดงแผนผังวงจรของไอซีโวลท์เตจเรกติเลเตอร์	24
รูปที่ 3.10 แสดงการนำไอซีโวลท์เตจไปใช้งานอย่างง่าย ๆ	24
รูปที่ 3.11 แสดงการทำงานของโวลท์เตจเรกติเลเตอร์ที่ทำงานเสมือนตัวต้านทานปรับค่าได้	25
รูปที่ 3.12 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ LM317	25
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรการทำงานของไอซีเบอร์ LM317	26

รูปที่ 4.1 วงจรสวิชชิงเรคกูเลเตอร์	29
รูปที่ 4.2 วงจรพื้นฐานของสเต็ป ดาวน์ สวิชชิงเรคกูเลเตอร์	30
รูปที่ 4.3 เวฟฟอร์มของสเต็ปดาวน์ สวิชชิง เรคกูเลเตอร์	30
รูปที่ 4.4 วิคท์-มอดดูเลท สเต็ปอัพ คอนเวอร์เตอร์	33
รูปที่ 4.5 เวฟฟอร์มของสเต็ปอัพ สวิชชิงเรคกูเลเตอร์	34
รูปที่ 4.6 อินเวอร์ติง สวิชชิง เรคกูเลเตอร์	36
รูปที่ 4.7 เวฟฟอร์มของ อินเวอร์ติง สวิชชิง เรคกูเลเตอร์	36
รูปที่ 4.8 ขั้นตอนการทำงานของอินเวอร์ติง สวิชชิง เรคกูเลเตอร์	37

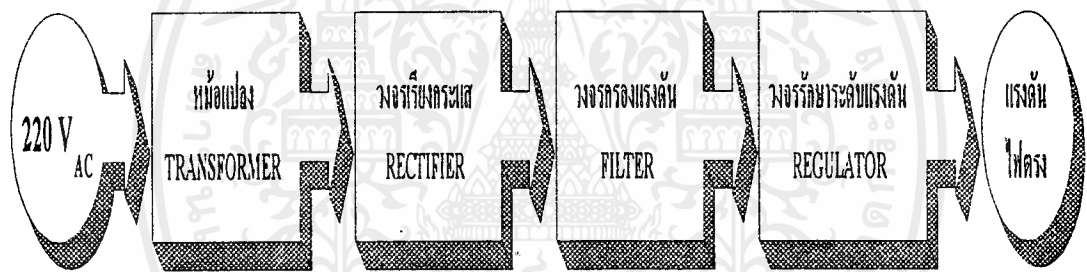


บทที่ 1

บทนำ

1.1 โครงสร้างของเครื่องจ่ายไฟกระแสตรง

แหล่งจ่ายไฟตรงทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าสลับ (AC) ให้เป็นพลังงานไฟตรง (DC). โดยมีแผนภาพดังต่อไปนี้



รูปที่ 1.1 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

แผนภาพที่ 1.1 แสดงขั้นตอนการทำงานของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ซึ่งประกอบด้วย 4 ส่วนหลักคือ หม้อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ (TRANSFORMER), วงจรเรียงกระแส (RECTIFIER), วงจรกรองแรงดัน (FILTER), และวงจรรักษาระดับแรงดัน (REGULATOR) โดยการทำงานเริ่มจากป้อนไฟสลับ 220 โวลต์ เข้าที่หม้อแปลงไฟฟ้าทางขดปฐมภูมิเพื่อจะเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟฟ้าให้เหมาะสมกับความต้องการของโหลดโดยการแปลงขึ้นหรือแปลงลงตามต้องการตามขดทุติยภูมิกระแสที่ได้นี้เป็นไฟสลับ (AC) จากนั้นจะส่งสัญญาณเข้าวงจรเรียงกระแส เพื่อเปลี่ยนไฟสลับให้เป็นไฟตรงโดยใช้ไดโอดเรียงกระแส และเนื่องจากไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแส ยังมีกรกระเพื่อมของแรงดันหรือกระแส (Ripple) อยู่มาก จึงนำไปผ่านวงจรกรองแรงดัน (Filter) เพื่อกำจัดริบเปิดทำให้ระดับแรงดันไฟตรงเรียบยิ่งขึ้น โดยใช้ตัวเก็บประจุช่วยกรองแรงดันทั้ง 3 ส่วนที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวมานี้เมื่อโหลดดึงกระแสมาทุกตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์จะเก็บไม่พอที่จะจ่ายโหลดทำให้เกิดรีปเปิลเพิ่มขึ้น แรงดันเฉลี่ยจะตกลงจากเดิมในขณะที่ไม่มีโหลดซึ่งถ้าเกิดรีปเปิลมาก สัญญาณของรีปเปิลอาจจะกลายเป็นสัญญาณอินพุตขยายออกไปทางเอาต์พุตทำให้เกิดการออสซิลเลทหรือสัญญาณรบกวน (Noise) ดังนั้นจึงต้องมีส่วนของวงจรคงค่าแรงดัน(Regulator) เพื่อทำหน้าที่ลดรีปเปิลและรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ก่อนที่จะจ่ายให้กับโหลด โดยรายละเอียดของแต่ละส่วนจะกล่าวในบทต่อไป

1.2 คุณสมบัติของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

1.2.1 Load Regulation คือการวัดประสิทธิภาพในการรักษาแรงดันเอาต์พุตให้คงที่เมื่อโหลดค่าต่างๆกันโดยไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตที่จ่ายให้แก่โหลด

$$\% \text{Voltage Regulation} = \frac{V_{\text{No Load}} - V_{\text{Full Load}}}{V_{\text{No Load}}} \times 100 \quad (1-1)$$

1.2.2 Line Regulation บอกถึงประสิทธิภาพในการจ่ายไฟของวงจรดีมาน้อยเพียงใดเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟสลับอินพุต V_{ACin} จากสูตร

$$\% \text{Line Regulation} = \frac{V_{o \text{ Line max}} - V_{o \text{ Line min}}}{V_{o \text{ Line max}}} \times 100 \quad (1-2)$$

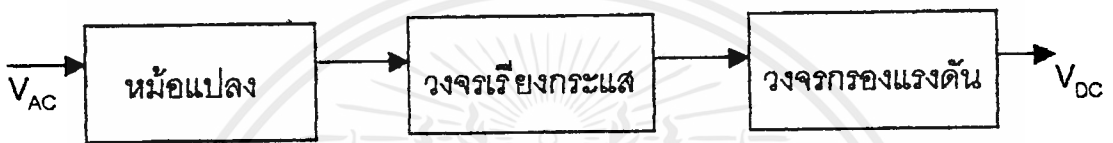
1.2.3 Ripple Rejection บอกให้เรารู้ถึงความเรียบของแรงดันและกระแสเมื่อมีโหลดมาต่อใช้งานโดยคิดจากค่าอัตราส่วนระหว่างแรงดันรีปเปิลอินพุต และแรงดันรีปเปิลเอาต์พุตในหน่วยของแรงดัน V_{p-p} เมื่อคิดเป็นเปอร์เซ็นต์จะเท่ากับสูตรข้างล่างนี้

$$\text{Ripple Rejection} = 20 \text{ Log } \frac{V_{r_{in}}}{V_{r_{out}}} \text{ dB} \quad (1-3)$$

บทที่ 2

วงจรจ่ายไฟตรงชนิดไม่เรกกูเลท

วงจรจ่ายไฟตรงอย่างง่ายอาจประกอบด้วยส่วนประกอบดังในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรจ่ายไฟตรงชนิดไม่เรกกูเลท [Un Regulate power supply]

2.1 หม้อแปลง (TRANSFORMER)

หม้อแปลงไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์เพื่อ เปลี่ยนขนาดของแรงดันและกระแส หน้าที่หลักของหม้อแปลงคือการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงตามบ้านเป็นระดับแรงดันที่เหมาะสมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานหน้าที่อีกอย่างคือ เป็นตัวแยกกระหว่างอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ หม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วย ขดลวดอย่างน้อย 2 ขดพันอยู่บนแกนเหล็กเดียวกัน โดยอาศัยหลักการของการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กและจะสามารถถ่ายทอดพลังงานได้เฉพาะไฟสลับ หรือไฟตรงที่มีการเปลี่ยนแปลงเท่านั้น หม้อแปลงโดยทั่วไปจะประกอบด้วยขดปฐมภูมิ (Primary) และขดทุติยภูมิ (Secondary) ชนิดของหม้อแปลงมีทั้งแบบไม่มีแทป และแบบมีแทปเป็นจุดกึ่งกลาง (Center tapped) ขนาดของแรงดันทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงสามารถคำนวณได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (2-1)$$

V_p : เป็นแรงดันที่ป้อนให้กับขดปฐมภูมิ

V_s : เป็นแรงดันที่ขึ้นคร่อมขดทุติยภูมิ

I_p : เป็นกระแสที่ไหลในขดปฐมภูมิ

I_s : เป็นกระแสที่ถูกดึงจากขดทุติยภูมิ

อัตราส่วนของแรงดันจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของจำนวนรอบของหม้อแปลงไฟฟ้าโดยความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (2-2)$$

V_p : เป็นแรงดันที่ป้อนให้กับขดปฐมภูมิ

V_s : เป็นแรงดันที่ขึ้นคร่อมขดทุติยภูมิ

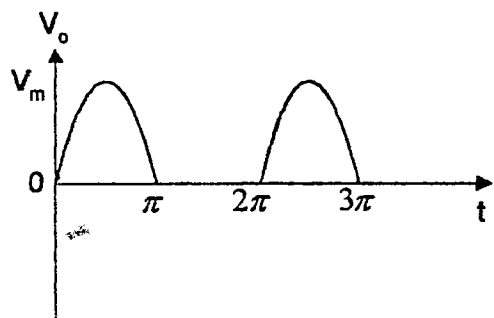
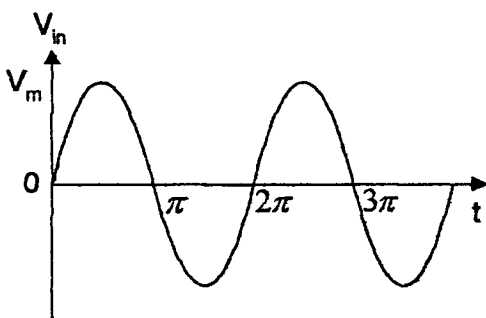
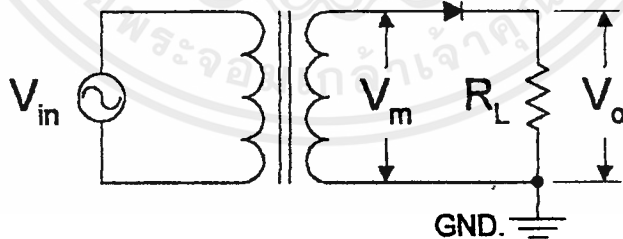
N_p : เป็นจำนวนของขดปฐมภูมิ

N_s : เป็นจำนวนของขดทุติยภูมิ

หลังจากทราบขนาดของแรงดันทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง (V_s) ควรเผื่อค่าของแรงดันนี้ไว้อย่างน้อยที่สุด 10 %

2.2 วงจรเรกติไฟเออร์มีหลายชนิดคือ

2.2.1 วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์ (Half - Wave Rectifier)



รูปที่ 2.2 วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในพิธีการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเข้าเป็นไฟรูปร่างทำให้แรงดันไฟฟ้าทุติยภูมิ (Secondary Voltage) ของหม้อแปลงก็เป็นคลื่นรูปไซน์ด้วย แต่ไดโอดจะยอมให้กระแสผ่านตัวมันไปยังโหลดแล้วลงกราวด์ครบวงจรได้เพียงครึ่งรอบของ V_m คือ ในช่วงรูปคลื่นไฟบวกเท่านั้น โดยมีศักดาไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดประมาณ 0.6 V ส่วนในช่วงถูกคลื่นลงเป็นลบ ไดโอดจะถูกไบอัสกลับ ซึ่งจะทำตัวเหมือนฉนวนไม่ยอมให้กระแสไหลผ่านแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน RL มีค่าเป็นศูนย์และเมื่อแรงดันครึ่งบวกเข้ามา ไดโอดจะถูกไบอัสตรง ทำให้มีกระแสไหลในวงจรมีโวลเตจคร่อมไดโอดเท่ากับ V_m มีค่าเป็นสัญญาณรูปครึ่งไซเคิล ที่เรียกว่าฮาล์ฟเวฟ (Half wave)

ในการเพิ่มแรงดันเอาต์พุตที่คร่อมโหลด ทำได้โดยเพิ่มแรงดันไฟสลับที่ป้อนเข้าทางขั้วอินพุตโดยการใช่ม้อแปลงแรงดันไปให้กับอินพุต ไฟกระแสสลับที่ใช้อยู่ทั่วไปจะมีค่าแรงดันประมาณ 220 โวลท์ แต่ถ้าต้องการแรงดันอินพุตมากน้อยกว่านี้ ก็สามารถใช่ม้อแปลงแรงดันได้

โดยทั่วไปในขณะที่อ่านแรงดันสลับได้ค่า 220 โวลท์นั้นค่าที่อ่านได้นี้เป็นค่าที่เรียกว่า ค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) ซึ่งมีค่าประมาณ 0.707 เท่าของค่าแรงดันไม่สูงสุด (peak voltage)

$$V_p = V_{rms} / 0.707$$

$$V_p = \sqrt{2} V_{rms}$$

(2-3)

ดังนั้นค่าแรงดันไฟสูงสุด V_p ของไฟสลับ 220 โวลท์ หาได้จากค่า $220 / 0.707$ หรือค่าประมาณ 310 โวลท์

ค่าแรงดันไฟตรงที่วัดได้จะมีค่าเป็นค่าเฉลี่ยของสัญญาณ ทั้งหมดของวงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์จะให้ค่าเฉลี่ยของแรงดันเพียง 0.318 เท่าของแรงดันไฟสูงสุดเท่านั้น หรือ

$$V_{dc} = 0.318 V_p$$

(2-4)

วงจรฮาล์ฟเวฟจะดึงกำลังงานจ่ายไปยังโหลดได้แต่เพียงครึ่งไซเคิลที่เป็นบวก ดังนั้นวงจรจึงมีข้อจำกัดในเรื่องของการจ่ายกระแสไปยังโหลด ด้วยเหตุนี้วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์ จึงใช้เป็นวงจรที่จ่ายกระแสให้โหลดที่ค่ามีจำนวนไม่มากเกินไป

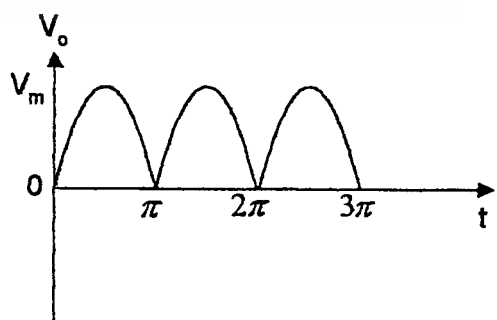
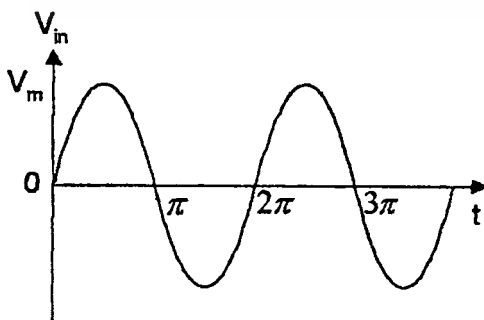
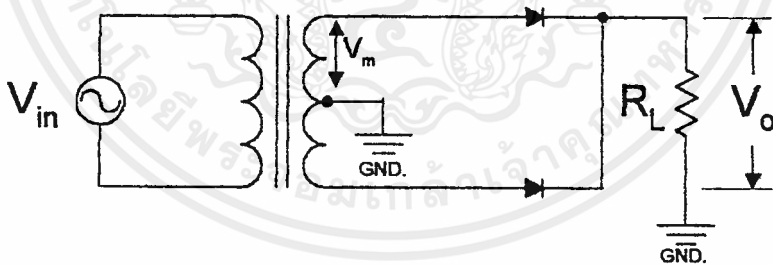
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสีย ของวงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์สามารถแก้ไขได้โดยการใช้วงจร “ฟูลเวฟเรกติไฟเออร์” ซึ่งวงจรมีใช้ไดโอดอย่างน้อย 2 ตัวต่ออยู่ในวงจรเพื่อที่จะได้ให้ไดโอดเกิดการนำกระแสในแต่ละครึ่งไซเคิลแต่ต้องจ่ายในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นวงจรสามารถจ่ายกระแสไฟตรงได้เรียบ และสามารถจ่ายกระแสได้สูงกว่าวงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์

ข้อเสียอีกประการหนึ่งของวงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์คือ วงจรจะจ่ายกระแสเป็นช่วง ที่ละไซเคิล ดังนั้นหม้อแปลงที่จ่ายไฟสลับจะมีค่ากระแสไหลเป็นช่วง ๆ ด้วยจึงเป็นผลทำให้ประสิทธิภาพของหม้อแปลงต่ำลงเนื่องจากจะเกิดการขี้นตัวในแกนเหล็กของหม้อแปลงได้ง่ายเป็นเรื่องที่เราจะต้องทราบว่า ค่าแรงดันสูงสุดในขณะที่ไดโอดถูกไบอัสกลับ วงจรฮาล์ฟเวฟจะมีค่าแรงดันไบอัสกลับตกคร่อมไดโอดสูงสุดเท่ากับแรงดันสูงสุดของไฟสลับ การเลือกไดโอดต้องเลือกให้ไดโอดสามารถทนแรงดันสูงสุดในภาวะที่ไดโอดไม่นำกระแสได้เพื่อไม่ให้ไดโอดเสียหาย

นอกจากนี้ข้อเสียอีกประการหนึ่งที่เกิดขึ้นที่วงจรฮาล์ฟเวฟคือเอาต์พุตของวงจรมีการกระเพื่อม (ripple) สูงมาก คือบางส่วนของสัญญาณเอาต์พุต จะไม่มีแรงดันออกมา บางส่วนจะมีแรงดันปรากฏซึ่งดูเหมือนว่าเอาต์พุตจ่ายไฟในลักษณะที่เป็นพัลส์ (pulse)

2.2.2 วงจรฟูลเวฟเซ็นเตอร์แทปเรกติไฟเออร์



รูปที่ 2.3 วงจรฟูลเวฟเซ็นเตอร์แทปเรกติไฟเออร์

จากรูปในครึ่งไซเคิลแรกไดโอด D1 จะได้รับไบอัสตรงในขณะที่ไดโอด D2 ได้รับไบอัสย้อนกลับกระแสจะไหลออกจากหม้อแปลงผ่านไดโอด D1 ผ่านโหลด R1 แล้วจึงไหลกลับเข้าสู่หม้อแปลงทางแท็ปกลาง ในครึ่งไซเคิลแรกจะทำให้กระแสไหลผ่านโหลด R1 จะมีทิศทางเดียวกันตลอด

วงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ จะให้แรงดันไฟฟ้าที่เอาท์พุททุก ๆ ครึ่งไซเคิลของแรงดันไฟสลับ ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาท์พุท จึงมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจร ฮาล์ฟเรกติไฟเออร์ ค่าแรงดันเอาท์พุทมีค่าเป็น 0.637 เท่าแรงดันไฟสูงสุดหรือจะได้ว่า

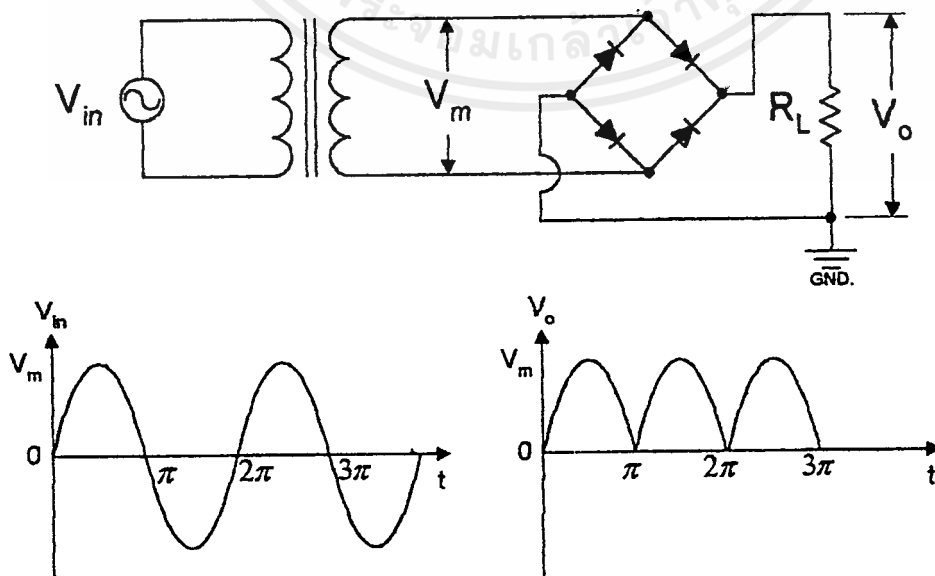
$$\begin{aligned} V_{dc(\text{full wave})} &= 0.637V_p \\ &= V_{dc(\text{half wave})} \end{aligned} \quad (2-5)$$

เมื่อเขียนความสัมพันธ์ของแรงดัน dc กับแรงดัน rms ได้ดังนี้

$$V_{dc(\text{full wave})} = 2\sqrt{2}V_{rms} \quad (2-6)$$

อัตรา纹แรงดันไฟกระเพื่อม (ripple) ในวงจรฟูลเวฟ จะลดลงไปมาก ดังนั้นวงจรฟูลเวฟ จึงเหมาะที่จะนำมาเป็นวงจรจ่ายไฟตรง (power supply) อีกทั้งสามารถจ่ายกระแสได้สูงอีกด้วย

2.2.3 วงจรฟูลเวฟบริดจ์เรกติไฟเออร์ (Full-Wave Bridge Rectifier)

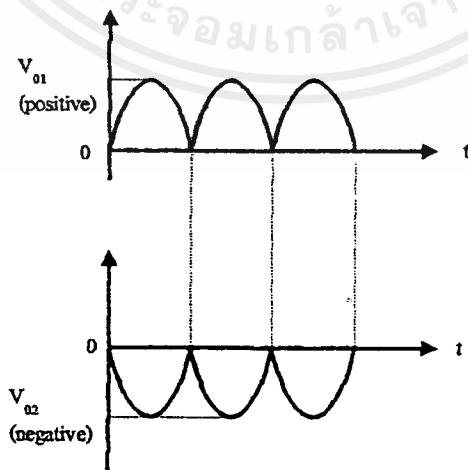
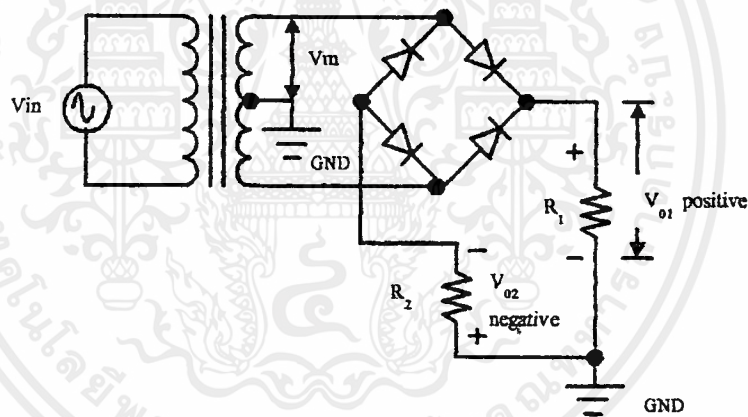


รูปที่ 2.4 วงจรฟูลเวฟบริดจ์เรกติไฟเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปในแต่ละครึ่งไซเคิลไดโอด 2 ตัวจะได้รับไบอัสย้อนกลับ ในครึ่งไซเคิลแรกไดโอด D1 และ D2 จะได้รับไบอัสตรง ในขณะที่ไดโอด D3 และ D4 จะได้รับไบอัสย้อนกลับ กระแสจะไหลออกจากหม้อแปลงในขณะที่ไดโอด D1 และ D2 จะได้รับไบอัสย้อนกลับ กระแสจะไหลออกจากหม้อแปลงผ่านไดโอด D3 ผ่านโหลด R1 ไดโอด D4 แล้วจึงไหลกลับเข้าสู่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง ในครึ่งไซเคิลแรกจะทำให้กระแสไหลผ่านโหลด R1 มีทิศทางเดียวกันตลอด และจะได้ V_o ดังกราฟที่แสดงไว้

2.2.4 วงจรฟูลเวฟเซ็นเตอร์แทปคู่ (Dual Full wave Centertap Rectifier)



รูปที่ 2.5 เป็นวงจรที่ให้แรงดันเอาต์พุตได้ทั้งบวกและลบในเวลาเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปในช่วงลูกคลื่นแรกไดโอด D1 จะนำกระแสไหลผ่านโหลดแล้วลงกราวด์หรือเซ็นเตอร์แทป ในขณะที่เดียวกัน D4 ก็จะนำกระแสโดยให้มีกระแสไหลผ่านโหลด R1, R2 จากกราวด์ไปยังขดลวดรีกกลางซึ่งกลับเฟส 180 องศาขดลวดรีกบน ในช่วงลูกคลื่นที่สองออกมา D1 และ D3 ก็จะนำกระแสในลักษณะเดียวกัน

2.3 อัตราทนกำลังของวงจรเรกติไฟเออร์ (Rectifier Rating)

มีคุณสมบัติหลักอยู่ 4 อย่างที่ใช้กับวงจรเรกติไฟเออร์ คือ

2.3.1 ค่ากระแสกระชาก (Surge current) เป็นค่ากระแสสูงสุดในช่วงระยะเวลาสั้นๆ โดยทั่วไปจะกำหนดจากไซเคิลของไฟกระแสสลับ (1/50 หรือ 1/20 m/s) กระแสจำนวนนี้จะมีค่าสูงมาก และไม่ใช้กระแสในตอนปฏิบัติงาน

2.3.2 กระแสรั่วไหล (Leakage current) เป็นค่ากระแสที่ไหลเมื่อไดโอดในวงจรเรกติไฟเออร์ได้รับไบอัสย้อนกลับ ซึ่งค่านี้โดยทั่วไปแล้วยังมีค่าน้อยมากเท่าใดก็จะดีมากกว่านั้น

2.3.3 กระแสที่ไหลในทิศทางตรง (Forward current) เป็นค่ากระแสสูงสุดที่ไดโอดนั้นทนได้โดยไม่เกิดความเสียหาย

2.3.4 ค่าแรงดันย้อนกลับสูงสุด (Peak Inverse Voltage : PIV) หรือเรียกอีกอย่างว่าค่าแรงดันไบอัสย้อนกลับสูงสุดที่ไดโอดสามารถทนได้โดยไม่เกิดการเสียหาย

2.4 หน้าที่ของวงจรกรองแรงดัน

วงจรกรองแรงดัน (Filter) ทำหน้าที่กรองไฟกระแสตรงแบบกระเพื่อมให้เรียบยิ่งขึ้น โดยให้มีอัตราการกระเพื่อมต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ วงจรฟิลเตอร์ที่ง่ายที่สุดได้แก่ การต่อตัวเก็บประจุขนานกับทางออกของวงจรเรกติไฟเออร์และโหลด

วงจรฟิลเตอร์นี้สามารถใช้ขดลวดเหนี่ยวนำ (L) หรือตัวเก็บประจุ (C) เพื่อนำมาเป็นฟิลเตอร์ทำให้แรงดันไฟเรียบ แต่โดยทั่วไปนิยมใช้ตัวเก็บประจุเพราะขดลวดเหนี่ยวนำพันยากและไม่สะดวก ตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นฟิลเตอร์ส่วนใหญ่จะมีค่ามากตั้งแต่ 10-20,000 μF ทำมาจากอิเล็กโทรลิติกชนิดมีขั้วเพราะมีความจุไฟฟ้าสูงและราคาถูกการเลือกขนาดของตัวเก็บประจุ ที่ใช้ในวงจรฟิลเตอร์สามารถคำนวณหาได้จาก

$$C \geq \frac{I_{\text{out}}}{F_r V_r}$$

(2-7)

โดยที่ I_o : คือกระแสโหลดที่ความต้องการ

f_r : คือ Ripple Frequency สำหรับวงจรฟูลเวฟมีค่าเท่ากับ 100 Hz

V_r : Ripple Voltage สำหรับค่า C ที่คำนวณได้ ถ้ามีเศษควมบดขึ้น เนื่องจากจะให้

ริปลเบิลมีค่าน้อยลง

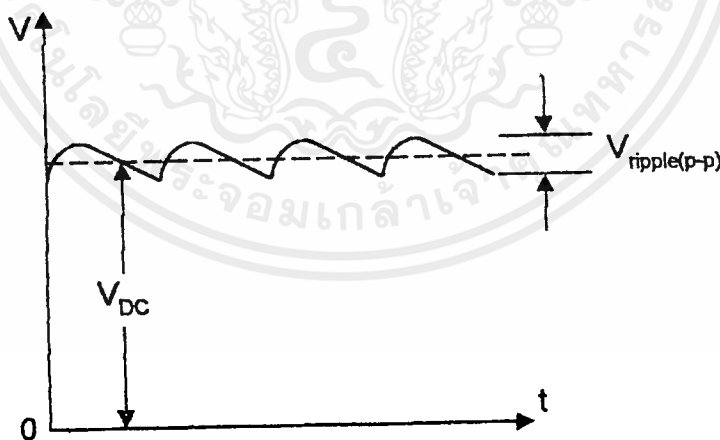
ส่วนค่า C ที่ใช้ควรจะทนไฟได้น้อยที่สุดเท่ากับค่าสูงสุดของแรงดันเอาต์พุตและควรเมื่อค่า

ไว้อย่างน้อย 25 %

2.4.1 ริปลเบิล (Ripple) หรือแรงดันกระเพื่อม

ก่อนกล่าวถึงรายละเอียดของวงจรกรองแรงดัน จำเป็นต้องหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันต่างๆ เพื่อให้ทราบประสิทธิภาพของวงจรกรองแรงดัน แรงดันต่างๆนี้ คือ แรงดันไฟตรงเฉลี่ย และแรงดันริปลเบิล(เป็นแรงดันที่ไม่ต้องการให้เกิด) ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.6

เครื่องมือวัดแรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองแรงดันจะใช้ DC Voltmeter และ AC Voltmeter จะอ่านเพียงค่าเฉลี่ยในหน่วย rms ส่วน DC Voltmeter จะอ่านเฉพาะค่าระดับแรงดันไฟตรงเฉลี่ย ในรูปที่ 3.1 ค่า V_{dc} วัดจาก DC Voltmeter ส่วนค่า V_{ripple} วัดได้จาก AC Voltmeter



รูปที่ 2.6

แสดงลักษณะแรงดันไฟตรงเฉลี่ยและแรงดันริปลเบิล หลังจากผ่านวงจรกรองแรงดันแล้ว

ค่าจำกัดความริบเปิด อธิบายได้ในลักษณะสมการคือ

$$R = \frac{V_{r(rms)}}{V_{dc}} \times 100\% \quad (2-8)$$

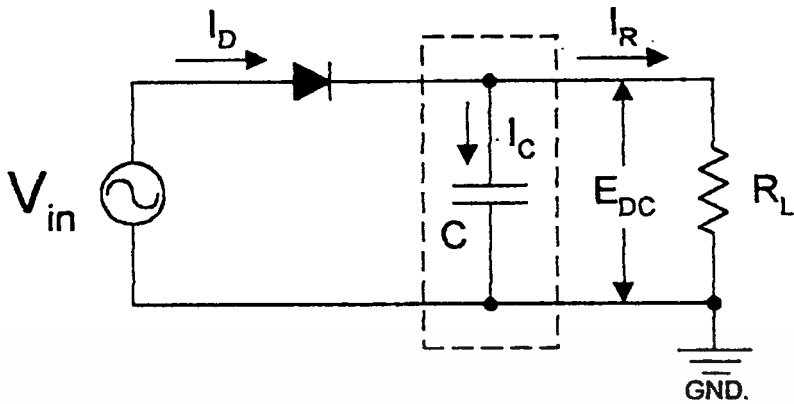
ค่าของ $V_r (rms)$ อาจใช้เครื่องมือวัดที่มีความสามารถวัดเป็นค่า rms จริง (True rms) หรือใช้ฮอลซีลโลสโคปวัดค่า $V_r (V_{pp})$ ค่า $V_r (rms)$ จะมีค่าประมาณ

$$V_{r(rms)} \cong \frac{V_r (V_{pp})}{2\sqrt{3}} \quad (2-9)$$

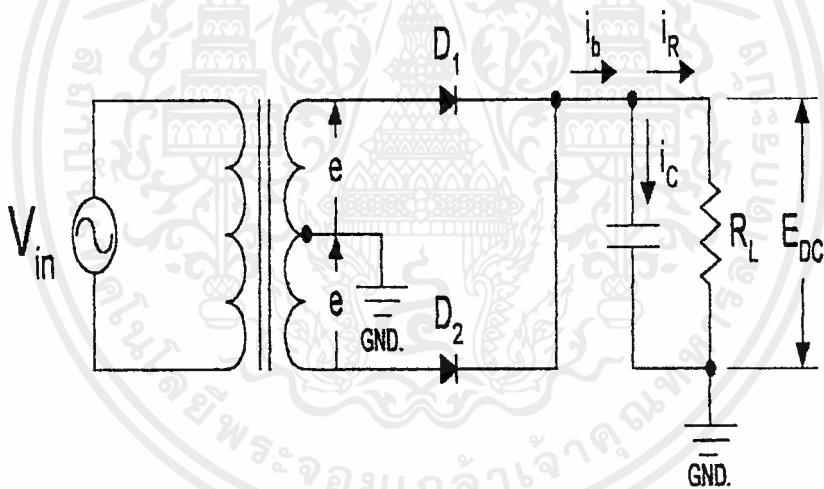
จากสมการถ้าต้องการให้ได้แรงดันที่เรียบจนเกือบจะเป็นไฟตรงที่ไม่ต้องเฉลี่ยรูปสัญญาณก็ทำได้โดยพยายามลดค่า $V_r (rms)$ ให้มีค่าน้อยๆจนเกือบเท่ากับศูนย์ ตัวประกอบอื่นๆที่สำคัญสำหรับแรงดันก็คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันทางเอาต์พุตของวงจรที่ใช้งาน ขณะไม่ใส่โหลด (no load) และขณะใส่โหลดเต็มพิกัด (full load) ซึ่งเรียกว่า โวลท์เตจเรกูเลชัน (Voltage Regulation)

2.4.2 วงจรฟิลเตอร์แบบตัวเก็บประจุ

เป็นวงจรที่ทำงานได้ดีและสร้างง่าย มันจะเก็บประจุเอาไว้ขณะที่ไดโอดนำกระแส และเมื่อไดโอดหยุดนำกระแสก็จะจ่ายประจุให้โหลดแทนหม้อแปลง โดยเอาต์พุตโวลท์เตจมีการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก หรืออาจกล่าวได้ว่าประสิทธิภาพของ ตัวฟิลเตอร์นี้ขึ้นอยู่กับค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ X_c ซึ่งควรมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับความต้านทานของโหลด

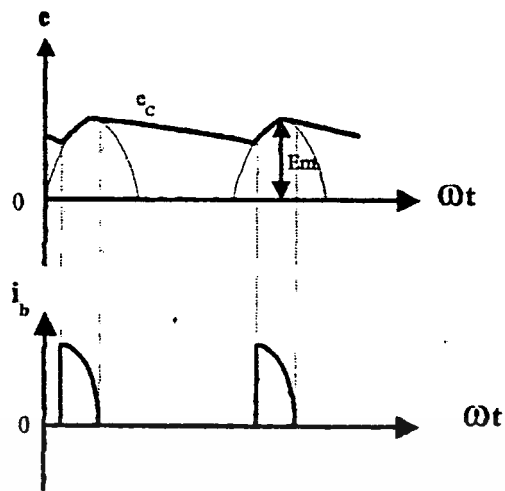


รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์ และฟิลเตอร์แบบใช้ C



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ และวงจรฟิลเตอร์แบบใช้ C

จากรูป 2.9 แสดงให้เห็นว่าก่อนที่ไม่มีฟิลเตอร์ V_o จะมีลักษณะเป็น ฮาล์ฟเวฟซึ่งการกระเพื่อมของแรงดันมาก เมื่อใส่ตัวเก็บประจุเข้าไปตัวเก็บประจุจะเป็นตัวจ่ายกระแสแทน ในขณะที่ D_1 ไม่มีกระแสจึงทำให้ V_o มีรีปเปิลลดลง



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรฟิลเตอร์แบบ C

จากรูปในระหว่างที่ระดับแรงดันขาออกจากวงจร เร็คติไฟเออร์ กำลังเพิ่มขึ้น ตัวเก็บประจุ C1 จะได้รับการประจุหลังจากที่ระดับแรงดันสูงสุดได้ผ่านพ้นไป โดยระดับแรงดันที่ผ่านการเรียงกระแสจะเริ่มลดลงจนมาถึงจุดที่ความต่างศักย์ที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ สำหรับกรวงจรแบบ C1 ที่ระยะเวลานั้นประจุที่เก็บไว้ในตัวเก็บประจุจะเริ่มปล่อยเข้าโหลด R1 ต่ำกว่าที่ระดับแรงดันของตัวเก็บประจุ

2.5 ขนาดพิกัดของหม้อแปลง

ตารางที่ 2.1 พิกัดกระแสของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงสำหรับวงจรเรียงกระแส ที่มี C เป็นตัวกรองแรงดันกระเพื่อม

ชนิดของวงจรเรียงกระแส	พิกัดกระแสของขดลวดทุติยภูมิ (A_{rms})
แบบฟูลเวฟเซ็นเตอร์แทป (FWCT)	$1.2I_o$
ทุกแบบยกเว้นแบบฟูลเวฟเซ็นเตอร์แทป	$1.8I_o$

2.6 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรเรกติไฟเออร์ทั้ง 3 ชนิด

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของ วงจรเรกติไฟเออร์ ทั้งสามชนิด

ข้อเปรียบเทียบ	Half Wave	Full Wave	Full Wave Bridge	สรุป
หม้อแปลง	จ่ายกระแสเพียงครึ่งไซเคิล ทำให้หม้อแปลงเกิดการอิ่มตัวในแกนเหล็ก ทำให้ประสิทธิภาพต่ำลง	ทำงานเต็มคลื่นแต่สิ้นเปลืองขดลวดทางเอาต์พุตเป็นสองเท่า (เมื่อให้ Vdc เท่ากัน)	ใช้หม้อแปลงเหมือน Half Wave แต่กระแสไหลได้ 2 ทาง จึงไม่มีการอิ่มตัวที่แกนเหล็ก	ชนิด Bridge ดีกว่า
ไดโอด	ใช้ 1 ตัว ต้องทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงกว่า 2 Vac	ใช้ 2 ตัว ต้องทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงกว่า 4 Vac	ใช้ 4 ตัว ต้องทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงกว่า 2 Vac	ชนิด พูลเวฟ ราคาจะสูงกว่า เพราะต้องทนแรงดันได้สูง
ริปเปิล	ให้กระแสครึ่งไซเคิลของไฟฟ้ากระแสสลับ	ให้กระแสเต็มไซเคิลของไฟฟ้ากระแสสลับ	ให้กระแสเต็มไซเคิลของไฟฟ้ากระแสสลับ	ชนิดฮาล์ฟเวฟไม่ดี
กระแสไฟฟ้า	มีการกระเพื่อมมากจึงได้กระแสไม่เรียบ	มีการกระเพื่อมเป็นครึ่งหนึ่งของชนิดฮาล์ฟเวฟ	เหมือนชนิด พูลเวฟ	ชนิดฮาล์ฟเวฟไม่ดี
ความสิ้นเปลือง	สิ้นเปลืองน้อย	สิ้นเปลืองหม้อแปลงมาก	สิ้นเปลืองไดโอดมาก	ชนิดพูลเวฟสิ้นเปลืองมากที่สุด

บทที่ 3

วงจรเรคทูเลเตอร์

3.1 โวลเตจเรกทูเลเตอร์คืออะไร

โวลเตจเรกทูเลเตอร์ คือ อุปกรณ์ หรือวงจรประเภทหนึ่งซึ่งสามารถจ่ายแรงดันคงที่ให้กับโหลด โดยที่กระแสโหลดต้องไม่เกินค่าสูงสุดของความสามารถในการจ่ายของแต่ละวงจร

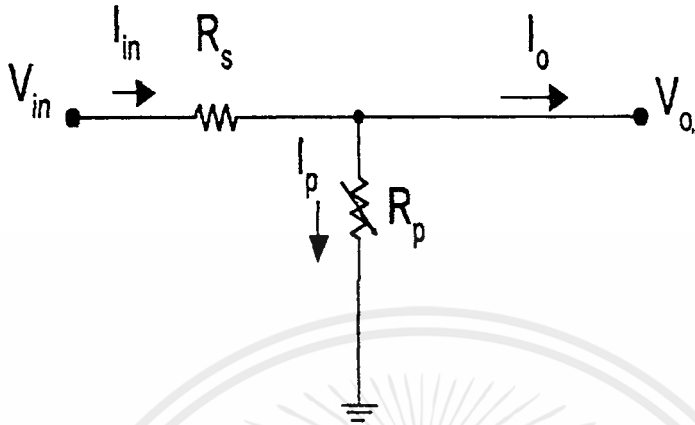
วงจรเรคทูเลเตอร์ หรือ วงจรรักษาระดับแรงดัน เป็นวงจรที่สำคัญในวงจรจ่ายไฟตรงที่มีคุณภาพดี การสร้างไฟกระแสตรงจะใช้วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยป้อนไฟฟ้ากระแสสลับผ่านหม้อแปลงเพื่อเปลี่ยนแรงดันให้เหมาะสมตามต้องการผ่านไปยังวงจรเรกติไฟเออร์แปลงกระแสสลับให้เป็นไฟกระแสตรง แรงดันกระแสตรงนี้ยังไม่สามารถนำไปใช้งานได้เนื่องจากมีริบเบิลอยู่มาก (แรงดันที่ยังไม่เรียบมีการกระเพื่อมสูง) จึงต้องผ่านวงจรฟิลเตอร์ กรองกระแสเพื่อลดริบเบิล แต่ถึงกระนั้นก็ตามแรงดันที่ได้ยังไม่เรียบพอจำเป็นต้องผ่านวงจรเรคทูเลเตอร์เพื่อรักษาระดับแรงดันให้คงที่ให้เหมาะสมเพื่อจะนำไปใช้งาน

วงจรโวลท์โวลเตจเรคทูเลเตอร์อย่างง่ายส่วนใหญ่มักจะใช้ซีเนอร์ไดโอด เป็นแรงดันอ้างอิงโดยต่ออนุกรมกับตัวต้านทานแต่จะให้กระแสออกมาน้อยเพื่อที่จะให้กระแสสูงต้องนำทรานซิสเตอร์มาต่อเพิ่มเข้าไปในวงจร และที่จะให้ได้แรงดันเอาท์พุทที่ดียิ่งขึ้นจะมีวงจรรขยายค่าความคลาดเคลื่อน (Error Amplifier) เพิ่มเข้าไปซึ่งถูกกำหนดด้วยซีเนอร์ไดโอด ปัจจุบันวงจรรักษาระดับแรงดันสามารถรวมอยู่ในไอซีเพียงตัวเดียว เช่น ไอซีเบอร์ LM317

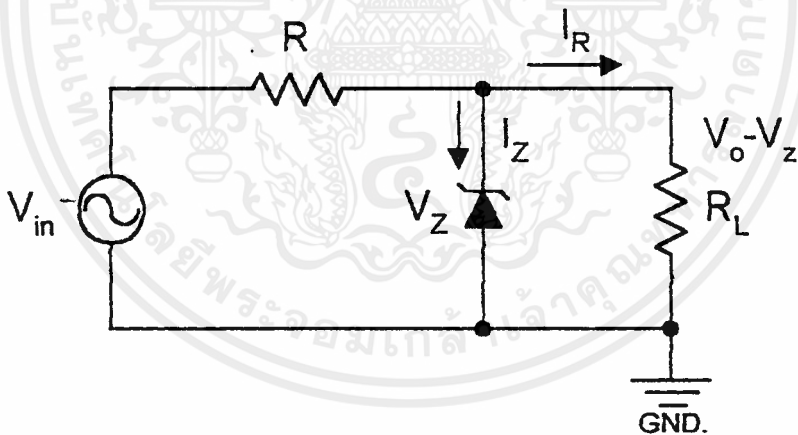
3.2 วงจรเรคทูเลเตอร์แบ่งได้เป็น

3.2.1 แบ่งตามการต่อวงจรของเรคทูเลเตอร์

ก. เรกกูเลเตอร์แบบต่อขนาน



รูปที่ 3.1 แสดงแผนผังการทำงานของเรกกูเลเตอร์แบบขนาน



รูปที่ 3.2

แสดงแผนผังการทำงานของเรกกูเลเตอร์แบบขนานอย่างง่ายโดยใช้ซีเนอริไดโอด

หลักการทำงานของวงจรชนิดนี้เป็นดังรูปที่ 3.1 โดยมีแรงดันอินพุตที่ยังไม่ได้ปรับให้เรียบ V_{in} ถูกจ่ายให้กับวงจรซึ่งประกอบด้วย R_s ซึ่งทำหน้าที่ในการจำกัดกระแสที่จะไหลผ่านวงจรทั้งหมดและตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ R_p โดย R_p จะทำการปรับค่าตัวของมันเอง โดยอัตโนมัติเพื่อที่จะให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ตามต้องการ สมการของแรงดันเอาต์พุตเป็นดังนี้

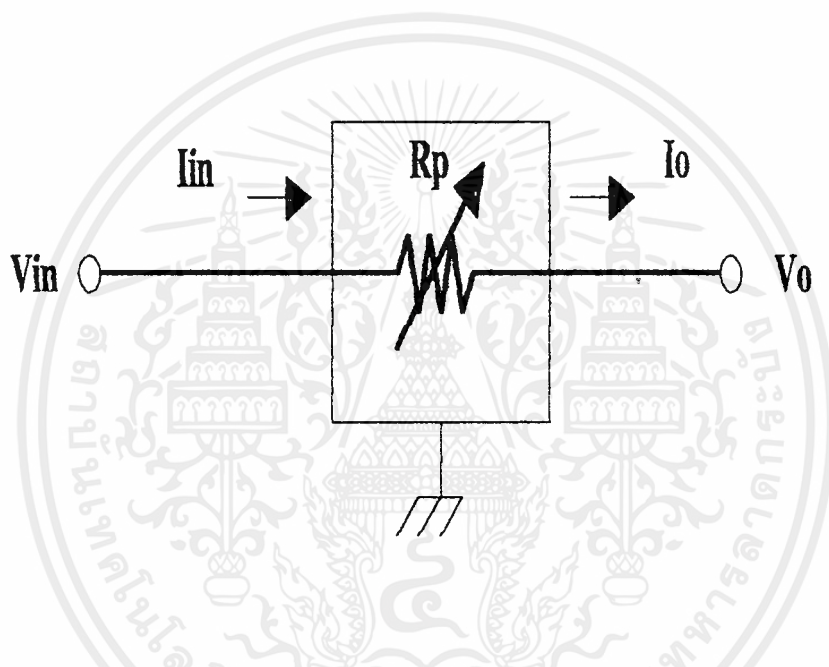
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = V_{in} - R_s(I_o + I_p)$$

(3-1)

ตัวอย่างของวงจรประเภทนี้ได้แก่ วงจรเรกกูเลเตอร์ที่ใช้ตัวต้านทานต่อกับซีเนอร์ไดโอด ซึ่ง R_p ในที่นี้ก็คือ ตัวซีเนอร์ไดโอดนั่นเอง

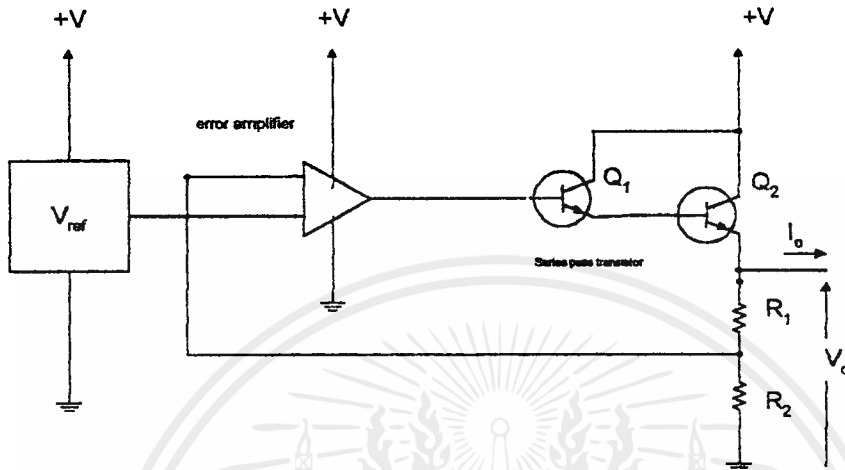
ข.เรกกูเลเตอร์แบบอนุกรม (Series Regulator)



รูปที่ 3.3 แสดงแผนผังเรกกูเลเตอร์แบบอนุกรม

หลักการทำงานของวงจรชนิดนี้แสดงในรูปที่ 3.3 โดยมีการจ่ายแรงดันที่ยังไม่ได้มีการแปลงให้เรียบและคงที่ไปยัง R_p โดย R_p สามารถปรับค่าความต้านทานของตัวเอง ซึ่งทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ตัวมันค่าหนึ่ง แรงดันเอาท์พุทก็จะเท่ากับ แรงดันอินพุทลบด้วยแรงดันตกคร่อมในตัวเรกกูเลเตอร์ ซึ่งผลของการปรับค่า R_p ที่ถูกต้อง ก็จะทำให้ได้แรงดันเอาท์พุทตามที่ต้องการ และจากหลักการทำงานของเรกกูเลเตอร์ชนิดนี้เอง ได้นำมาประยุกต์ทำเป็น ไอซี เรกกูเลเตอร์ เบอร์ต่างๆ เช่น 78XX และ 79XX และอื่นๆ อีกมากมาย

แผนผังวงจรพื้นฐานของเรกูเลเตอร์แบบผ่านอนุกรม



รูปที่ 3.4 แผนผังวงจรพื้นฐานของเรกูเลเตอร์แบบผ่านอนุกรม

แผนผังวงจรพื้นฐานของเรกูเลเตอร์ชนิดนี้สามารถแบ่งย่อยออกได้เป็น 3 ส่วน ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ประกอบด้วย

1. วงจรแรงดันอ้างอิง (voltage reference circuit) ซึ่งเป็นส่วนที่เป็นอิสระต่อทั้งอุณหภูมิและแรงดันที่จ่ายให้กับเรกูเลเตอร์
2. วงจรขยายความผิดพลาด (error amplifier) ทำหน้าที่คอยเปรียบเทียบสัญญาณแรงดัน ระหว่างแรงดันอ้างอิงและสัดส่วนของแรงดันเอาต์พุตที่ป้อนกลับมาจากขาอินเวอร์ทติ้งของออปแอมป์
3. ซีรีส์พาส ทรานซิสเตอร์ (series pass transistors) ซึ่งทำหน้าที่จ่ายกระแสเอาต์พุตให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลด

เมื่อป้อนแรงดันอินพุตให้กับไอซีเรกูเลเตอร์ แรงดันเอาต์พุตจะถูกป้อนกลับมายังอินพุต โดยผ่าน R_1 และ R_2 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรแบ่งแรงดัน โดยแรงดันที่ตกคร่อม R_2 (V_{R_2}) จะเป็นสัดส่วนกับแรงดันเอาต์พุต โดยวงจรขยายความผิดพลาดจะทำหน้าที่รักษาสัดส่วนของแรงดันอ้างอิง (V_{REF}) กับ V_{R_2} ให้เท่ากัน ถ้าแรงดัน V_{R_2} มากกว่า V_{REF} วงจรขยายความผิดพลาดจะลดระดับการขยายสัญญาณเอาต์พุต ทำให้ทรานซิสเตอร์จ่ายกระแสลดลง เป็นผลให้แรงดันเอาต์พุตที่จ่ายให้โหลดลดลงด้วย ถ้าแรงดัน V_{R_2} น้อยกว่า V_{REF} วงจรขยายความผิดพลาดจะเพิ่มระดับการขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สัญญาณเอาต์พุต ทำให้ทรานซิสเตอร์จ่ายกระแสเพิ่มขึ้น เป็นผลให้แรงดันเอาต์พุตที่จ่ายให้โหลดเพิ่มขึ้นด้วย การกระทำแบบนี้ จะทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ สมการของแรงดัน V_{REF} และ V_o เป็นดังนี้

$$V_{REF} = (V_o R_2) / (R_1 + R_2) \quad (3-2)$$

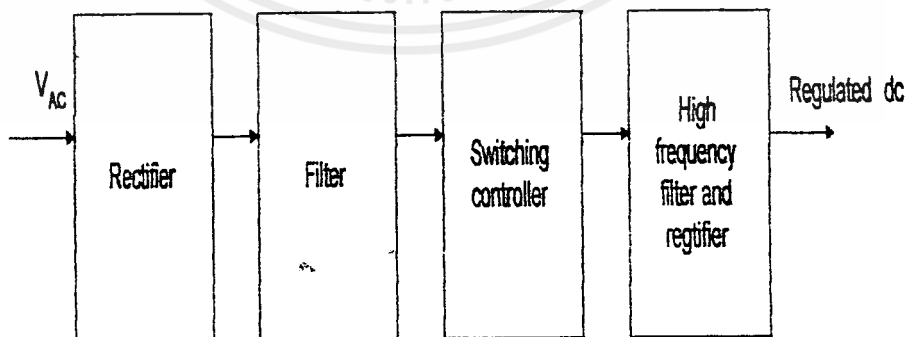
$$V_o = V_{REF} (R_1 + R_2) / R_2 = V_{REF} [(1 + R_1) / R_2]$$

3.2.2 แบ่งตามการทำงานของวงจร

ก. ลิเนียร์ เรกกูเลเตอร์ (Linear Regulator)

การทำงานแบบลิเนียร์เรกกูเลเตอร์ จะทำงานแบบต่อเนื่องซึ่งต่างจากเรกกูเลเตอร์แบบสวิชชิงเรกกูเลเตอร์ซึ่งทำงานแบบสวิตซ์ปิดเปิด แบบลิเนียร์เรกกูเลเตอร์พลังงานทั้งหมดจะถูกส่งผ่านเรกกูเลเตอร์ไปยังโหลดซึ่งพลังงานบางส่วนจะสูญเสียในเรกกูเลเตอร์ เพราะฉะนั้นการรักษาแรงดันแบบลิเนียร์เรกกูเลเตอร์จะได้ประสิทธิภาพต่ำ แต่มีข้อดีคือ วงจรไม่ยุ่งยากและมีราคาถูกพลังงานทั้งหมดจะถูกส่งผ่านเรกกูเลเตอร์ไปยังโหลดซึ่งพลังงานบางส่วนจะสูญเสียในเรกกูเลเตอร์ เพราะฉะนั้นการรักษาระดับแรงดันแบบลิเนียร์เรกกูเลเตอร์จะได้ประสิทธิภาพต่ำ แต่มีข้อดี คือวงจรไม่ยุ่งยาก และราคาถูก

ข. สวิชชิง เรกกูเลเตอร์



รูปที่ 3.5 แสดงแผนผังการทำงานของสวิชชิงเรกกูเลเตอร์

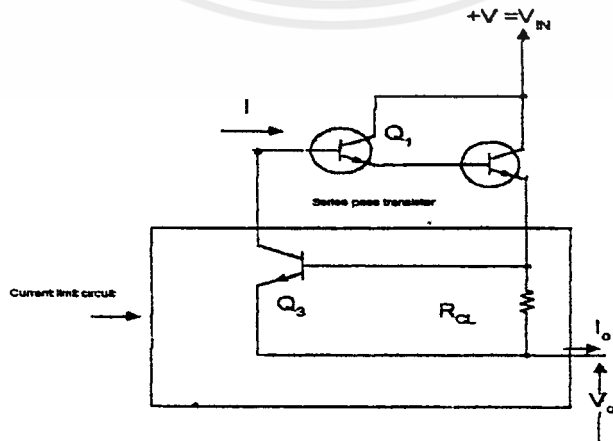
หลักการทํางานของวงจรชนิดนี้ แสดงในรูปที่ 3.5 โดยใช้ทรานซิสเตอร์ซึ่งทํางานในลักษณะอิมิตัว เป็นตัวเปิดปิดให้กระแสไหลผ่านไปยังโหลดโดยก่อนผ่านไปยังโหลดจะมีฟิลเตอร์เป็นตัวกรองสัญญาณไฟให้เรียบขึ้น ช่วงเวลาในการตัดสัญญาณแรงดันมาใช้ (หรือช่วงเวลาที่ใช้ในการเปิดปิดทรานซิสเตอร์) จะขึ้นอยู่กับขนาดของโหลด เช่น ถ้าโหลดมีค่ามากกินไฟมากช่วงเวลาในการทํางานเปิดหรือปล่อยกระแสให้ไหลผ่านของทรานซิสเตอร์ก็จะนานขึ้น ในทางตรงกันข้าม ถ้าโหลดมีค่าน้อยกินไฟน้อย ช่วงเวลาในการปล่อยของทรานซิสเตอร์ก็จะสั้นลง ซึ่งลักษณะการทํางานแบบนี้เองที่ทำให้แรงดันตกคร่อมคงที่อยู่เสมอ ตัวอย่างของวงจรประเภทนี้ก็คือ สวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ใช้จ่ายไฟให้กับเครื่องคอมพิวเตอร์และเครื่องมือต่างๆ ที่ต้องการกระแสสูงๆ และขนาดกระทัดรัด และจะกล่าวถึงสวิตซ์ชิงเรคทูเลเตอร์อย่างละเอียดในบทต่อไป

3.3 วงจรป้องกันของไอซีเรคทูเลเตอร์

นอกจากวงจรพื้นฐาน 3 ส่วนดังกล่าวแล้ววงจรภายในยังประกอบด้วยส่วนสำคัญอีกส่วนหนึ่ง คือ วงจรป้องกัน ซึ่งทำหน้าที่ไม่ให้เกิดกระแสจำนวนมากเกินไปไหลผ่านซีรಿಸ์พาสทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะทำให้ซีรียส์พาสทรานซิสเตอร์เกิดความร้อน ในที่สุดจะทำให้ไอซีเรคทูเลเตอร์เสียหายและทํางานไม่ได้ วงจรป้องกันจำแนกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ วงจรจำกัดกระแส และวงจรป้องกัน การเกิดความร้อนมากเกินไป

3.3.1 วงจรจำกัดกระแส

ก. วงจรจำกัดกระแสอย่างง่าย ๆ



รูปที่ 3.6 วงจรจำกัดกระแสอย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามปกติทรานซิสเตอร์ทุกตัวเมื่อทำงานจะทำให้เกิด กำลังสูญเสีย ภายในตัวมัน (power dissipation, P_d) กำลังสูญเสียส่วนใหญ่จะแปรรูปเป็นความร้อนขึ้นในตัวทรานซิสเตอร์ โดยกำลังสูญเสียนี้แปรผันโดยตรงกับปริมาณกระแสที่ไหลผ่าน เมื่อย้อนกลับไปดูที่ไอซีวีลเตจเรกูเลเตอร์-รีซิสทอร์เรกูเลเตอร์เป็นส่วนของไอซีที่มีโอกาสพังได้ง่ายที่สุดและเป็นส่วนที่เกิดกำลังสูญเสียมากที่สุด โดยเฉพาะอย่างยิ่งทรานซิสเตอร์ตัวที่สอง หรือ Q_2 ทั้งนี้เพราะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่จ่ายกระแสให้กับโหลดโดยตรงโดยกำลังสูญเสียหาได้จาก

$$P_d = V_{CE2} I_{C2} \quad (3-3)$$

$$= (V_{IN} - V_o) I_o$$

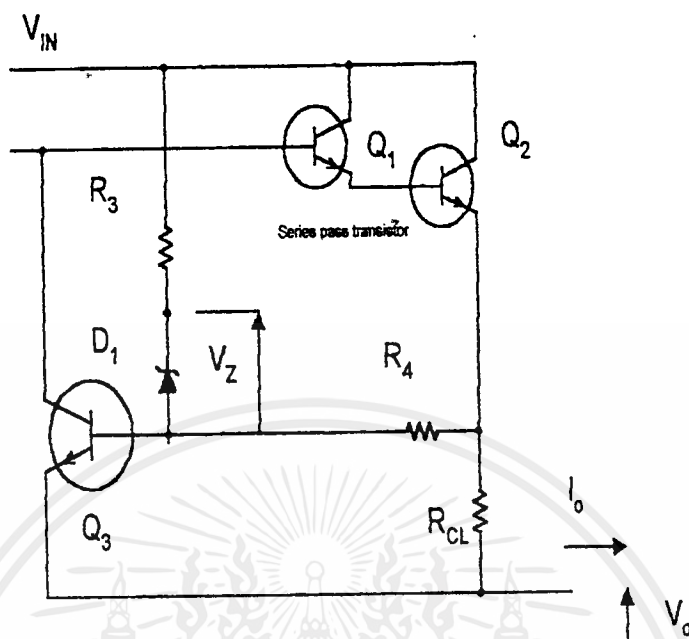
ในกรณีที่ $V_o=0$ หรือเกิดการลัดวงจรนั่นเอง ซึ่งจะทำให้เกิดค่ากำลังสูญเสียมากที่สุด แรงดัน V_{in} จะตกคร่อมในทรานซิสเตอร์ตัวที่สองทั้งหมด ทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวที่สองเกิดความร้อนมากที่สุด วิธีป้องกันก็คือ การสร้างวงจรจำกัดที่พอเหมาะ เพื่อป้องกันไม่เกิดค่ากำลังสูญเสียมากเกินไปทำให้ทรานซิสเตอร์พัง กระแสที่เหมาะสมหาได้จากการนำค่ากำลังสูญเสียสูงสุด $P_d(MAX)$ ของทรานซิสเตอร์ที่ยังสามารถทำงานได้ โดยไม่พัง นำมาหารด้วยแรงดันอินพุต

$$I_{CL} = P_{d(MAX)} / V_{IN} \quad (3-4)$$

จะได้กระแสเอาท์พุทที่มากที่สุดซึ่งไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์พัง จากนั้นก็นำมาต่อวงจรดังรูปที่ 3.6 โดยเมื่อ Q_3 ไม่ทำงาน Q_3 จะไม่สามารถดึงกระแสจากขาเบสของ Q_1 ได้เลย และเมื่อ Q_3 ทำงาน Q_3 จะหน้าที่ดึงกระแสที่ไหลเข้าขาเบสของ Q_1 ให้ไหลออกทางเอาท์พุทไป ผลจากการที่กระแสเบสของ Q_1 ลดลงทำให้กระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 ลดลงด้วย จึงเป็นวิธีจำกัดกระแสได้ทางหนึ่ง

ข วงจรจำกัดกระแสในลักษณะพับกลับ (Foldback Current Limiting)

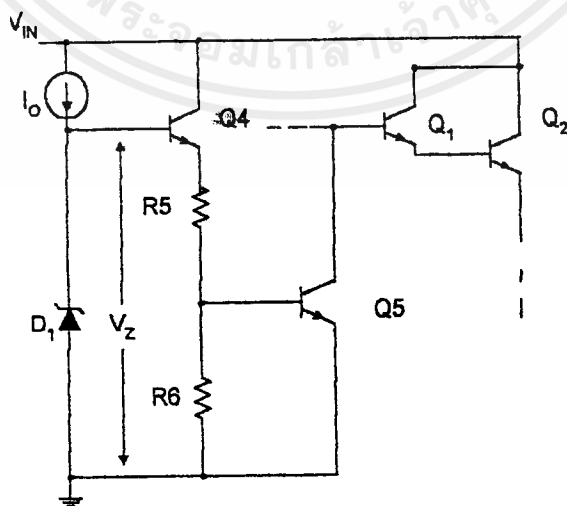
คำว่า "พับกลับ" มาจากลักษณะการสร้างเส้นกราฟที่มีการหักมุมภายในพื้นที่เพื่อที่เราจะมีโอกาสใช้ประโยชน์จากพื้นที่ดังกล่าวได้มากที่สุด จากรูปที่ 3.7 R_{CL} คือตัวต้านทานที่ใช้ในการจำกัดกระแส ส่วน R_3, R_4 และ D_1 เป็นอุปกรณ์ต่อเพิ่มเพื่อใช้จำกัดกระแสในลักษณะพับกลับ



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรจำกัดกระแสชนิดพับกลับ

3.3.2 วงจรป้องกันการเกิดความร้อนมากเกินไป

วงจรป้องกันการเกิดความร้อนมากเกินไป ทำหน้าที่คอยตรวจสอบอุณหภูมิภายในตัวไอซีว่ามีค่ามากกว่าค่าที่ได้กำหนดไว้หรือไม่ ถ้ามากกว่าแล้ว วงจรนี้ก็จะทำการลดปริมาณกระแสขาที่พุทของไอซี ซึ่งเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดความร้อนบนไอซี



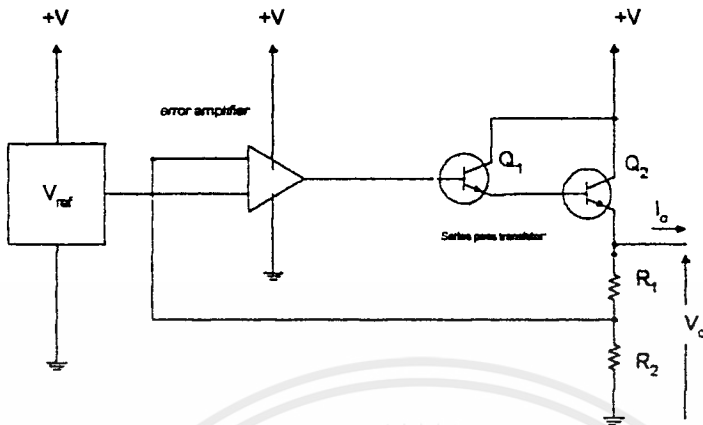
รูปที่ 3.8 วงจรป้องกันไอซีร้อนเกินไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

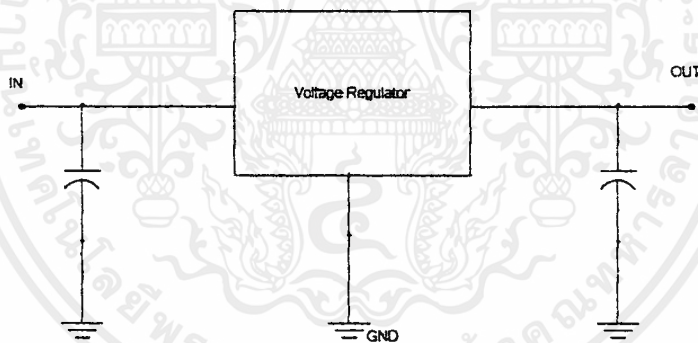
วงจรพื้นฐานของวงจรประเภทนี้แสดงดังรูปที่ 3.8 ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะต่อกันในลักษณะของวงจรดาราลิงตัน ทำหน้าที่เป็นส่วนกระแสให้กับโหลด ซีเนอร์ไดโอด D1 ต่ออยู่ในลักษณะรีเวอร์สไบอัส เพื่อสร้างแรงดันเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์ Q4 และ Q5 โดยทั่วไปจะสร้างแรงดันตกคร่อม 6.5 โวลต์ เทคนิคของวงจรมีอยู่ตรงที่ว่า เมื่ออุณหภูมิของไอซีเรกกูเลเตอร์มีค่ามากขึ้น ซีเนอร์ไดโอดซึ่งมีค่าสัมประสิทธิ์ของการแปรเปลี่ยนแรงดันตามอุณหภูมิเป็นบวก ก็จะมีค่ามากขึ้น ($dV/dT = +0.3 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$) ผลของการที่ซีเนอร์ไดโอดร้อนขึ้นจะทำให้แรงดันเปรียบเทียบกับเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ในขณะที่แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเบสและอีมีเตอร์จะมีค่าลดลง ทั้งนี้เพราะมีค่าสัมประสิทธิ์ของการแปรเปลี่ยนแรงดันตามอุณหภูมิเป็นลบ ($dV_{be}/dT = -2.1 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$) และเมื่อถึงอุณหภูมิค่าหนึ่ง ที่ทำให้แรงดันเปรียบเทียบกับที่เกิดจากซีเนอร์ไดโอดมากขึ้น และแรงดันตกคร่อมเบส-อีมีเตอร์ลดลง จนพอที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q5 ทำงาน โดยการดึงกระแสเบสจากทรานซิสเตอร์ Q1 ลงกราวด์ ผลที่ตามมาก็คือ ทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์ทั้ง Q1 และ Q2 ลดลง ผลของการที่กระแสคอลเล็กเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวลดลงนี้เอง จะทำให้ไอซีร้อนน้อยลง และไม่พัง

3.4 เรกกูเลเตอร์สามขาชนิดจ่ายแรงดันคงที่

ไอซีเรกกูเลเตอร์สามขา ประกอบด้วยขาอินพุท เอาท์พุท และกราวด์ ได้ถูกออกแบบให้ใช้แรงดันค่าใดค่าหนึ่งโดยเฉพาะ โดยรวมเอาส่วนของวงจรป้อนกลับที่ประกอบด้วย R1 และ R2 ดังรูปที่ 3.9 เข้าไว้เป็นส่วนหนึ่งของไอซี ซึ่งจุดนี้เองที่แตกต่างไปจากไอซีเรกกูเลเตอร์ที่ปรับค่าได้ จุดเด่นของไอซีเรกกูเลเตอร์ประเภทนี้คือ สามารถต่อวงจรได้ง่ายไม่ต้องต่ออุปกรณ์ภายนอกเพิ่มมากนัก ตัวอย่างของวงจรการใช้งานดังแสดงในรูปที่ 3.10 ในการต่อวงจรบางครั้ง อาจจำเป็นต้องต่อโวลต์-แอมป์เรกกูเลเตอร์ห่างจากแหล่งจ่ายไฟเกิน 5 เซนติเมตรจึงควรใส่ตัวเก็บประจุเล็กโตรไลต์ขนาดประมาณ 25 ไมโครฟารัดสักตัวไว้ด้านอินพุท เพื่อป้องกันการเกิดของสปีดเลทที่ความถี่สูง ซึ่งจะทำให้วงจรขาดเสถียรภาพในการทำงาน ในส่วนของเอาท์พุทที่ออกจากเรกกูเลเตอร์ จะได้แรงดันที่เรียบพอสมควรอยู่แล้ว แต่อาจใส่ตัวเก็บประจุที่มีความมากสักหน่อย เพื่อช่วยปรับปรุงแรงดันให้เรียบขึ้น ถึงแม้ว่าไอซีเรกกูเลเตอร์ชนิดนี้จะให้แรงดันเอาท์พุทคงที่ แต่สิ่งที่ช่วยลดข้อจำกัดของมันคือ มีเบอร์ที่ให้เลือกแรงดันเอาท์พุทได้ เช่น 5, 5.2, 6, 8, 10, 12, 15, 18 และ 24 โวลต์ กระแสเอาท์พุท 10 มิลลิแอมป์ ถึง 3 แอมป์ และมีให้เลือกทั้งชนิดไฟบวกและไฟลบ



รูปที่ 3.9 แสดงแผนผังวงจรของไอซีโวลต์เดจเรกูเลเตอร์



รูปที่ 3.10 แสดงการนำไอซีโวลต์เดจไปใช้งานอย่างง่าย ๆ

3.4.1 ไอซีเบอร์ LM317

ไอซีเบอร์ LM317 เป็นไอซีเรกูเลเตอร์ 3 ขา ที่ให้ค่าแรงดันเอาท์พุทคงที่ที่สามารถปรับค่าได้ ตั้งแต่ 1.2 โวลต์ ถึง 37 โวลต์ ให้กระแส 1.5 แอมแปร์ ซึ่งมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้ คือ

คุณสมบัติของไอซีเบอร์ LM 317

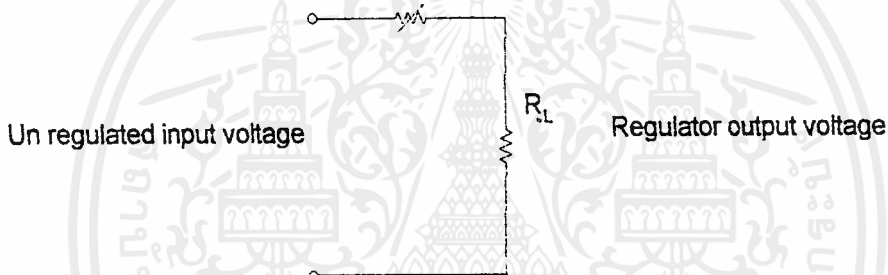
1. สามารถปรับแรงดันเอาท์พุทได้ต่ำสุด 1.2 โวลต์
2. จ่ายกระแสเอาท์พุทได้ 1.5 แอมแปร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. โหลด เรกกูเลชัน (Line regulation) 0.01%/โวลท์
4. โหลด เรกกูเลชัน (Load regulation) 0.3 %
5. จำกัดกระแสคงที่ด้วยอุณหภูมิ
6. ป้องกันการลัดวงจรที่เอาท์พุท
7. รีปเปิลรีเจ็คชัน (Ripple rejection) 80 dB
8. 100% electrical bum in

3.4.2 หลักการทำงานของไอซีโวลท์เตจ เรกกูเลเตอร์ 3 ขามีหลักการทำงาน คือ

ตัวรับแรงดันคงที่ (Voltage regulator) เปรียบเสมือนความต้านทานตัวหนึ่งที่สามารถเปลี่ยนค่าได้อย่างอัตโนมัติเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่แสดงในรูปที่ 3.11

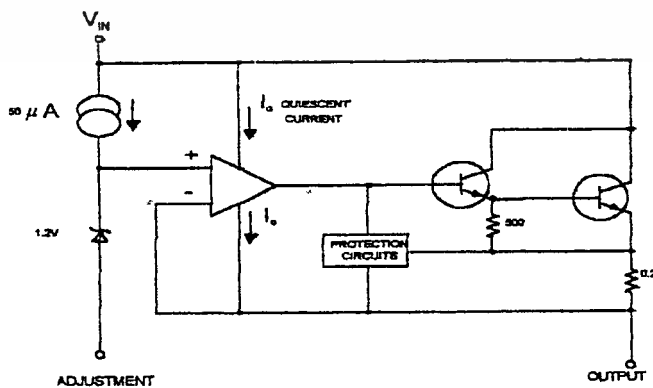


รูปที่ 3.11

แสดงการทำงานของโวลท์เตจเรกกูเลเตอร์ที่เสมือนตัวต้านทานปรับค่าได้

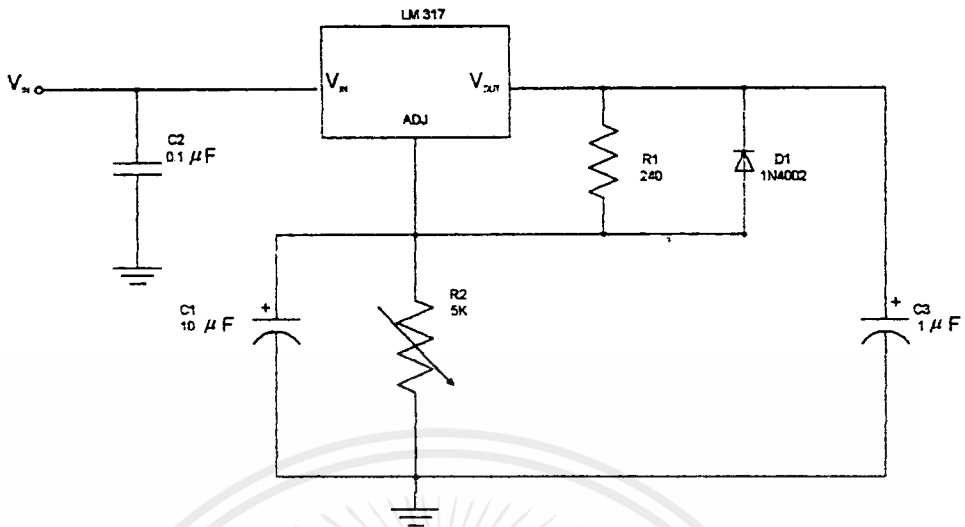
ถ้าแรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลงในทางบวก หรือ ลบ แรงดันเอาท์พุทสามารถควบคุมให้คงที่ได้โดยการปรับตัวต้านทานแปรค่าได้ (VR)

3.4.3 วงจรและการทำงานของไอซีเบอร์ LM317



รูปที่ 3.12 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ LM 317

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรการทำงานของไอซีเบอร์ LM 317

โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ LM 317 ต่อแบบซีรีเรกกูเลเตอร์ (Series regulator) โดยมีออปแอมป์ต่ออยู่แบบยูนิตีเกนบัฟเฟอร์ (unity gain buffer) ช่วยขับคาร์ลิงตัน (Darlington) พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในระหว่างขาบวก (non-inverting input) และขาแอดจัสต์मेंท์ (adjustment) ของออปแอมป์มีแรงดันอ้างอิง 1.2 โวลท์แทรกอยู่และมีกระแส 50 μ A ไปทำการไบอัสแหล่งอ้างอิงและ กระแสนี้ออกมาทางขาแอดจัสต์मेंท์ ในทางปฏิบัติเอาท์พุทของเรกกูเลเตอร์ คือ แรงดันของขาแอดจัสต์मेंท์ +1.2 โวลท์ ถ้าขาแอดจัสต์मेंท์เป็นกราวด์ไอซีจะทำตัวเป็น 1.2 โวลท์เรกกูเลเตอร์คือได้เอาท์พุทเป็น 1.2 โวลท์ สำหรับแรงดันเอาท์พุทที่สูงกว่านั้นทำได้โดยการปรับตัวต้านทานแปรค่าได้ (VR) ซึ่ง R_1 และ R_2 ต่อกันแบบแบ่งแรงดัน (Voltage divider) จากเอาท์พุทไปยังกราวด์ดังรูปที่ 3.13 แรงดันอ้างอิง 1.2 โวลท์คร่อม R_1 240 โอห์ม ให้กระแส 5 mA และกระแส 5 mA นี้ไหลผ่าน R_2 ทำให้ขา adj. มีแรงดันเพิ่มขึ้น ซึ่งแรงดันเอาท์พุทสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$V_{out} = 12V \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + 50 \mu A \cdot R_2 \quad (3-5)$$

กระแสไบอัส 50 μ A ถือว่ามีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับ 5mA และทำให้แรงดันเอาท์พุทคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

สวิชชิง เรกกูเลเตอร์

4.1 สวิชชิงเรกกูเลเตอร์สำคัญอย่างไร

วงจรสวิชชิงเรกกูเลเตอร์ (Switching regulators) มีข้อดีเหนือกว่าเรกกูเลเตอร์แบบอื่นๆหลายอย่าง คือ มีประสิทธิภาพสูงทำงานด้วยการสวิชชิงที่ความถี่สูง 10-40 kHz ทำให้ขนาดของอุปกรณ์ต่างๆ เช่น คาปาซิเตอร์ (capacitor), อินดักเตอร์ (inductor) มีขนาดเล็กการสูญเสียภายในตัวสวิชชิงทรานซิสเตอร์ต่ำทำให้ฮีตซิงค์ (heat sink) มีขนาดเล็ก

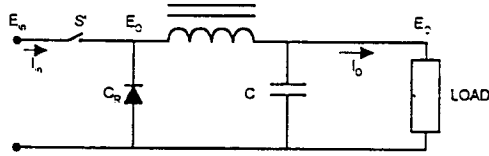
4.2 สวิชชิงเรกกูเลเตอร์พื้นฐานสามารถแบ่งได้กี่แบบ

สวิชชิงเรกกูเลเตอร์ สามารถแบ่งประเภทตามลักษณะของวงจรได้ 3 แบบ คือ

1. บัค เรกกูเลเตอร์ (Buck Regulator) จะมี V_{out} น้อยกว่า V_{in}
2. บู้สต์ เรกกูเลเตอร์ (Boost Regulator) จะมี V_{out} มากกว่า V_{in}
3. บัค-บู้สต์ เรกกูเลเตอร์ (Buck- Boost Regulator) จะมี V_{out} มากหรือน้อยกว่า V_{in} ก็ได้ .บัค-บู้สต์ เรกกูเลเตอร์ หรือ เรียกอีกอย่างว่า Inverting switching regulator ซึ่งแรงดันเอาต์พุตที่ได้ออกมาเป็นลบ

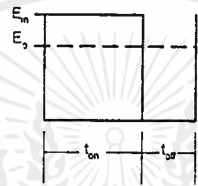
รูปแบบการทำงานของสวิชชิง เรกกูเลเตอร์พร้อมทั้งเวฟฟอร์ม (wave form) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 สำหรับ Buck และ Boost Regulator จะอธิบายเฉพาะที่เป็นวิคต์-มอดคูลเลเตอร์ (width-modulated Converter)

บค เรกกูเลเตอร์

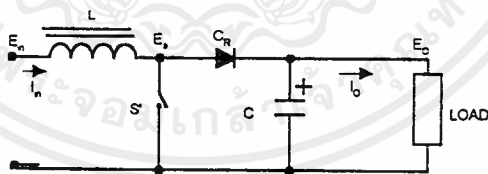


$$E_{in} I_{in} = E_o I_o$$

$$E_o = E_{in} t_{on} / T$$

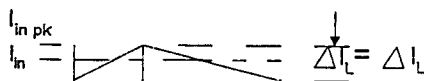
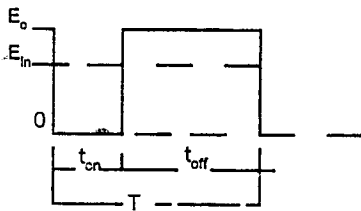


บูสท์ เรกกูเลเตอร์



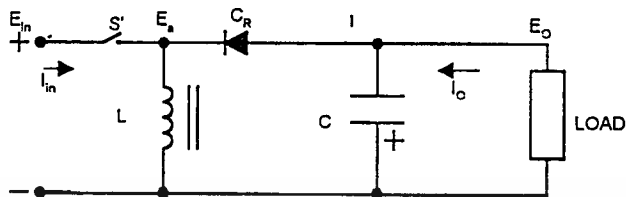
$$E_{in} I_{in} = E_o I_o$$

$$E_o = E_{in} / (1 - t_{on} / T)$$



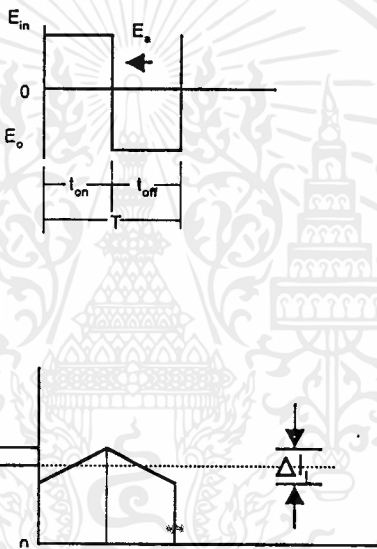
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับทางวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Inverting switching regulator



$$E_{in} I_{in} = E_o I_o$$

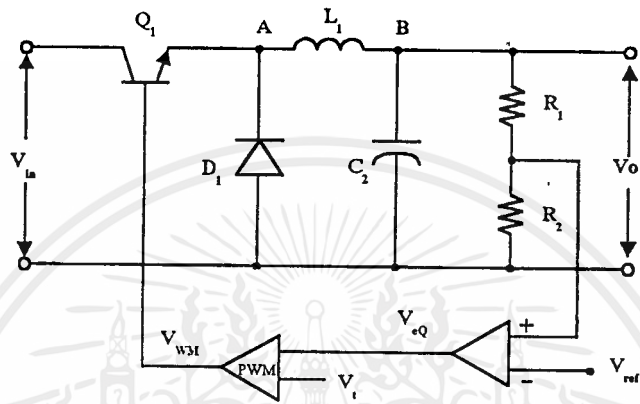
$$E_o = E_{in} (t_{off} / T - t_{on})$$



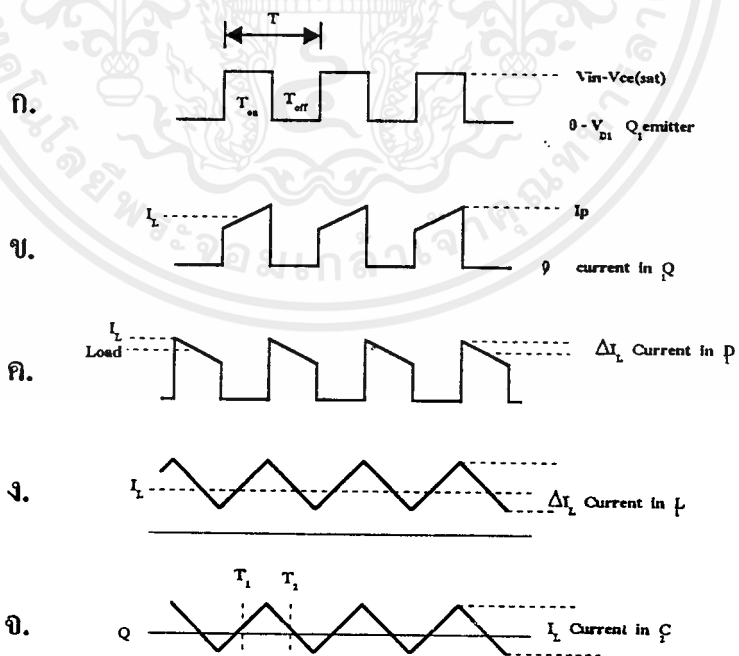
รูปที่ 4.1 วงจรสวิตชิง เรกกูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วิตซ์-มอดคูลเลท สเต็ป-ดาวน์ คอนเวอร์เตอร์ (Width-Modulated step-down convertor :Buck)



รูปที่ 4.2 เป็นวงจรพื้นฐานของสเต็ป ดาวน์ สวิตซ์ชิ่ง เรกคูลเลเตอร์



รูปที่ 4.3.เป็นเวฟฟอร์ม(waveform)ของสเต็ป ดาวน์ สวิตซ์ชิ่ง เรกคูลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 เป็นวงจรพื้นฐานของสแต็ป ดาวน์ สวิตซิ่ง เรกกูเลเตอร์ (step-down switching regulator) รูปที่ 4.3 เป็นเวฟฟอร์ม (waveform) อธิบายการทำงานของวงจรนี้

ที่เวลาทรานซิสเตอร์ทำงาน (T_{on}) สวิตช์ Q_1 อ่อน Q_1 จะอยู่ในช่วงภาวะอิ่มตัว (saturation) มีแรงดันตกคร่อม $V_{ce(sat)}$ ประมาณ 1 โวลต์ กระแสผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 และ L_1 ไปชาร์จ C_2 และจ่ายให้แก่โหลด

เมื่อเวลาทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (T_{off}) สวิตช์ Q_1 ออฟ ไม่มีกระแสผ่านทรานซิสเตอร์ทำให้ L_1 เกิดความเหนียวแน่นและดึงให้แรงที่จุด A เป็นลบ C_2 (discharge) จ่ายกระแสให้แก่โหลด และ D_1 เริ่มนำกระแสให้แก่ L_1 นั่นคือ D_1 ทำงานเมื่อทรานซิสเตอร์ออฟนั่นเอง

แรงดันจุด B มีค่าเท่ากับ $V_o R_2 / (R_1 + R_2)$ ซึ่งจะเปรียบเทียบกับกับแรงดันที่ตัวเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) เอาท์พุทของคอมพารเตอ์จะอยู่ในรูปของแรงดันดิซี ไปเข้าวงจร วิตซ์-มอดคูเลเตอร์ มี 2 แบบ คือ แบบ f คงที่ แล้ว T_{on} เปลี่ยนแปลง และแบบที่ T_{on} คงที่ แล้ว f เปลี่ยนแปลง ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของดิซี ไซเคิลนี้ (duty cycle) นี้ขึ้นอยู่กับระดับแรงดันดิซีจากคอมพารเตอ์ สัญญาณจากวิตซ์-มอดคูเลเตอร์ (width modulator) นี้จะนำไปขยายและป้อนให้ขาเบสของ Q_1

ที่จุด A จะมีแรงดันเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ ในช่วง T_{on} และเท่ากับ $-V_{D1}$ (แรงดันตกคร่อม D_1 ขณะนำกระแส) ในช่วง T_{off} เมื่อผ่านฟิลเตอร์ L_1 และ C_2 จะได้แรงดันไฟตรง V_o ที่เรียบมีขนาดเป็น (เมื่อไม่คิด $V_{ce(sat)}, V_{D1}$)

$$V_o = V_{in} (T_{on} / T) = [(R_1 + R_2) / R_2] V_r \quad (4-1)$$

ในขณะที่ Q_1 ทำงานจะมีแรงดันตกคร่อม $L_1 = V_{in} - V_o$ และจาก

$$V_L = L di / dt \quad (4-2)$$

ดังนั้นกระแสที่ไหลเข้า L_1 คือ

$$+\Delta I_L = (V_{in} - V_o) T_{on} / L_1 \quad (4-3)$$

ในขณะที่ Q_1 หยุดทำงาน สมมุติว่าจุด A มีแรงดันเป็นศูนย์ ดังนั้น

$$-\Delta I_L = V_o (T - T_{on}) / L_1 \quad (4-4)$$

$$\text{โดย } \Delta I_L^+ = \Delta I_L^-$$

กระแสเฉลี่ยที่ไหลใน L_1 ตลอดคาบเวลาคือ I_{load} ซึ่งเท่ากับกระแสเฉลี่ยที่ไหลใน Q_1 ในช่วง T_{on} และไหลผ่าน D_1 ในช่วง T_{off} ถ้าสมมติว่าแรงดันตกคร่อม Q_1 คือ $1V(V_{ce}(sat))$ ในช่วง T_{on} และตกคร่อม D_1 คือ $1V$ ในช่วง T_{off} ดังนั้น

$$P_{in} = P_o + I_{load}(V_{ce}(sat))(T_{on} / T) + I_{load}(V_{D1})(T_{off} / T) \quad (4-5)$$

$$P_{in} = P_o + 2I_{load} \quad (4-6)$$

$$P_o = V_o I_{load} \quad (4-7)$$

ดังนั้นถ้าไม่คิดถึงโหลดในอุปกรณ์อื่นๆซึ่งถือว่าน้อยมาก จะได้ประสิทธิภาพสูงสุดของสเต็ปดาวน์ สวิตซิ่ง เรกกูเลเตอร์(step-down switching regulator) คือ

$$E_{max} = P_o / P_{in} = I_{load} V_o / I_{load} (V_o + 2) = V_o / (V_o + 2) \quad (4-8)$$

ในการคำนวณขนาดของ L_1 มีข้อกำหนดอย่างหนึ่งว่า ให้ระดับการเปลี่ยนแปลงของกระแสใน L_1 ไม่เกิน 40% ของ I_{load} ดังนั้นจาก (4-4) จะได้ว่า

$$\Delta I_L = V_o (T - T_{on}) / L_2 = 0.4 I_{load} \quad (4-9)$$

$$L_1 = 2.5 V_o (T - T_{on}) / I_{load} \quad (4-10)$$

เพราะว่า $V_o = V_{in} (T_{on} / T)$ ดังนั้นสมการจะได้

$$L_1 = 2.5 V_o T (V_{in} - V_o) / V_{in} I_{load} \quad (4-11)$$

จากรูป จ คือ เวกฟอรัมของกระแสที่ไหลในตัว c_2 จะเห็นช่วงเวลา T_1 ถึง T_2 คือเวลาที่ถูกระงับด้วยกระแสที่มีค่าเฉลี่ย $= I_L / 4$ ทำให้เกิด ripple voltage (ΔV_{p-p})

$$\begin{aligned}
 \Delta V_{p-p} &= (1/C_2) \int idt \\
 &= (\Delta I_L / 4)(1/C_2)(T/2) = \Delta I_L T / 8C_2 \\
 &= V_o T(T - T_{on}) / 8C_2 L_1 = (V_o T / 8C_2 L_1)(T - V_o T / V_{in}) \\
 \Delta V_{p-p} &= V_o T^2 (V_{in} - V_o) / 8V_{in} L_1 \Delta V_{p-p}
 \end{aligned} \tag{4-12}$$

หาค่า C_2 จะได้

$$C_2 = V_o T^2 (V_{in} - V_o) / 8V_{in} L_1 \Delta V_{p-p} \tag{4-13}$$

กระแส I_{load} มีข้อกำหนดว่าจะต้องไม่น้อยเกินไป จนทำให้กระแสใน L_1 ตอนที่ต่ำที่สุดมีค่าเป็นศูนย์ หรือกำหนดได้ว่า

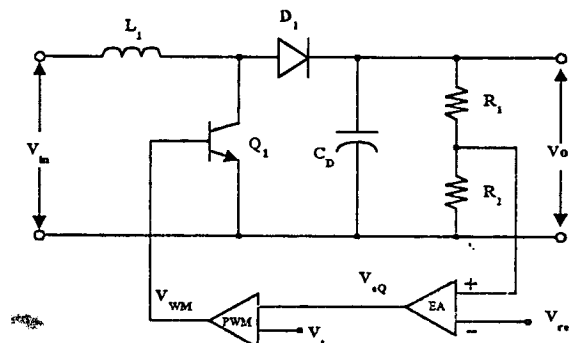
$$I_{load} (min) > (V_{in} - V_o) T_{on} / 2L_1 \tag{4-14}$$

ถ้าเงื่อนไขไม่เป็นจริง คือ กระแสไหลลดต่ำเกินไป จะทำให้แรงดัน มีค่าสูงขึ้น ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ ไอซีเบอร์ TL 494 ทำหน้าที่เป็นพัลส์ วิตซ์ มอดดูเลชั่น (PWM)

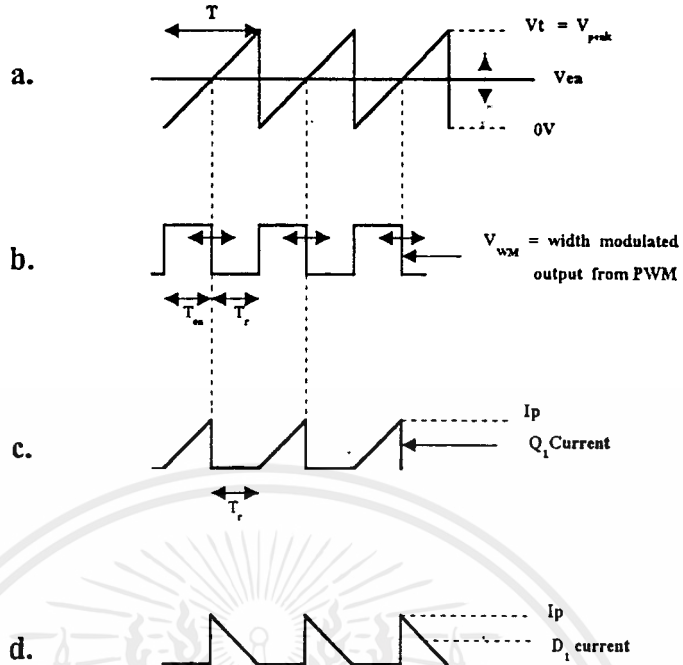
4.4 วิตซ์-มอดดูเลท สเต็ปอัพ คอนเวอร์เตอร์ (บู๊ส)

(Width- Modulated Step-up Converter (Boost))

รูปที่ 4.4 เป็นวงจรพื้นฐานของ สเต็ปอัพ สวิตซ์ชิ่ง เรกกูเลเตอร์ รูปที่ 4.5 เป็นเวฟฟอร์มของสเต็ปอัพ สวิตซ์ชิ่ง เรกกูเลเตอร์



รูปที่ 4.4 วงจรพื้นฐานของ สเต็ปอัพ สวิตซ์ชิ่ง เรกกูเลเตอร์



รูปที่ 4.5 เป็นเวฟฟอร์มของสเต็ปอัพ สวิตซิ่ง เรกกูเลเตอร์

ที่เวลา T_{on} ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะอยู่ในช่วงอิ่มตัว แรงดันตกคร่อม V_{ce} (sat) ประมาณ 1 โวลต์ กระแสผ่านทรานซิสเตอร์ และ L_1 โดยไดโอด D_1 จะรีเวอร์สไบอัส Q_1 จะคายประจุให้แก่โหลด

เมื่อเวลา T_{off} ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะออฟ ไม่มีกระแสผ่านทรานซิสเตอร์ แต่มีกระแสผ่าน L_1 ไปจ่ายให้แก่โหลด และชาร์จประจุ C_1 โดยนำกระแสผ่านไดโอด D_1 ในขณะที่ Q_1 ออฟ มีแรงดันคร่อม L_1 เป็น

$$L di/dt = V_L \tag{4-13}$$

และกระแสที่ไหลเข้า L_1 ทั้งหมด

$$\Delta I_L = (\Delta I_L^+) + (\Delta I_L^-) = V_L T / L_1 \tag{4-14}$$

โดยที่

$$\Delta I_L^+ = V_{in} T_{on} / L_1$$

$$\Delta I_L^- = (V_o - V_{in}) T_{off} / L_1$$

ในหนึ่งคาบเวลาการเปลี่ยนแปลงกระแสขณะทรานซิสเตอร์ จะเท่ากับขณะที่ไดโอดออฟ จะได้

$$V_o = V_{in} (1 + T_{on} / T_{off}) = V_{in} T / T_{off} \tag{4-15}$$

กระแส I_m จะเท่ากับ I_L สำหรับกระแส I_o จะเท่ากับกระแสผ่านไดโอดบวกกับกระแสของตัวคาปาซิเตอร์ ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 ออน จะมีโวลต์เดจตกคร่อม 1 โวลต์ และขณะที่ไดโอด D_1 ทำงานจะมีโวลต์เดจตกคร่อม 1 โวลต์ จากที่กล่าวมาสามารถหาประสิทธิภาพ η ได้

$$\eta = P_o / P_{in} = V_o I_o / (V_o I_o + I_m (1)) \quad (4-16)$$

โดย
$$I_m = I_o (T_{on} + T_{off}) / T_{off} \quad (4-17)$$

แทนสมการ (4-17) ใน (4-16) จะได้

$$\eta = V_{in} / (V_{in} + 1) \quad (4-18)$$

คำนวณหาขนาดของ I_1 และ C_1 จาก

$$T = T_{on} / T_{off}$$

$$T_{on} = \Delta I_L + L_1 / V_{in}$$

$$T_{off} = \Delta I_L - L_1 / (V_o - V_{in})$$

โดย $\Delta I_L^* = \Delta I_L$

จะได้

$$L_1 = V_{in} (V_o - V_{in}) / V_o f \Delta I_L \quad (4-19)$$

โดยกำหนดให้

$$K = \Delta I_L / I_m = 0.4$$

และ

$$I_m = V_o I_o / V_{in}$$

จะได้

$$L_1 = V_{in}^2 (V_o - V_{in}) / 0.4 f V_o^2 I_o \quad (4-20)$$

ช่วง T_{on} ตัว C_o จะจ่ายกระแสให้แก่โหลด จะได้

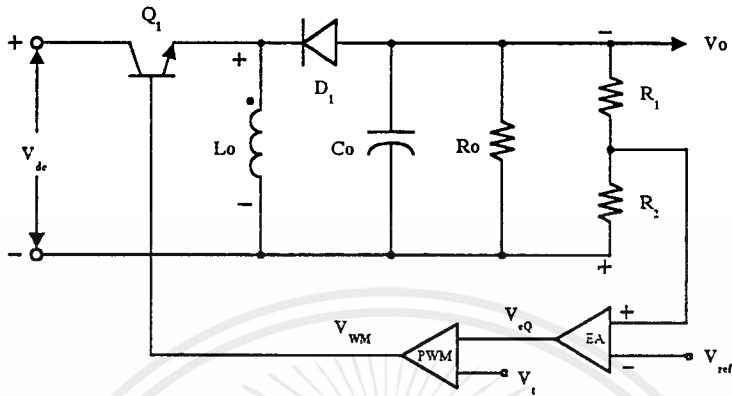
$$C_o = I_o T_{on} / \Delta V_o$$

แต่ $T_{on} = T (V_o - V_{in}) / V_o$ และจากสมการที่ (4-15) จะได้

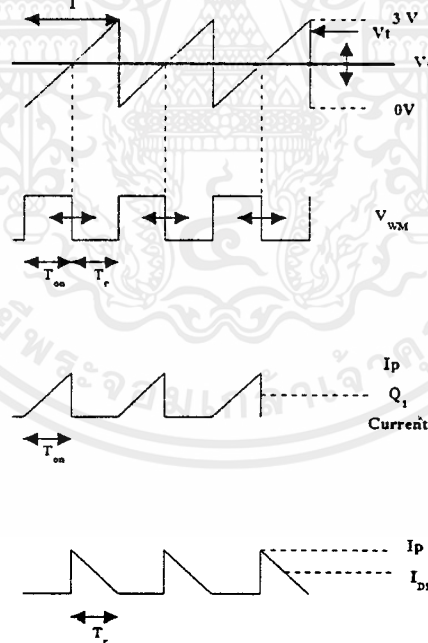
$$C_o = I_o (V_o - V_{in}) / f V_o \Delta V_o \quad (4-21)$$

โดยกำหนดค่า C_o จากแรงดันเอาต์พุต V_o ที่รีเปิลโวลต์เดจ ΔV_o ค่าน้อยที่สุด ที่ความถี่ f

4.5 อินเวอร์ตติ้ง สวิตชิ่ง เรกกูเลเตอร์ (Inverting Switching Regulator)



รูปที่ 4.6 วงจรอินเวอร์ตติ้ง สวิตชิ่ง เรกกูเลเตอร์



รูปที่ 4.7 เวกฟอร์มของ วงจรอินเวอร์ตติ้ง สวิตชิ่ง เรกกูเลเตอร์

จากวงจรที่ 4.6 เป็นวงจรอินเวอร์ตติ้ง สวิตชิ่ง เรกกูเลเตอร์ ในวงจรนี้ใช้ทฤษฎีพื้นฐานง่ายๆ คือ ทฤษฎีการสะสมพลังงานในลวดเหนี่ยวนำ (inductor) ในช่วงแรก, และจากนั้นจึงส่งพลังงานที่สะสมนี้ออกไปยังโหลดในอันดับต่อมา

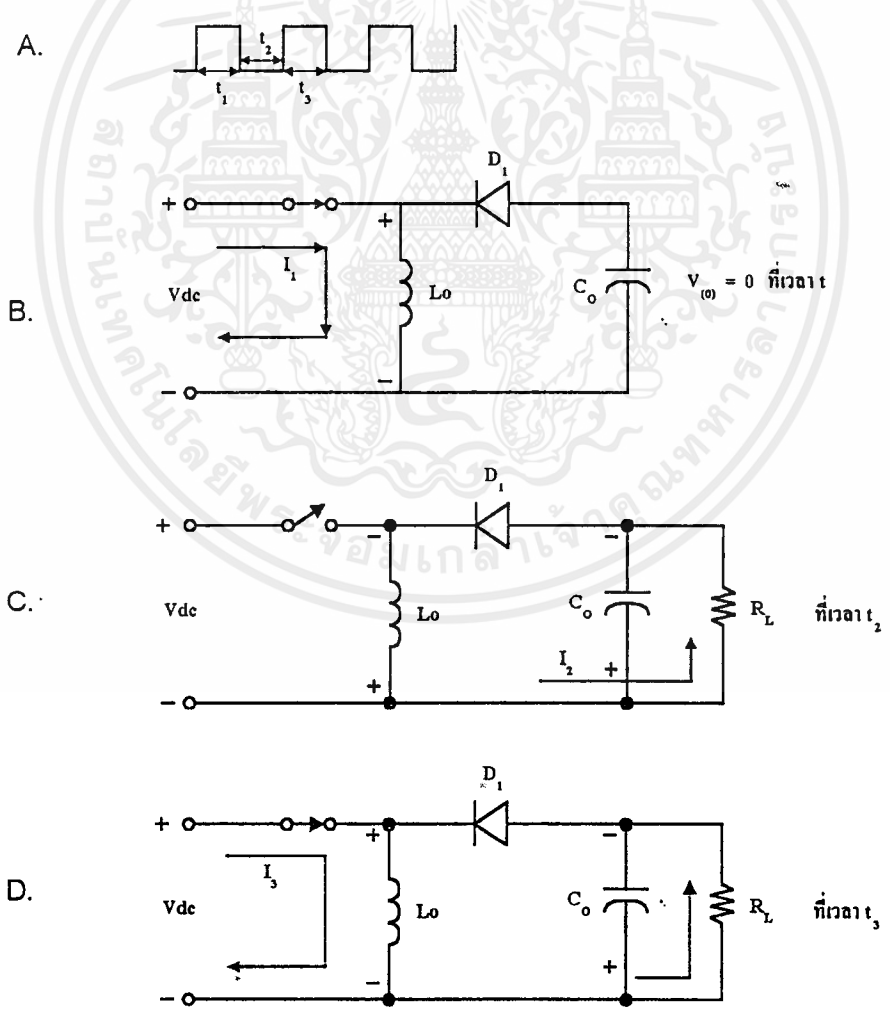
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบรูปที่ 4.4 และ 4.6 จะเห็นว่าทรานซิสเตอร์และลวดเหนี่ยวนำสลับที่กัน และไดโอดในรูปที่ 4.6 ต่อในลักษณะรีเวอร์ส ในขณะที่รูปที่ 4.4 ต่อแบบฟอว์เวิร์ด

ในรูปที่ 4.6 เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 อยู่นโดไดโอด D_1 อยู่ในสภาวะรีเวอร์สไบอัส และชั่วคาบของไดโอดมีแรงดันเท่ากับ V_{dc} (สมมติว่าแรงดันคร่อม Q_1 เป็น 0 โวลท์) และแรงดันคงที่ V_{dc} ตกคร่อม L_o กระแสเหนี่ยวนำในอัตรา $di/dt = V_{dc}/L_o$ หลังจากเวลา T_{on} แล้ว กระแสใน L_o เป็น $I_p = V_{dc} t_{on}/L_o$ และเก็บสะสมพลังงานในรูปของ $E = 1/2 L_o I_p^2 L_o$

เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 อยู่นโด ลวดเหนี่ยวนำ L_o เกิดความเหนี่ยวนำกลับชั่วแรงดัน และจ่ายกระแสผ่าน C_o และ D_1 ซึ่งเกิดแรงดันลบตกคร่อม C_o หรือเป็นแรงดันเอาท์พุทที่ได้

โดยจะอธิบายขั้นตอนการทำงานของวงจรอินเวอร์ตติ้ง สวิตชิง เรกกูเลเตอร์ อย่างละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.8 ขั้นตอนการทำงานของวงจรอินเวอร์ตติ้ง สวิตชิง เรกกูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อธิบายรูป B. ที่เวลา t_1 (จากรูป A.) ทรานซิสเตอร์ออน ไดโอด D_1 ถูกรีเวอร์สไบอัสและขั้วคาโทดของไดโอดมีแรงดันเท่ากับ (สมมติว่าแรงดันคร่อม Q_1 เป็น 0 โวลต์) แรงดันคงที่ V_{dc} คร่อม L_0 ขั้วคาโทดของไดโอดเป็นบวก L_0 เหนี่ยวนำกระแสในอัตรา $di/dt = V_{dc} / L_0$ และสะสมพลังงานเท่ากับ $E = 1/2 L_0 I_p^2$ (จุด)ทิศทางของกระแสไหลตามหัวลูกศร นั่นคือกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ และ L_0 กลับไปยังอินพุท

อธิบายรูป C. ที่เวลา t_2 (จากรูป A.) ทรานซิสเตอร์ออฟ ไม่มีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ L_0 เกิดความเหนี่ยวนำกลับขั้ว คือที่ขั้วคาโทดของ D_1 เป็นลบ L_0 จ่ายกระแสชาร์จ C_0 ผ่านโหลดและ D_1 ดังนั้นจึงได้แรงดันเอาต์พุทเป็นลบ

อธิบายรูป D. ที่เวลา t_3 (จากรูป A.) ทรานซิสเตอร์ออน มีกระแสไหลสองส่วน คือ I_3 ไหลผ่านทรานซิสเตอร์และ L_0 กลับเข้าสู่อินพุท และ I_4 กระแสเกิดจาก L_0 จ่ายประจุ (discharge) ผ่านโหลดและ D_1 กลับเข้าสู่อินพุท ได้แรงดันเอาต์พุทเป็นลบ



บทที่ 5

การทำงานของวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

5.1.การทำงานในส่วนของ ไอซีเบอร์ TL 494

ในการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง 0 ถึง +25 โวลต์ 1แอมแปร์ โดยประยุกต์การทำงานใช้หลักการสวิชชิงของไอซี TL494 ซึ่งทำหน้าที่เป็น พัลส์ วิตซ์ มอดูเลเตอร์(pulse width modulator) โดยมีแผนภาพการทำงานใน ไทม์มิ่งไดอะแกรม(Timing Diagram)ในชุดข้อมูลหรือ (DATA SHEET) โดยการทำงานของ TL494 เป็นดังนี้ เอาท์พุท พัลส์ วิตซ์ มอดูเลชัน(PWM)เกิดจากการเปรียบเทียบ (Comparison) สัญญาณ ฟันเลื่อย (sawtooth) ที่เป็นบวกซึ่งตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_T ซึ่งควบคุมสัญญาณอินพุททั้งสองตัวของสัญญาณนอร์เกต (NOR GATE)ซึ่งขับทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 และจะทำงานได้เมื่อสัญญาณนาฬิกา(Clock)อินพุทของฟลิปฟล็อปที่ขานนอร์เกตทั้ง 2 ตัวมีสถานะเป็นศูนย์(Low state) เท่านั้น และจะเกิดขึ้นเมื่อแรงดันฟันเลื่อยมากกว่าสัญญาณควบคุม(control signals) และการเพิ่มสัญญาณควบคุมทำให้ความกว้างของสัญญาณพัลส์เอาท์พุทลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น (linear)ดังแสดงใน ไทม์มิ่ง-ไดอะแกรม(Timing Diagram)

5.2 อธิบายการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

โดยทั่วไปแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงจะประกอบด้วยส่วนหลักๆ คือ หม้อแปลงไฟฟ้า, วงจรเรกติไฟเออร์, วงจรฟิลเตอร์, และวงจรรักษาระดับแรงดันซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้แบบสวิชชิงเรกติเเตอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ TL494 เป็นตัวพัลส์ วิตซ์ มอดูเลชัน (PWM) จากรูปวงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง สามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ โดยการป้อนสัญญาณไฟสลับหรือ ไฟบ้าน 220 V_{AC} เข้าทางขดปฐมภูมิของหม้อแปลงเพื่อแปลงเป็นไฟสลับทางทุติยภูมิให้มีแรงดันตามต้องการผ่านเข้าสู่วงจรเรกติไฟเออร์โดยใช้บริดจ์ไดโอดเรียงกระแสสลับให้เป็นกระแสตรงแต่เนื่องจากกระแสตรงที่ได้นี้ยังมีริบเบิลอยู่มากจึงต้องผ่านวงจรฟิลเตอร์ (C_T) เพื่อกรองสัญญาณให้เรียบขึ้น จากนั้นจ่ายไฟกระแสตรงเข้าไปเลี้ยงไอซีเบอร์ TL494 ทางขา 12 ส่วนขา 4,13,7,9,10,6 ต่อดงกราวด์ความต้านทาน R_T 47K ที่ขา 6 และคาปาซิเตอร์ C_T ที่ขา 5 เป็นวงจรออสซิลเลทความถี่ซึ่งมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \quad (5-1)$$

ที่ขา 3 ความต้านทาน 1M ซึ่งต่อขนานกับ 47K และคาปาซิเตอร์ 0.1µF เพื่อชดเชยเฟส ป้องกันวงจรนี้ไม่ให้เกิดการออสซิลเลชัน ที่ขา 14 เป็นแรงดันอ้างอิง 5 โวลต์ภายในวงจร และมีวงจรรบายความคลาดเคลื่อน (error amplifier) 2 ตัวเพื่อทำการเปรียบเทียบพัลส์ วิตช์ มอดดูเลชัน โดยออปแอมป์ขา 15 (inverting) และขา 16 (non-inverting) เป็นตัวเซ็นซิงเคอร์เร็นท์ (sensing current) และออปแอมป์ขา 1 (inverting) และขา 2 (non-inverting) เป็นตัวเซ็นซิงโวลต์ที่ตรง (sensing voltage) เมื่อปรับขา adj. ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ จากมากที่สุดไปจนถึงศูนย์ เอาต์พุตที่ขา 8,11 เป็นสัญญาณพัลส์ซึ่งจ่ายให้กับทรานซิสเตอร์ Q₁ ผ่านทางความต้านทาน 150 โอห์มซึ่งทำหน้าที่รับกระแสจำนวนมาก และความต้านทาน 47 โอห์มทำหน้าที่ลดกระแสรั่วไหล พัลส์ที่ขา 8,11 มีเฟสตรงข้ามกับขาคอลเล็กเตอร์ของ Q₁ ที่ขา 8,11 ทรานซิสเตอร์จะทำงานในขณะที่พัลส์มีสถานะเป็นศูนย์ (Low) จากนั้นเอาต์พุตที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q₁ จะส่งสัญญาณไปยังขดลวดเหนี่ยวนำ L₁ ที่เวลา T_{ON} สวิตช์ Q₁ ทำงาน Q₁ จะอยู่ในสภาวะอิ่มตัวมีแรงดันตกคร่อม V_{ce(sat)} ประมาณ 1 โวลต์ กระแสผ่านทรานซิสเตอร์, L₁ และชาร์จ C₂ และจ่ายเข้าที่ขาอินพุตของไอซีเบอร์ LM317 ออกไปยังเอาต์พุต เมื่อเวลา T_{OFF} สวิตช์ Q₁ ไม่ทำงานไม่มีกระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ทำให้ L₁ เกิดความเหนี่ยวนำและดึงให้แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ของ Q₁ เป็นลบจนกระทั่งไดโอด D₁ ทำงานเริ่มนำกระแสให้แก่ L₁ จ่ายไฟเข้าไอซีเบอร์ LM317 และออกไปยังโหลดและแรงดันที่ขาอินพุตของไอซีเบอร์ LM317 จะมากกว่าแรงดันเอาต์พุต 3 โวลต์เสมอ คือแรงดันอินพุตแปรตามแรงดันเอาต์พุตของ LM317 อยู่ 3 โวลต์ และเอาต์พุต -5 โวลต์ที่ได้จากไอซี 7905 จะช่วยดึงแรงดันในส่วนของเอาต์พุตของ LM 317 ลงมาจนตัดมาถึงศูนย์ซึ่งเป็นกราวด์ของวงจรมันเอง

บทที่ 6

การทดสอบและผลการทดลอง

คุณสมบัติของเครื่องจ่ายไฟที่ได้ทดสอบมีดังนี้

6.1 การทดสอบโวลเตจเรกูเลชั่น และ % Efficiency

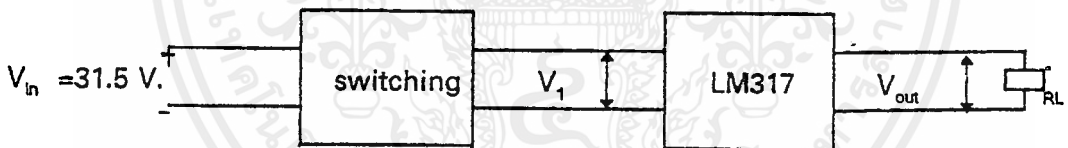
โวลเตจเรกูเลชั่น เป็นการทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันที่เอาต์พุตของเครื่องจ่ายไฟที่โหลดค่าต่างๆ

คำนวณหาค่า %Load Regulation หรือ %Voltage Regulation

$$\%VR = (V_n - V_r) / V_r * 100\%$$

(6-1)

6.1.1 โวลเตจเรกูเลชั่นของแหล่งจ่ายไฟตรง



ตารางที่ 6.1 $V_{NOLOAD} = 5 \text{ V}$. และ $V_{in} = 31.5 \text{ V}$.

$R_L (\Omega)$	$V_{out} (V)$	$I_{load} (A)$	$V_1 (V)$	$I_{in} (A)$	$V_{in} (V)$	%Eff	$P_{317} (w)$
60	5.0	0.0833	6.68	0.06	31.5	22.037	0.1399
70	5.02	0.0717	6.70	0.06	31.5	19.044	0.1205
80	5.03	0.0629	6.71	0.05	31.5	20.088	0.1059
90	5.03	0.0559	6.71	0.05	31.5	17.853	0.0939
100	5.04	0.0504	6.71	0.05	31.5	16.128	0.0842

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

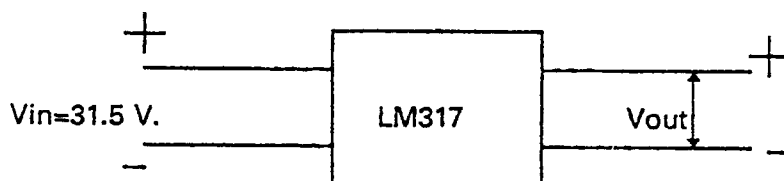
ตารางที่ 6.2 $V_{NOLOAD} = 15 \text{ V}$. และ $V_{in} = 31.5 \text{ V}$.

$R_L (\Omega)$	$V_{out} (V)$	$I_{load} (A)$	$V_1 (V)$	$I_{in} (A)$	$V_{in} (V)$	%Eff	$P_{317} (w)$
50	14.97	0.2994	16.97	0.31	31.5	45.89	0.5928
60	15.0	0.2500	17.2	0.28	31.5	42.51	0.5500
70	15.2	0.2171	17.1	0.25	31.5	41.91	0.4125
80	15.1	0.1888	17.2	0.23	31.5	39.34	0.3960
90	15.1	0.1678	17.2	.21	31.5	38.29	0.3520
100	15.2	0.1520	17.2	0.20	31.5	36.67	0.3040

ตารางที่ 6.3 $V_{NOLOAD} = 25 \text{ V}$. และ $V_{in} = 31.5 \text{ V}$.

$R_L (\Omega)$	$V_{out} (V)$	$I_{load} (A)$	$V_1 (V)$	$I_{in} (A)$	$V_{in} (V)$	%Eff	$P_{317} (w)$
50	25.0	0.5000	27.2	0.61	31.5	65.05	1.1
60	25.0	0.4167	27.1	0.52	31.5	63.598	0.875
70	25.1	0.3586	27.2	0.48	31.5	59.53	0.753
80	25.1	0.3138	27.2	0.43	31.5	58.14	0.659
90	25.1	0.2789	27.2	0.40	31.5	55.56	0.586
100	25.1	0.2510	27.2	0.38	31.5	52.63	0.527

6.1.2 วัด % Eff ของ LM 317



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.4 $V_{\text{NOLOAD}} = 5 \text{ V}$. และ $V_{\text{in}} = 31.5 \text{ V}$.

$R_L (\Omega)$	$V_{\text{out}} (\text{V})$	$I_o (\text{A})$	$I_{\text{in}} (\text{A})$	$V_{\text{in}} (\text{V})$	%Eff	$P_{317} (\text{w})$
50	5.04	0.1008	0.11	31.5	14.66	2.667
60	5.04	0.0840	0.09	31.5	14.93	2.223
70	5.08	0.0726	0.08	31.5	14.629	1.918
80	5.09	0.0636	0.07	31.5	14.687	1.679
90	5.12	0.0569	0.07	31.5	13.209	1.501
100	5.14	0.0514	0.06	31.5	13.978	1.355

ตารางที่ 6.5 $V_{\text{NOLOAD}} = 15 \text{ V}$. และ $V_{\text{in}} = 31.5 \text{ V}$.

$R_L (\Omega)$	$V_{\text{out}} (\text{V})$	$I_o (\text{A})$	$I_{\text{in}} (\text{A})$	$V_{\text{in}} (\text{V})$	%Eff	$P_{317} (\text{w})$
50	5.0	0.3	0.31	31.5	46.083	4.95
60	5.0	0.25	0.26	31.5	45.788	4.125
70	5.01	0.2144	0.23	31.5	44.425	3.5359
80	5.01	0.1876	0.20	31.5	44.643	3.0919
90	5.01	0.1667	0.18	31.5	44.101	2.7502
100	5.01	0.1501	0.16	31.5	44.643	2.4735

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.6 $V_{NOLOAD} = 25 \text{ V}$. และ $V_{in} = 31.5 \text{ V}$.

$R_L (\Omega)$	$V_{out} (V)$	$I_o (A)$	$I_{in} (A)$	$V_{in} (V)$	%Eff	$P_{317} (w)$
50	25.0	0.5	0.50	31.5	79.365	3.25
60	25.0	0.4167	0.42	31.5	78.735	2.7086
70	25.0	0.3570	0.37	31.5	76.607	2.3205
80	25.02	0.3128	0.33	31.5	75.277	2.0266
90	25.03	0.2780	0.29	31.5	76.202	1.7987
100	25.04	0.2504	0.26	31.5	76.556	1.6201

6.2 การทดสอบไลน์ เรกูเลชัน

ไลน์ เรกูเลชัน เป็นการทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันของวงจรเรกูเลเตอร์เมื่ออินพุตเปลี่ยนแปลง

คำนวณหา %Line Regulation ได้จาก

$$\% \text{ Line Regulation} = (V_{DC \text{ in}} - V_{DC \text{ out}}) / V_{DC \text{ in}} * 100 \%$$

(6-2)

ตารางที่ 6.7 $V_{NOLOAD} = 5 \text{ V}$. , $I_o = 0.1 \text{ A}$. และ $R_{LOAD} 50 \Omega 5W$

$V_{AC \text{ in}} (V_{pp})$	$V_{out} (V)$	$I_o (A)$	$V_1 (V)$	$V_{DC \text{ in}} (V)$
205	5.0	0.1	6.8	31.5
210	5.0	0.1	6.8	32.5
215	5.0	0.1	6.8	33.5
220	5.0	0.1	6.8	34.5
225	5.0	0.1	6.8	35.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.8 $V_{\text{NOLOAD}} = 15 \text{ V.}$, $I_o = 0.3 \text{ A.}$ และ $R_{\text{LOAD}} = 50 \Omega$ 5W

$V_{\text{AC in}}$ (V_{pp})	V_{out} (V)	I_o (A)	V_1 (V)	$V_{\text{DC in}}$ (V)
205	15.0	0.3	17	30
210	15.0	0.3	17	31
215	15.0	0.3	17	31.5
220	15.0	0.3	17	32.5
225	15.0	0.3	17	33.5

ตารางที่ 6.8 $V_{\text{NOLOAD}} = 25 \text{ V.}$, $I_o = 0.5 \text{ A.}$ และ $R_{\text{LOAD}} = 50 \Omega$ 5W

$V_{\text{AC in}}$ (V_{pp})	V_{out} (V)	I_o (A)	V_1 (V)	$V_{\text{DC in}}$ (V)
205	25.0	0.5	27	29.5
210	25.0	0.5	27	30
215	25.0	0.5	27	31
220	25.0	0.5	27	31.9
225	25.0	0.5	27	32.9

6.3 ผลการทดสอบคุณสมบัติทางรีปเปิ้ล และการขจัดรีปเปิ้ล

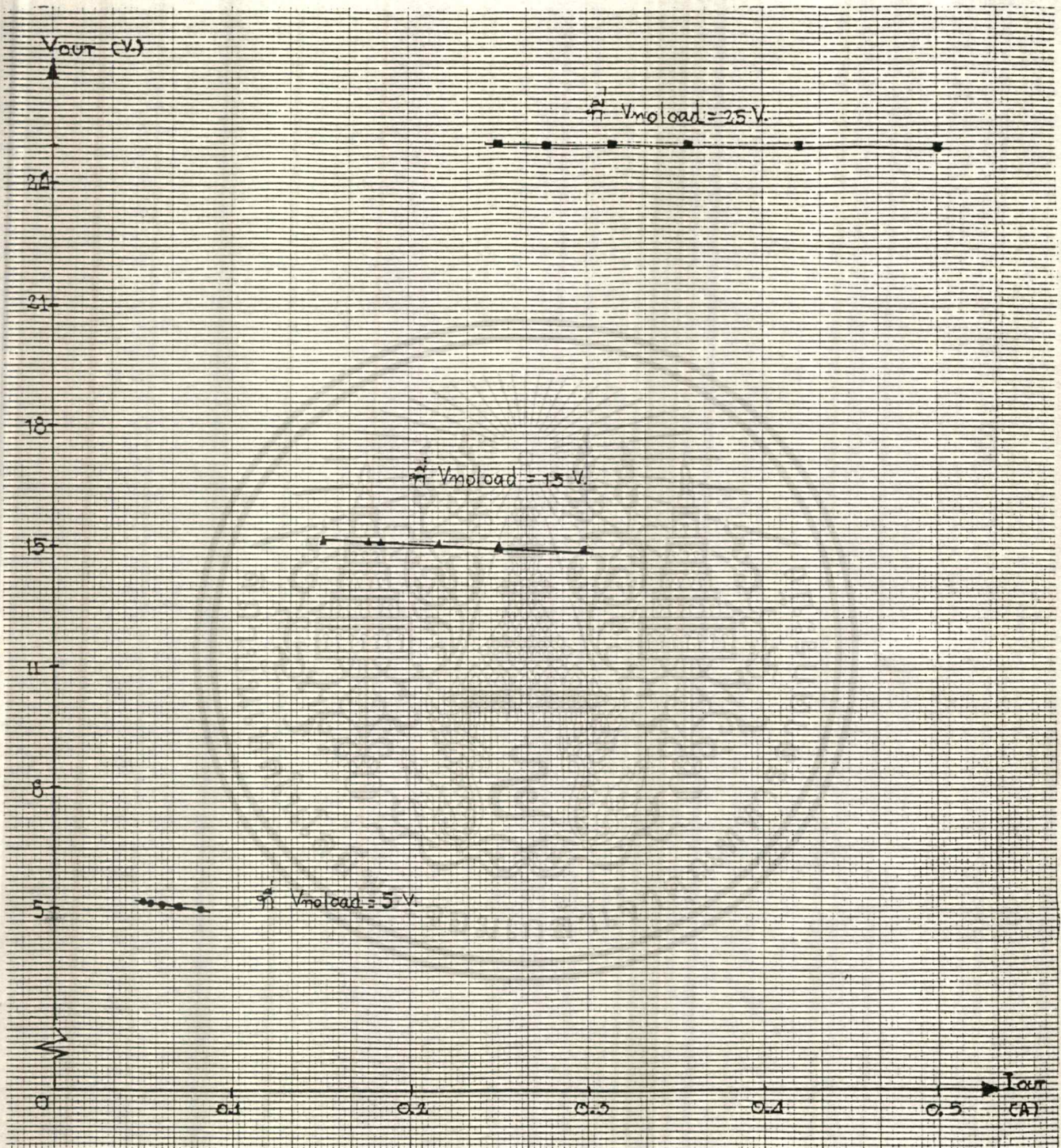
รีปเปิ้ลและการขจัดรีปเปิ้ลเป็นการทดสอบแรงดันไฟ AC ที่ปะปนออกมาที่เอาท์พุท และความสามารถของวงจรเรกูเลเตอร์ในการขจัดไฟ AC ออกไปได้มากน้อยเพียงไร ซึ่งผลของการวัดรีปเปิ้ล คือสัญญาณเอาท์พุทมีรีปเปิ้ลแต่น้อยมากจนไม่สามารถวัดได้

6.4 การทดสอบการลัดวงจร

ทำการลัดวงจรเอาท์พุท ผลที่ได้คือเครื่องจ่ายไฟตรงทำงานตัดโหลดที่ลัดวงจรจากตัวเครื่องโดยไม่เสียหาย

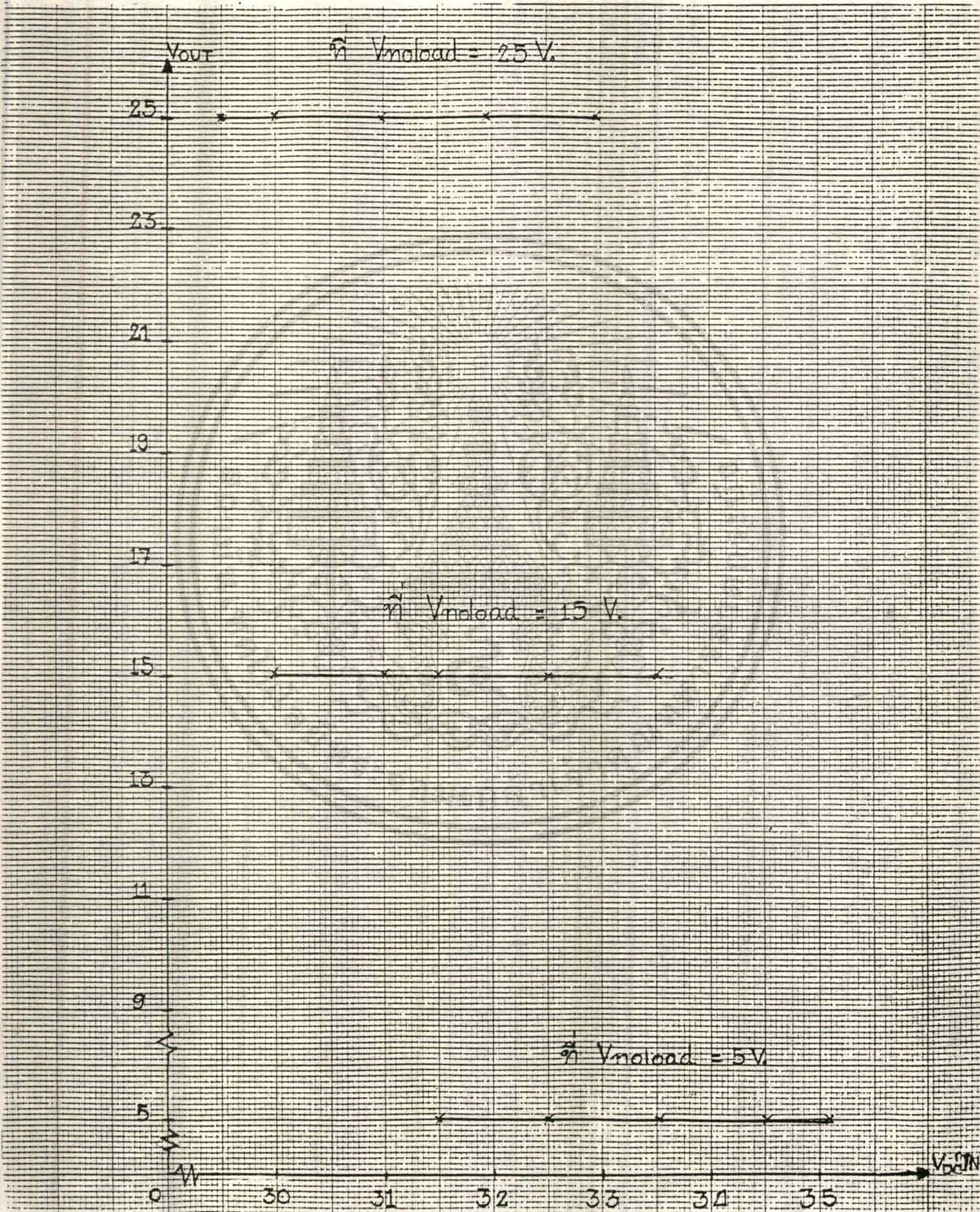
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

% Load regulation ของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

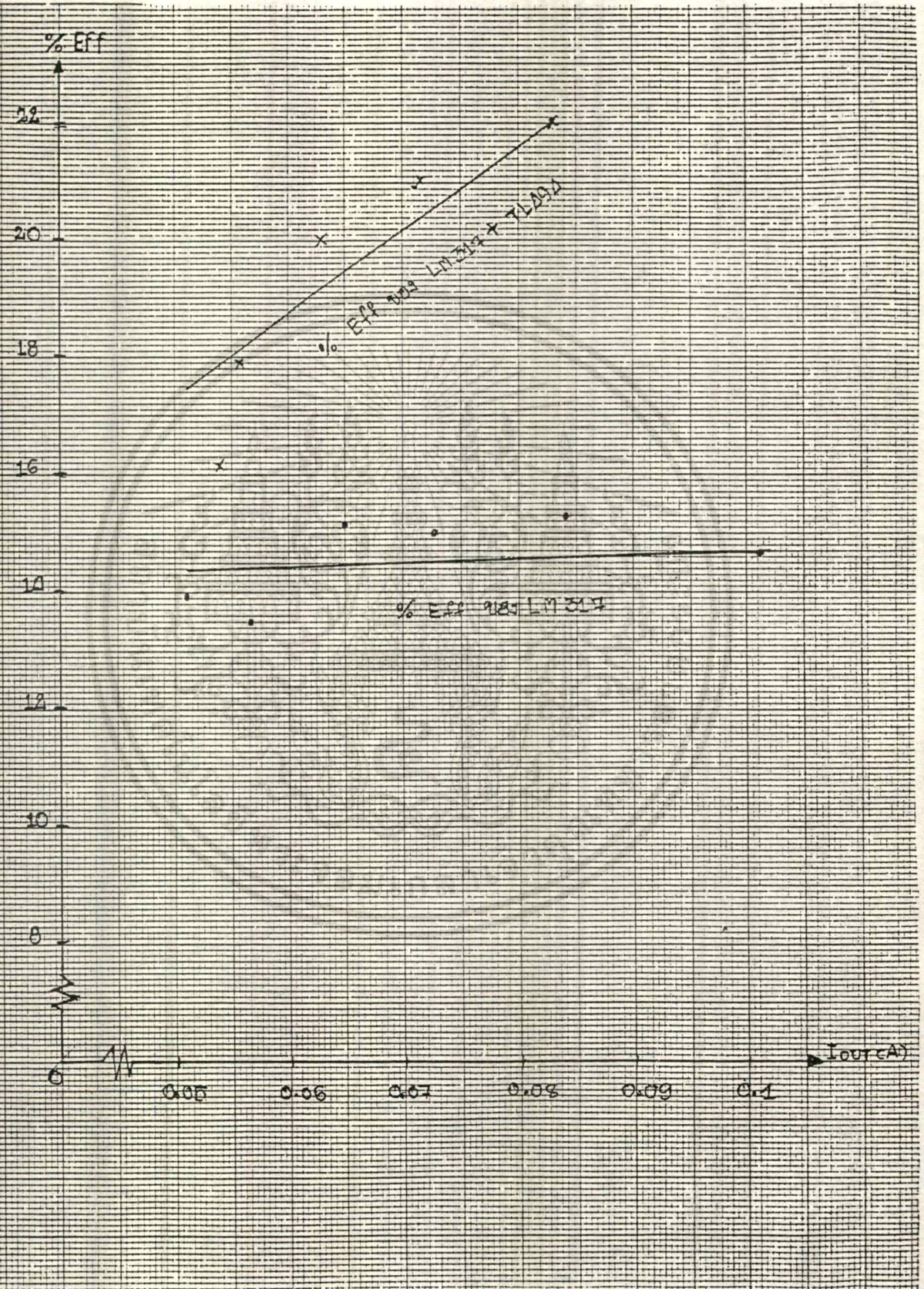


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%Line regulation ของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

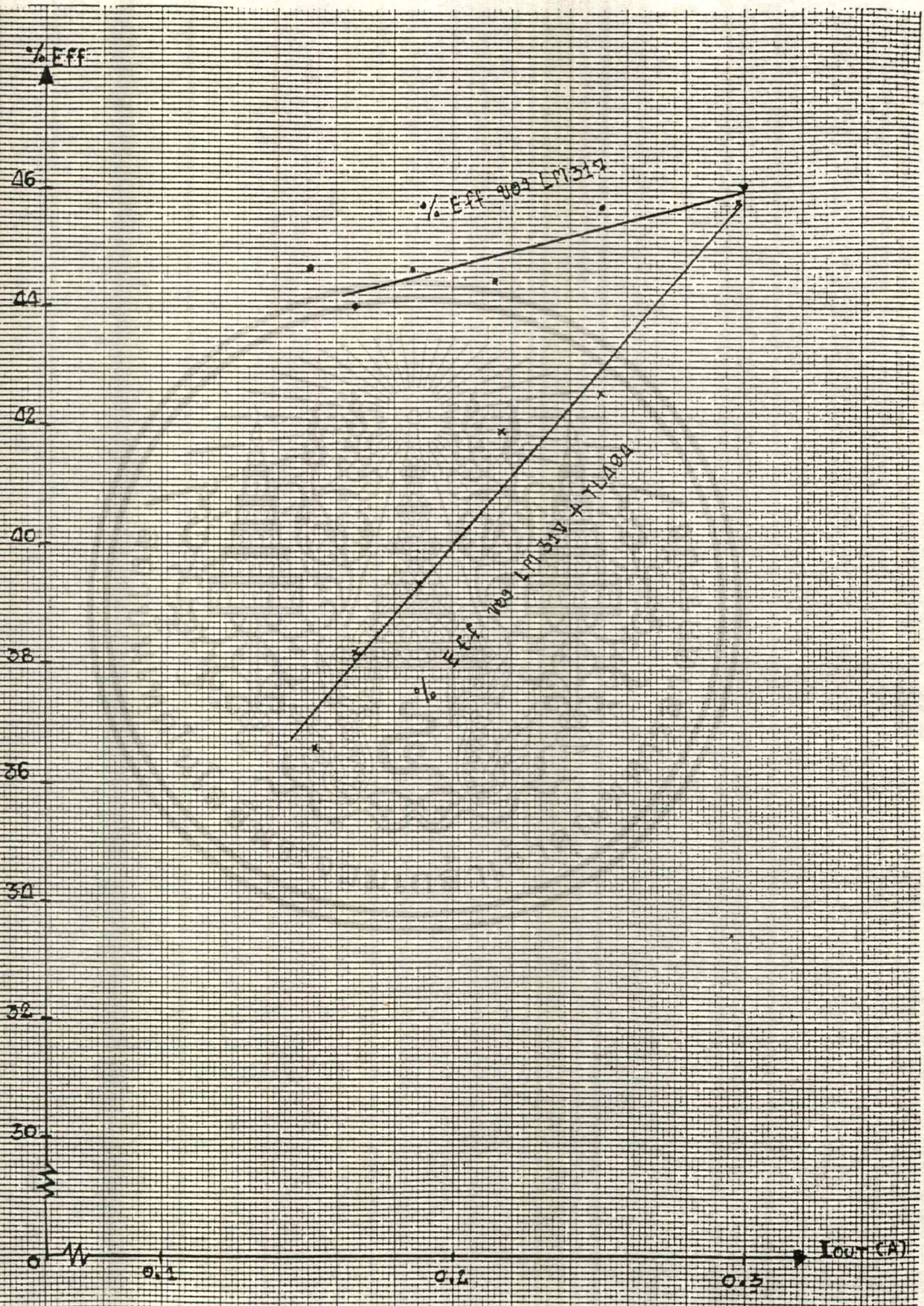


เปรียบเทียบ %Eff ของ LM317 และ %Eff ของ LM317 + TL494 ที่ $V_{NL} = 5V$.



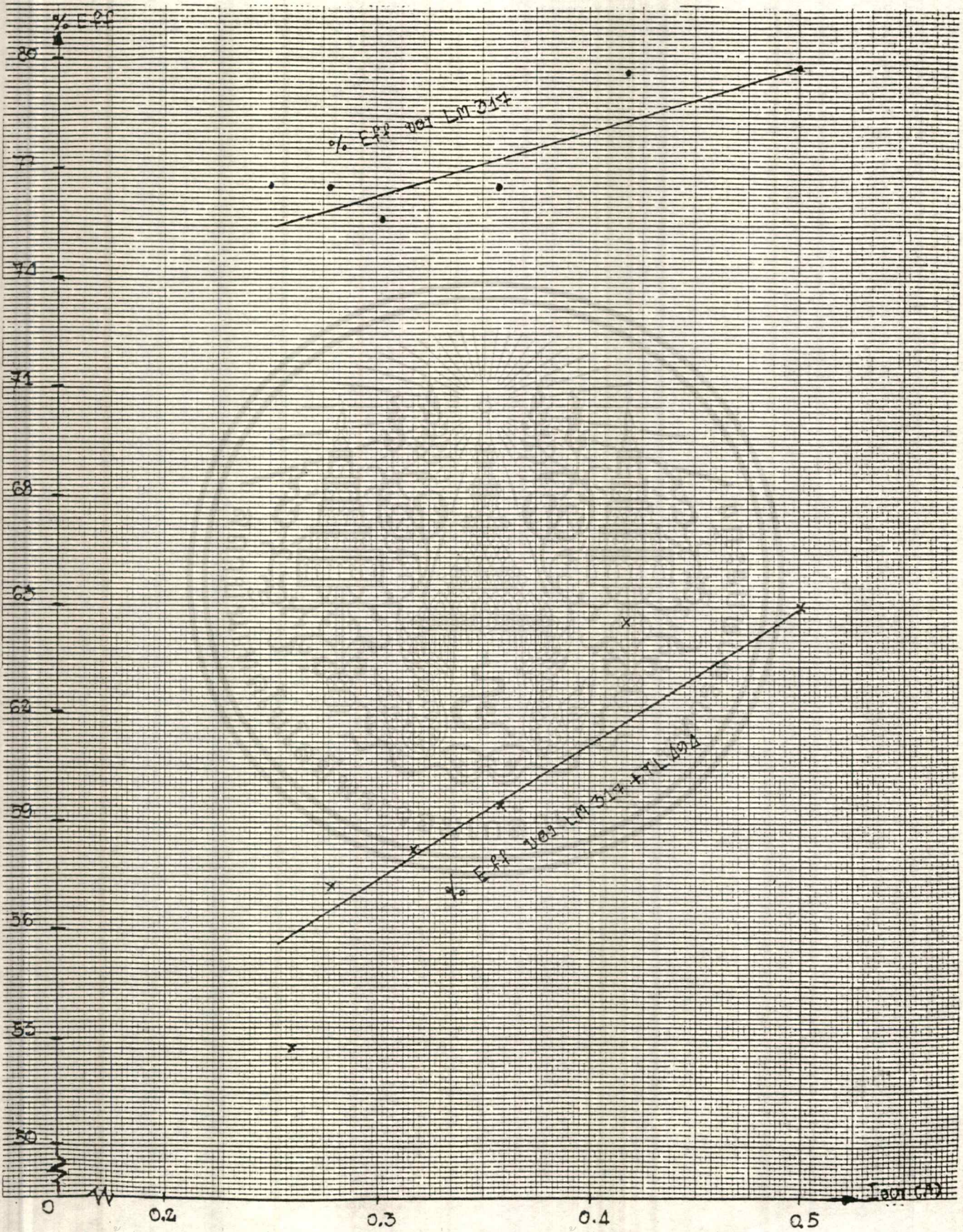
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบ %Eff ของ LM317 และ %Eff ของ LM317 + TL494 ที่ $V_{NL} = 15V$.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบ %Eff ของ LM317 และ %Eff ของ LM317 + TL494 ที่ $V_{NL} = 25V$.

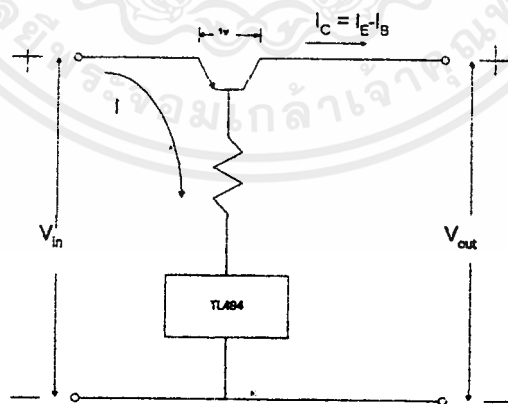


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

สรุปและวิจารณ์

การทำโครงการแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงซึ่งใช้ TL 494 มาช่วยในการสวิชชิง คือ ทำหน้าที่เป็นตัวพัลส์ วิดท์ มอดดูเลเตอร์นี้ เพื่อลดกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ LM317 เนื่องจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์ส่วนมาก ต้องการไฟกระแสตรง ดังนั้นจึงเป็นประโยชน์อย่างมากหากรู้จักประยุกต์หรือพัฒนาแหล่งจ่ายไฟให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น ซึ่งแหล่งจ่ายไฟนี้ควรจะจ่ายได้ตั้งแต่ 0-25 โวลท์ และจ่ายกระแสได้ประมาณ 1 A การที่จะทำโครงการนี้ได้ก็จะต้องศึกษาการทำงานภายในของอุปกรณ์แต่ละตัว เช่น ไอซี เบอร์ LM 317 ทำงานอย่างไร ไอซี TL494 ทำงานอย่างไร เพื่อจะได้ระมัดระวังใช้อุปกรณ์ให้ถูกต้อง มิเช่นนั้นอาจเกิดการพังเสียหายได้ง่าย ทำให้ต้องสิ้นเปลืองและเสียเวลามากขึ้นในการซื้อ ในระหว่างทำโครงการเจอปัญหาหลายอย่าง เช่น ความต้านทานใหม่ กำลังวัตต์น้อยเกินไป ไอซีพังเสียหายเนื่องจากขาดความเข้าใจในช่วงแรก หรือการลงโปรโตบอร์ดต้องลงหลายครั้งเพื่อไม่ให้เกิดการช็อตกันและทำให้ละเอียดรอบคอบที่สุด หรือการทดลองวงจรค่าที่ได้คลาดเคลื่อนจากความน่าจะเป็นจึงต้องวัดใหม่หลายๆครั้ง และผลการทดลองไม่เป็นไปตามทฤษฎีทั้งหมด เช่น การพยายามปรับค่าเอาท์พุทต่ำสุดที่ 0 V ไม่ได้ เนื่องจากเอาท์พุทออกมาเป็นลบ การวัดเปอร์เซ็นต์โวลต์เร็กกูเลชั่น โวลต์เร็กกูเลชั่น หรือเปอร์เซ็นต์รีปเปิ้ล ต้องวัดซ้ำแล้วซ้ำอีกหลายๆครั้ง ซึ่งพอจะอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 7.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

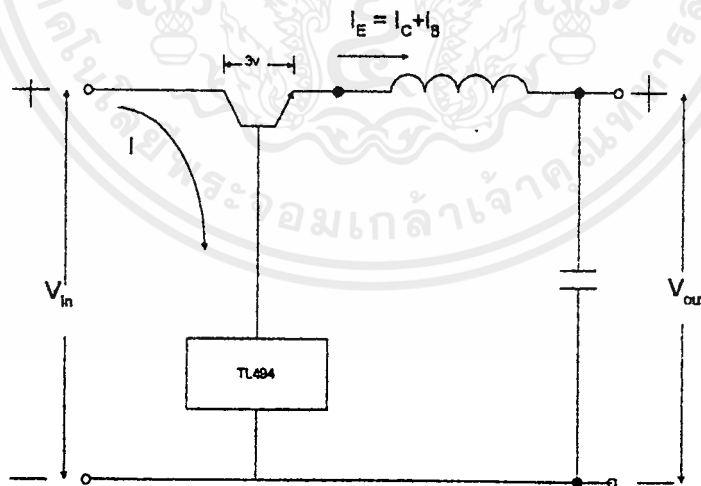
จากโครงการผลการทดลองไม่เป็นไปตามทฤษฎีทั้งหมด คือพยายามปรับแรงดันเอาท์พุทให้ได้ต่ำสุดที่ 0 โวลท์ไม่ได้ และ %Eff ไม่เป็นไปตามทฤษฎีทั้งหมดโดยเฉพาะเมื่อโหลดดึงกระแสต่ำสามารถอธิบายสาเหตุได้ดังนี้ คือ

จากสูตรการหาเปอร์เซ็นต์ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟ

$$\%Eff = P_o / P_{in}$$

(7-1)

ซึ่งจากส่วนของ P_{in} มาจากสองส่วนรวมกันคือ PWM + LM317 แต่เนื่องจาก PWM ใช้หลักการการทำงานของทรานซิสเตอร์ ซึ่งกระแสอิมิตเตอร์ $I_E = I_C + I_B$ และจากรูป 7.1 I_B มีค่ามากเกิดกำลังสูญเสียคงที่มีค่ามากกว่าหนึ่งที่ R ขณะเมื่อโหลดดึงกระแสต่ำๆ ผลการทดลองจึงมีค่าคลาดเคลื่อน และเนื่องจากกระแสที่ไหลออกทางเอาท์พุท (I_C) มีจำนวนน้อยมากเมื่อเทียบกับ I_B ซึ่ง Fixed loss ที่ R ค่ามากนี้ และกระแสค่ามากไหลผ่าน R จึงเป็นสาเหตุที่ทำให้ R ไหม้บ่อยๆ ซึ่งได้แก้ไขโดยใช้กำลังวัตต์มากขึ้น จากรูป 7.1 ในโครงการใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และแรงดันตกคร่อม $V_{CE(sat)}$ ประมาณ 1 โวลท์และจากรูปที่ 7.2 เป็นการแก้ไขใหม่โดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN กระแส I_B สามารถไหลผ่านไปยังโหลดได้ง่ายขึ้น ลด Fixed loss ที่ R แต่ก็จะมีแรงดันตกคร่อมที่ทรานซิสเตอร์ประมาณ 3 โวลท์ รูปที่ 7.2



รูปที่ 7.2

จากผลการทดลองโดยสรุปแล้วประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายเมื่อมีไอซี TL 494 ซึ่งทำหน้าที่เป็น ตัวช่วยในการสวิชชิง ร่วมกับไอซี LM 317 จะได้ประสิทธิภาพดีกว่า และช่วยลดกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ LM317

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองตารางที่ 6.1 ,6.2 และ 6.3 ซึ่งวัดรวมทั้งส่วนของ สวิตชิง TL494 และ LM317 ด้วย โดยทำการทดลองที่ V_{load} 5 V, 15V และ 25 V จะเห็นว่าเมื่อโหลดดึงกระแสมาก %Eff จะดีขึ้น แต่เมื่อโหลดดึงกระแสต่ำๆ %Eff จะลดลง

และจากตารางที่ 6.4,6.5 และ 6.6 ได้ทำการทดสอบเฉพาะส่วนของ LM3.17 ที่ V_{load} 5V, 15V และ 25 V จะเห็นว่าผลการทดลองเมื่อโหลดดึงกระแสค่ามาก %Eff จะดีกว่าเมื่อโหลดดึงกระแสค่าต่ำๆ ซึ่งให้ %Eff ลดลง โดยความน่าจะเป็นแล้ว %Eff เมื่อวัดรวมทั้งส่วนของ สวิตชิง TL494 รวมกับ LM317 ควรจะมีประสิทธิภาพสูงกว่าเมื่อวัดเพียงส่วนของ LM 317

จากกราฟ ที่ $V_{in} = 5$ V จะเห็นว่าเมื่อโหลดดึงกระแสสูงขึ้น %Eff ของ LM317 + TL494 สูงกว่า %Eff ของ LM 317 แต่ที่ $V_{NL} = 15$ V และ $V_{NL} = 25$ V %Eff ของ LM317 สูงกว่าของ LM317 + TL494 ซึ่งคาดว่าเหตุที่ผลการทดลองเป็นเช่นนี้อาจเนื่องมาจากในการทดลองใช้กระแสโหลดน้อยเกินไป เมื่อเทียบกับค่า Fixed loss ที่ R ดังในรูปที่ 7.1 ผลการทดลองจึงคลาดเคลื่อน

ส่วนค่าเปอร์เซ็นต์โวลต์เรกูเลชัน และค่าเปอร์เซ็นต์ไลน์เรกูเลชันในการรักษาระดับแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงและ แรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลงนั้น จากกราฟ %Load regulation และ %Line regulation จะเห็นว่าสามารถรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทได้ดีเกือบคงที่ คลาดเคลื่อนจาก V_{NL} เพียงเล็กน้อย ส่วนการทดสอบคุณสมบัติทางรีปเปิ้ล ผลที่ได้ คือ สัญญาณเอาท์พุทรีปเปิ้ลแต่น้อยมากจนไม่สามารถวัดค่าได้ และได้ทำการทดสอบลัดวงจรที่เอาท์พุท ผลที่ได้คือ เครื่องจ่ายทำงานตัดโวลท์ที่ลัดวงจรจากตัวเครื่องโดยไม่เสียหาย

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

TL494

Switchmode Pulse Width
Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

This device features:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE
PULSE WIDTH MODULATION
CONTROL CIRCUIT
SILICON MONOLITHIC
INTEGRATED CIRCUITS

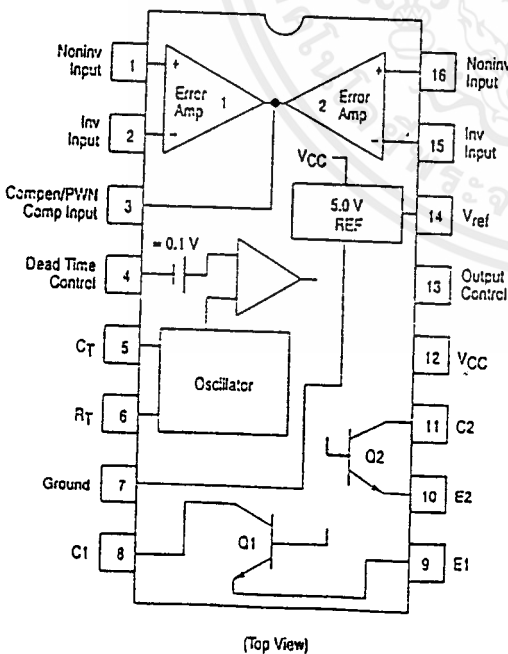


J SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 520



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 513

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to -70°C	Plastic
TL494CJ		Ceramic
TL494IN	-25° to +85°C	Plastic
TL494IJ		Ceramic
TL494MJ	-55° to +125°C	Ceramic

TL494

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}		-2		V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}		-2		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I_{C1}, I_{C2}		500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{iR}		-0.3 to -2		V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D		1000		mW
Operating Junction Temperature	T_J	Plastic Package	125	—	$^\circ\text{C}$
		Ceramic Package	150		
Storage Temperature Range	T_{stg}	Plastic Package	-55 to +125	—	$^\circ\text{C}$
		Ceramic Package	-65 to +150		
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to +70	-25 to -85	-55 to -125	$^\circ\text{C}$

NOTES: 1. Maximum thermal limits must be observed.

Thermal Characteristics

Characteristics	Symbol	N Suffix	J Suffix	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	80	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45	50	$^\circ\text{C}$

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	—	—	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	k Ω
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
REFERENCE SECTION								
Reference Voltage ($I_O = 1.0\ \text{mA}$)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$)	Reg_{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0\ \text{mA}$ to $10\ \text{mA}$)	Reg_{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0\ \text{V}$)	I_{SC}	15	35	75	15	35	75	mA
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $V_{CE} = 40\ \text{V}$)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $V_C = 40\ \text{V}$, $V_E = 0\ \text{V}$)	$I_{E(off)}$	—	—	-100	—	—	-150	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2): Common-Emitter ($V_E = 0\ \text{V}$, $I_C = 200\ \text{mA}$) Emitter-Follower ($V_C = 15\ \text{V}$, $I_E = -200\ \text{mA}$)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	— —	1.1 1.5	1.3 2.5	— —	1.1 1.5	1.5 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4\ \text{V}$) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	— —	10 0.2	— 3.5	— —	10 0.2	— 3.5	μA mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_r	— —	100 100	200 200	— —	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_f	— —	25 40	100 100	— —	25 40	100 100	ns

NOTE: 2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

TL494

Characteristics	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	—	-0.1	-1.0	μ A
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40$ V, $T_A = 25^\circ$ C)	V_{ICR}	-0.3 to $V_{CC}-2.0$			V
Open-Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0$ V, $V_O = 0.5$ V to 3.5 V, $R_L = 2.0$ k Ω)	A_{VOL}	70	95	—	cB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5$ V to 3.5 V, $R_L = 2.0$ k Ω)	f_{C-}	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5$ V to 3.5 V, $R_L = 2.0$ k Ω)	ϕ_m	—	65	—	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40$ V)	CMRR	65	90	—	cB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33$ V, $V_O = 2.5$ V, $R_L = 2.0$ k Ω)	PSRR	—	100	—	cB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	-1.0	—	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	—	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin 3} = 0.7$ V)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin 4} = 0$ V to 5.25 V)	I_{IB} (DT)	—	-2.0	-10	μ A
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin 4} = 0$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω) ($V_{Pin 4} = 0$ V, $C_T = 0.001$ μ F, $R_T = 30$ k Ω)	DC _{max}	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	— 0	2.9 —	3.3 —	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001$ μ F, $R_T = 30$ k Ω)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001$ μ F, $R_T = 30$ k Ω)	σ_{fosc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V, $T_A = 25^\circ$ C)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω)	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	—	—	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0$ mA)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15$ V) ($V_{CC} = 40$ V)	I_{CC}	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , ($V_{Pin 4} = 2.0$ V) $V_{CC} = 15$ V) (See Figure 12)	—	—	7.0	—	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula. $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N-1}}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 1. Block Diagram

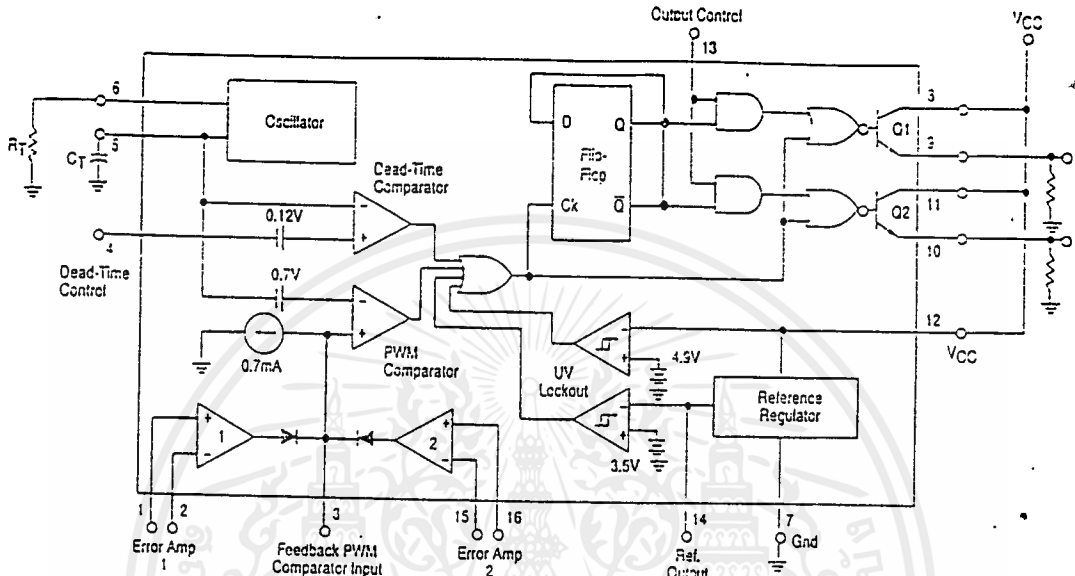
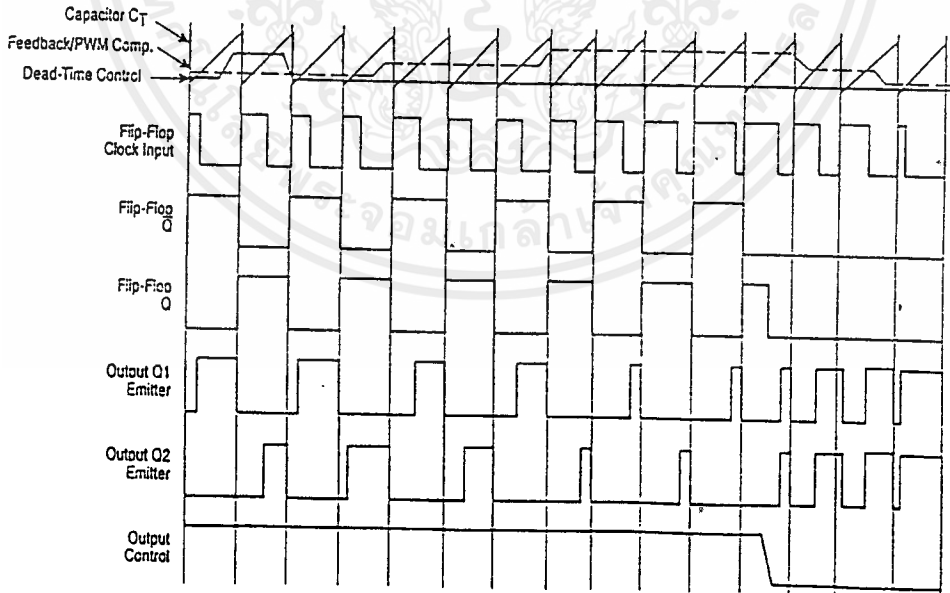


Figure 2. Timing Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional dead time may be imposed on the output by setting the dead time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{I_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common

mode input range from -0.3 V to ($V_{CC} - 2V$), and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the lccp.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the dead-time comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

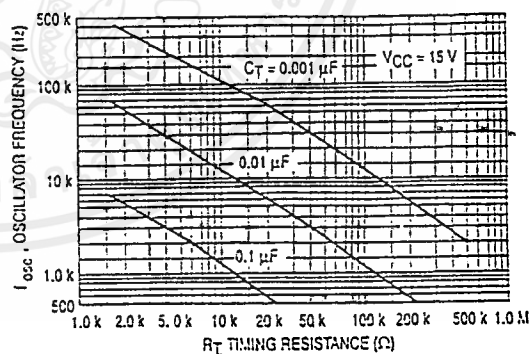


Figure 4. Open-Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

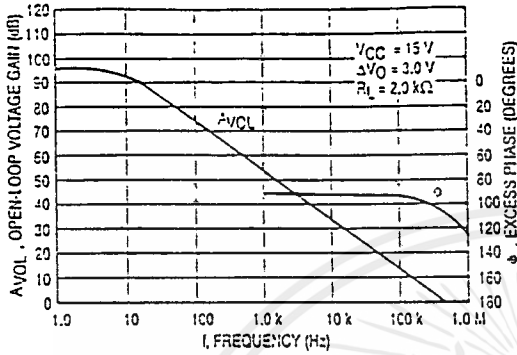


Figure 5. Percent Dead-Time versus Oscillator Frequency

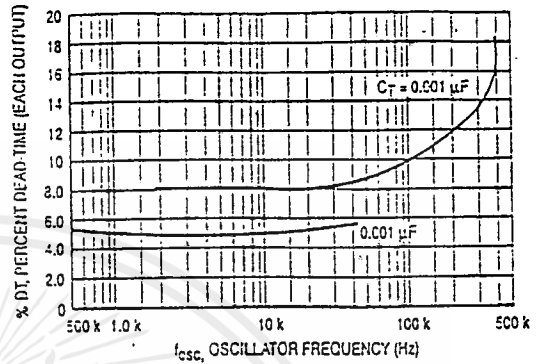


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Dead-Time Control Voltage

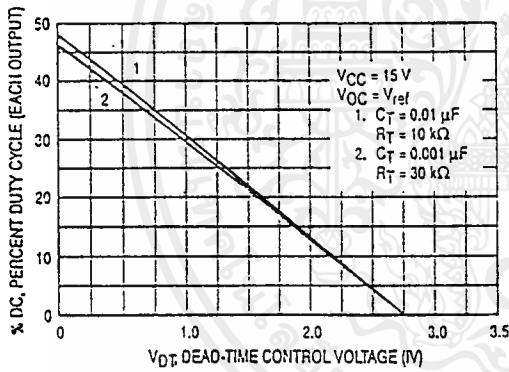


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

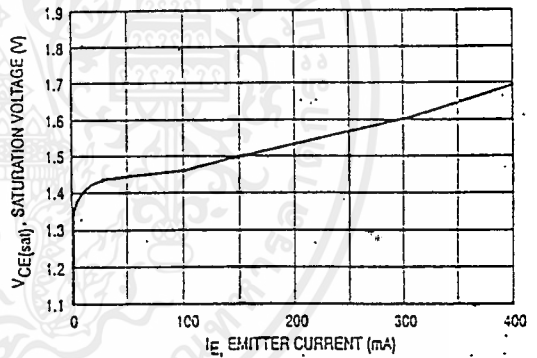


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

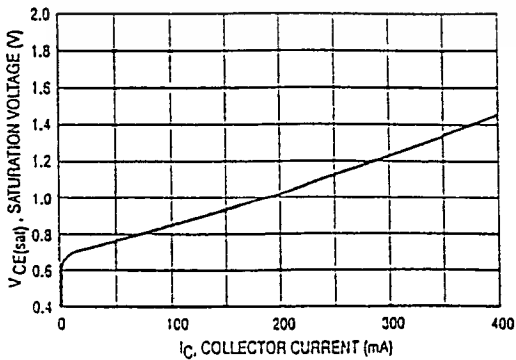
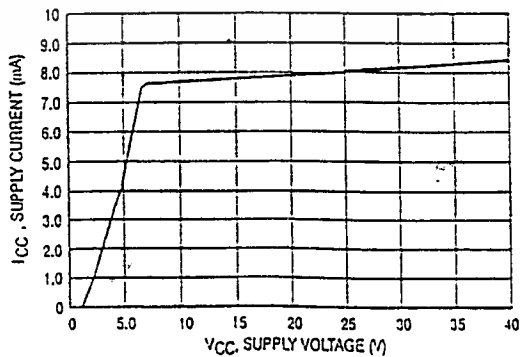


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



TL494

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

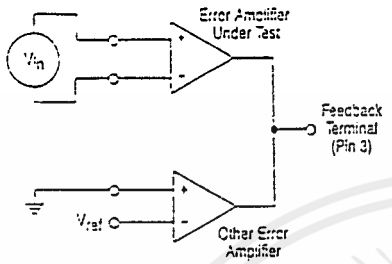


Figure 11. Dead-Time and Feedback Control Circuit

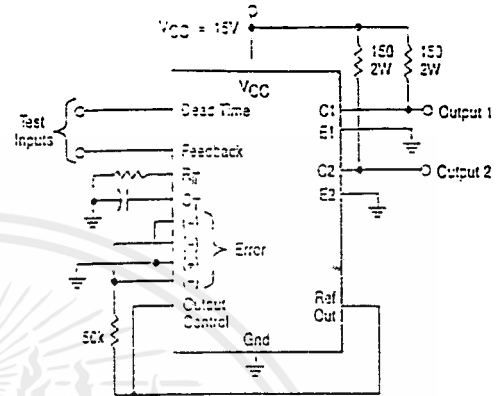


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

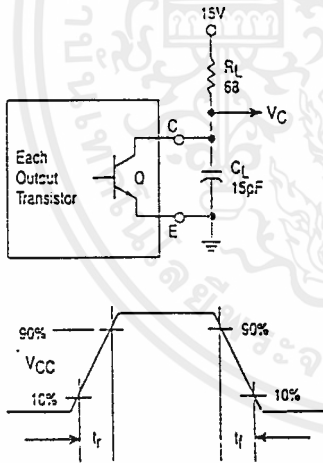
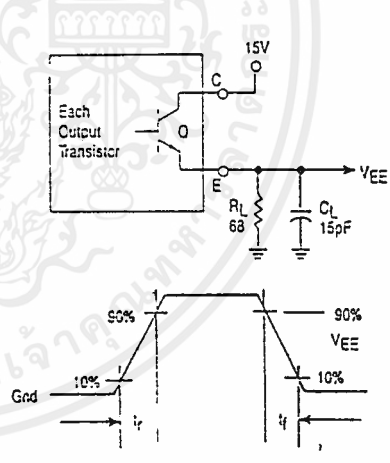


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

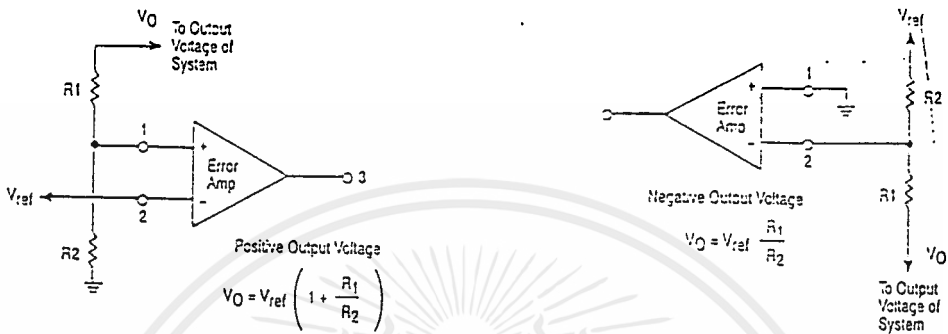


Figure 15. Dead-Time Control Circuit

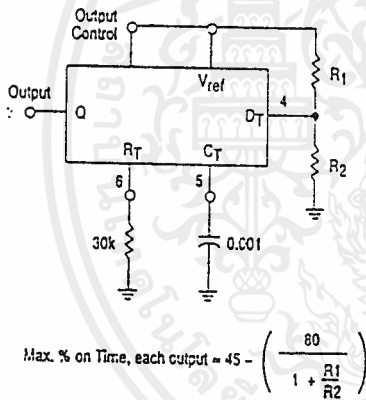


Figure 16. Soft-Start Circuit

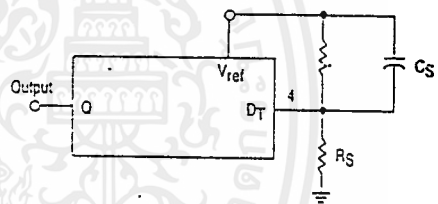
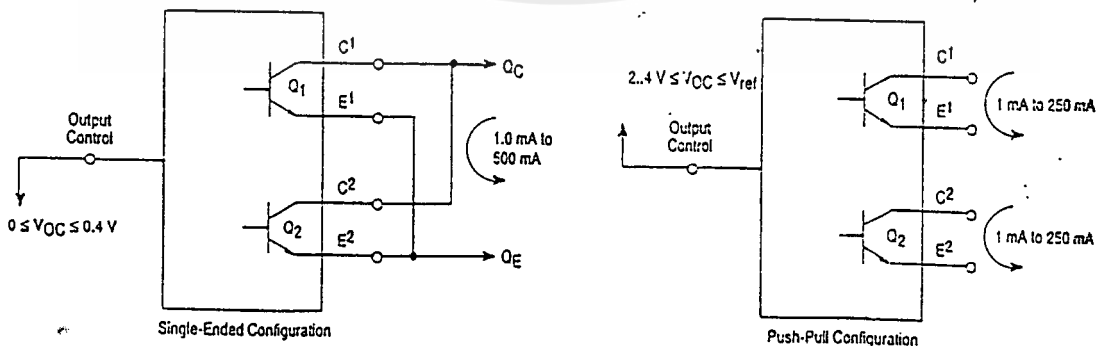


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

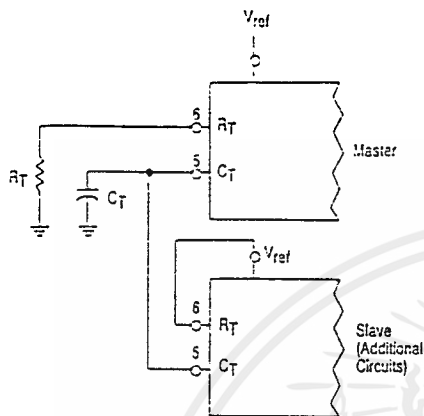


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

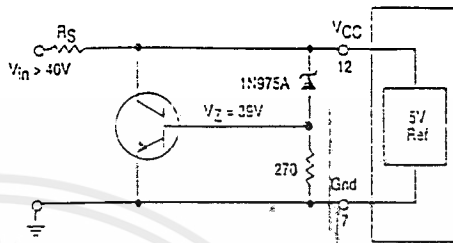
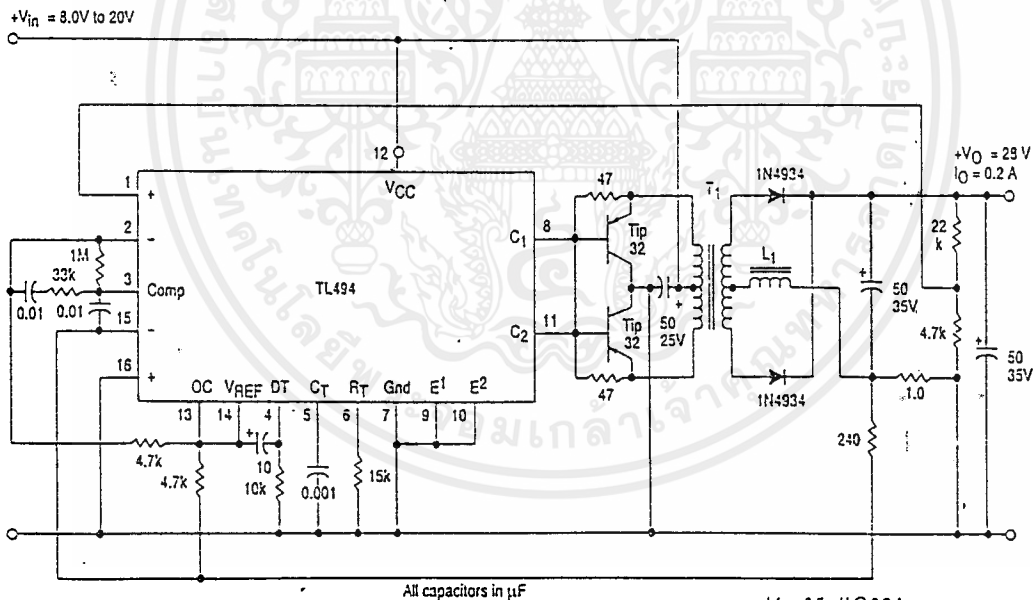


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter



All capacitors in μF

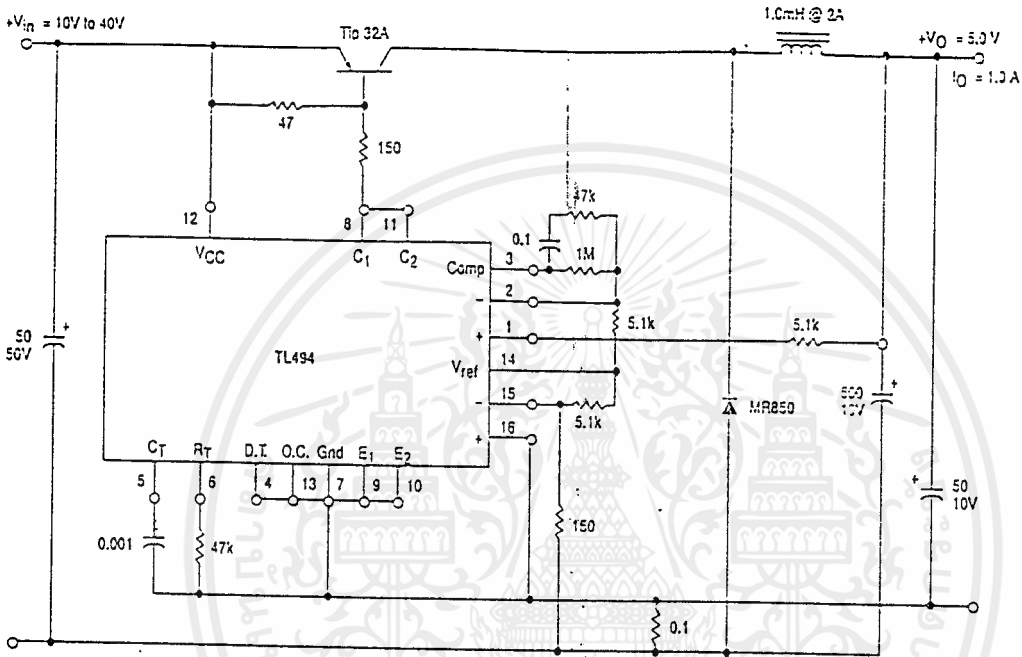
L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C3

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ mA to }1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V, } R_L = 0.1\ \Omega$	1.6 A
Efficiency	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%



National Semiconductor

LM117/LM317A/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping

the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

For applications requiring greater output current, see LM150 series (3A) and LM138 series (5A) data sheets. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

LM117 Series Packages and Power Capability

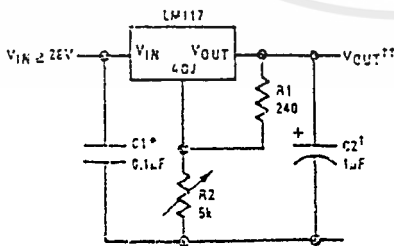
Part Number Suffix	Package	Rated Power Dissipation	Design Load Current
K	TO-3	20W	1.5A
H	TO-3S	2W	0.5A
T	TO-220	20W	1.5A
E	LCC	2W	0.5A
S	TO-253	4W	1.5A

Features

- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM317A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM317A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM117)
- Guaranteed 1.5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Current limit constant with temperature
- P + Product Enhancement tested
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

Typical Applications

1.2V-25V Adjustable Regulator

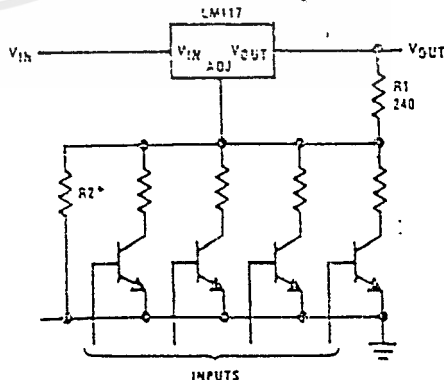


TLN12053-1

- *Full output current not available at high input-output voltages
- **Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.
- *Optional—improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}(R_2)$$

Digitally Selected Outputs



TLN12053-2

*Sets maximum V_{OUT}

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 2)

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	+40V, -0.3V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature	
Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	250°C
ESD Tolerance (Note 5)	3 kV

Operating Temperature Range

LM117	-55°C ≤ T _J ≤ +150°C
LM317A	-40°C ≤ T _J ≤ +125°C
LM317	0°C ≤ T _J ≤ +125°C

Preconditioning

Thermal Limit Burn-In All Devices 100%

Electrical Characteristics

Specifications with standard type face are for T_J = 25°C, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, V_{IN} - V_{OUT} = 5V, and I_{OUT} = 10 mA. (Note 3)

Parameter	Conditions	LM117 (Note 2)			Units	
		Min	Typ	Max		
Reference Voltage					V	
	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V, 10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} , P ≤ P _{MAX}	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V (Note 4)		0.01	0.02	%/V	
			0.02	0.05	%/V	
Load Regulation	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} (Note 4)		0.1	0.3	%	
			0.3	1	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.03	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} 3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V		0.2	5	μA	
Temperature Stability	T _{MIN} ≤ T _J ≤ T _{MAX}		1		%	
Minimum Load Current	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V		3.5	5	mA	
Current Limit	(V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 15V	K Package	1.5	2.2	3.4	A
		H, K Packages	0.5	0.8	1.8	A
	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V	K Package	0.3	0.4		A
		H, K Packages	0.15	0.2		A
RMS Output Noise, % of V _{OUT}	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 0 μF		65		dB	
	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 10 μF	65	80		dB	
Long-Term Stability	T _J = 125°C, 1000 hrs		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package		2.3	3	°C/W	
	H Package		12	15	°C/W	
	E Package				°C/W	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		°C/W	
	H Package		140		°C/W	
	E Package				°C/W	

Electrical Characteristics (Continued)

Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$, and $I_{OUT} = 10\text{mA}$. (Note 3)

Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262				V	
	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$, $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ (Note 4)		0.005	0.01		0.01	0.04	%/V	
			0.01	0.02		0.02	0.07	%/V	
Load Regulation	$10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.5		0.1	0.5	%	
			0.3	1		0.3	1.5	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.04	0.07		0.04	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA	
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$		3.5	10		3.5	10	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, T Packages		1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
			0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.8	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, T Packages		0.15	0.4		0.15	0.4		A
			0.075	0.2		0.075	0.2		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$		0.003			0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{Hz}$, $C_{ADJ} = 0\mu\text{F}$		65			65		dB	
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{Hz}$, $C_{ADJ} = 10\mu\text{F}$		65	80		66	80	dB	
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs		0.3	1		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package					2.3	3	$^\circ\text{C}/\text{W}$	
	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C}/\text{W}$	
	T Package		4	5		4		$^\circ\text{C}/\text{W}$	
	P Package							$^\circ\text{C}/\text{W}$	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35			35		$^\circ\text{C}/\text{W}$	
	H Package		140			140		$^\circ\text{C}/\text{W}$	
	T Package		50			50		$^\circ\text{C}/\text{W}$	
	P Package (Note 6)					50		$^\circ\text{C}/\text{W}$	

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117H drawing for the LM117H, or the RETS117K for the LM117K military specifications.

Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipations of 2W for the TO-3 and TO-220, I_{MAX} is 1.5A for the TO-3 and TO-220 packages and 0.5A for the TO-92 package. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed in the National's AQL (Average Outgoing Quality Level).

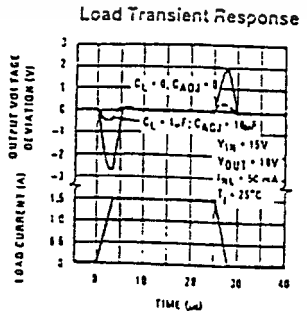
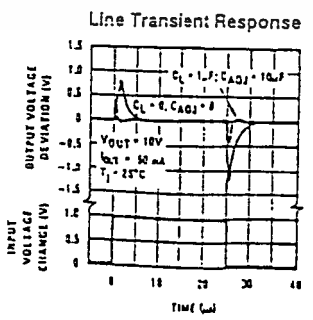
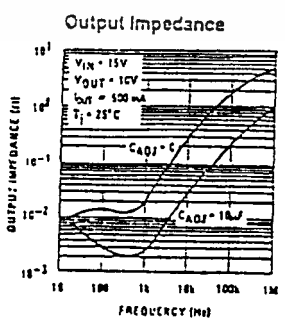
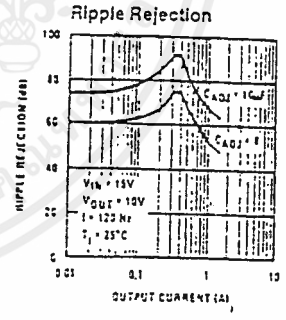
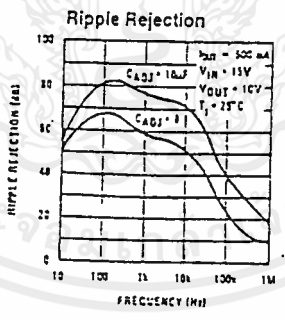
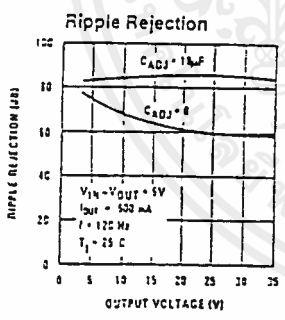
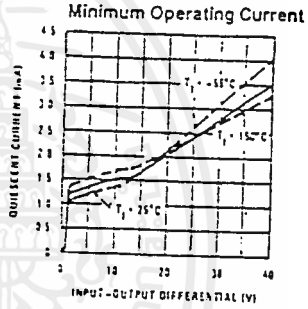
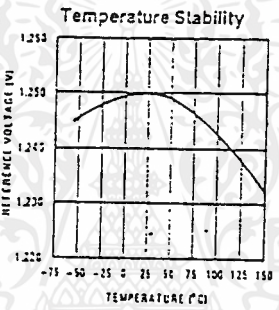
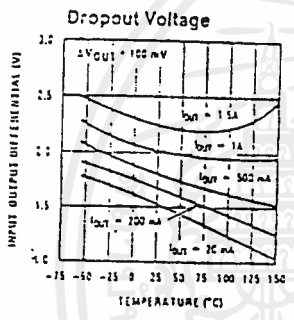
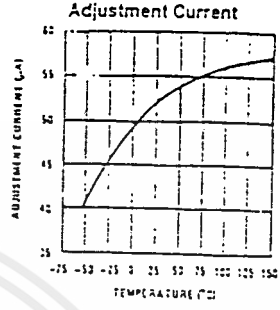
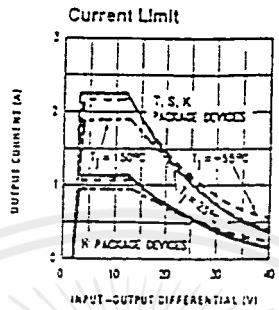
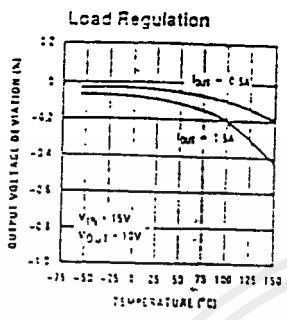
Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 6: If the TO-263 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. Using 0.5 square inches of copper area, θ_{JA} is 50 $^\circ\text{C}/\text{W}$, with 1 square inch of copper area, θ_{JA} is 37 $^\circ\text{C}/\text{W}$, and with 1.6 or more square inches of copper area, θ_{JA} is 32 $^\circ\text{C}/\text{W}$.

Typical Performance Characteristics

Output Capacitor = 0 μ F unless otherwise noted



TU/h/9063-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints

In operation, the LM117 develops a nominal 1.25V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor R_1 and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor R_2 , giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$

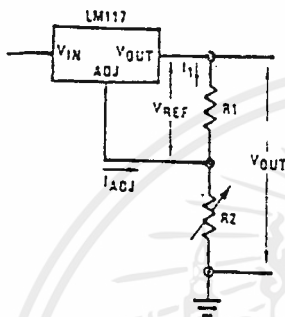


FIGURE 1

TUM 8053-5

Since the 100 μ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM117 was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

External Capacitors

An input bypass capacitor is recommended. A 0.1 μ F disc or 1 μ F solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM117 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 μ F bypass capacitor 80 dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10 μ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120 Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use is solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25 μ F in aluminum electrolytic to equal 1 μ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies; but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0.5 MHz. For this reason, 0.01 μ F disc may seem to work better than a 0.1 μ F disc as a bypass.

Although the LM117 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. This occurs with values be-

tween 500 pF and 5000 pF. A 1 μ F solid tantalum (or 25 μ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability. Any increase of the load capacitance larger than 10 μ F will merely improve the loop stability and output impedance.

Load Regulation

The LM117 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the output (case) of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of 0.05 Ω \times I_L . If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be 0.05 Ω (1 + R_2/R_1) or in this case, 11.5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 Ω set resistor.

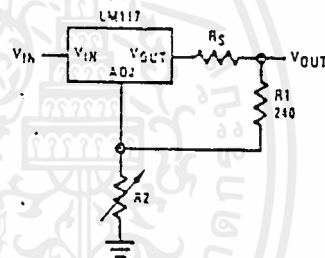


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

TUM 8053-5

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the case. However, with the TO-5 package, care should be taken to minimize the wire length of the output lead. The ground of R_2 can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

Protection Diodes

When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 μ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of V_{IN} . In the LM117, this discharge path is through a large junction that is able to sustain 15A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 25 μ F or less, there is no need to use diodes.

Application Hints (Continued)

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge occurs when either the input or output is shorted. Internal to the LM117 is a 50Ω resistor which limits the peak discharge

current. No protection is needed for output voltages of 25V or less and 10 μF capacitance. Figure 3 shows an LM117 with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.

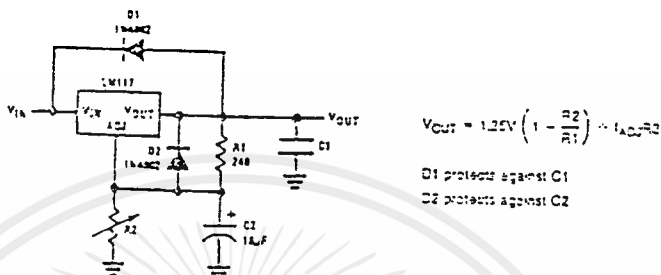
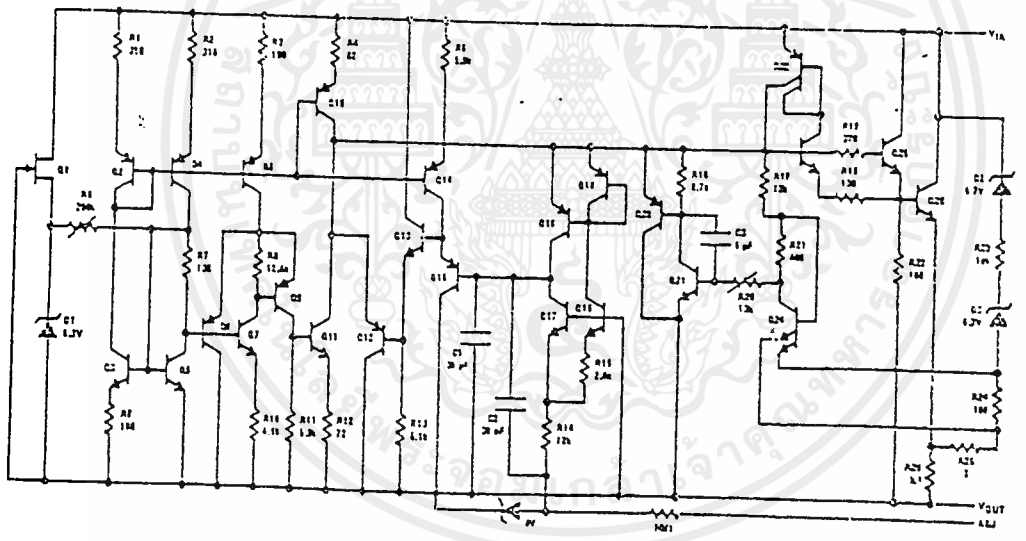


FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

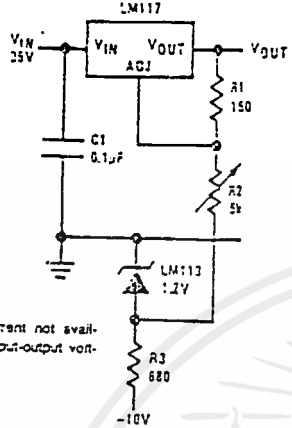
Schematic Diagram



TU/h/P063-8

Typical Applications (Continued)

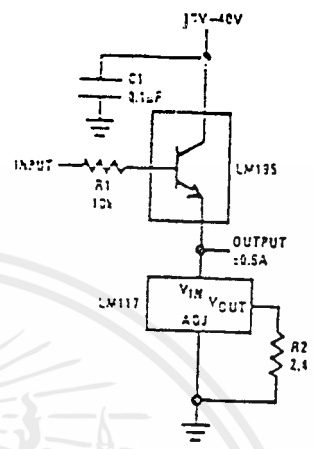
0 to 30V Regulator



Full output current not available at high input-output voltages

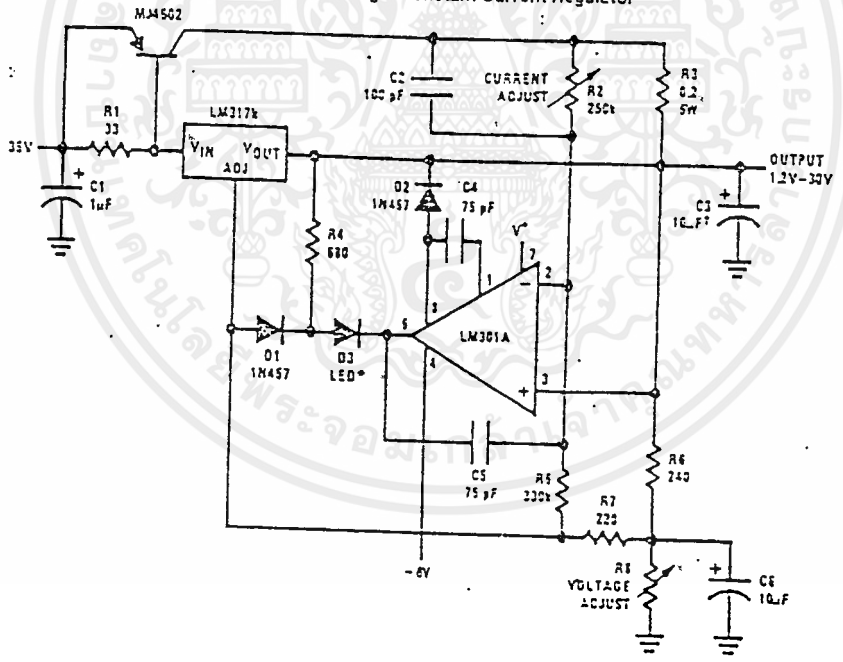
TLN/9063-13

Power Follower



TLN/9063-14

5A Constant Voltage/Constant Current Regulator



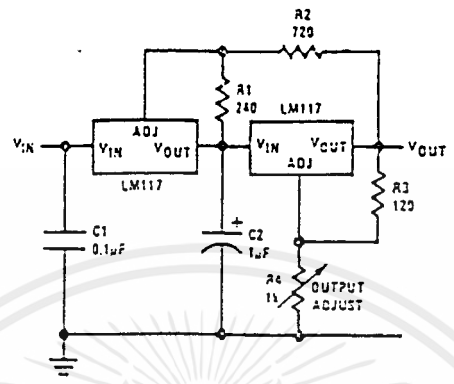
*Solid tantalum
*Lights in constant current mode

TLN/9063-15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

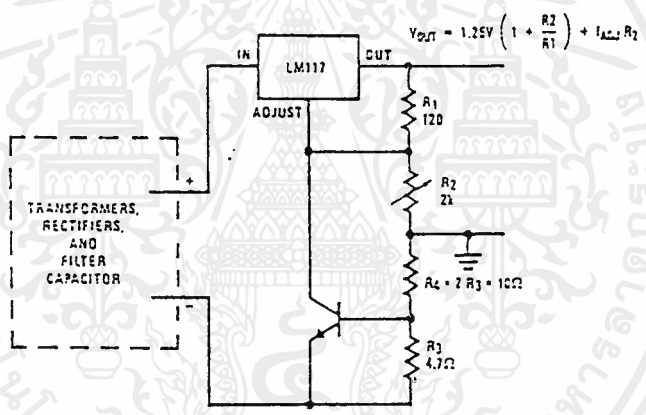
Typical Applications (Continued)

Tracking Preregulator



TL/H/9063-22

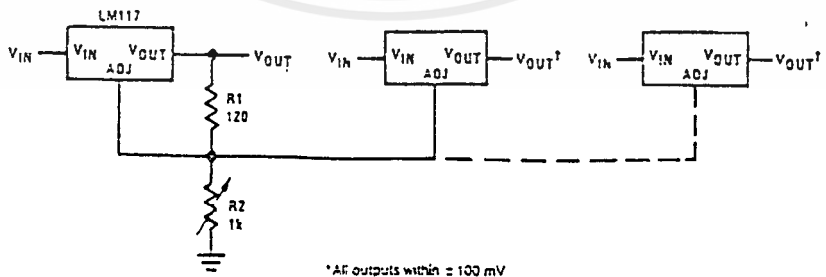
Current Limited Voltage Regulator



- Short circuit current is approximately $\frac{600 \text{ mV}}{R_3}$, or 120 mA (Compared to LM117's higher current limit)
- At 50 mA output only 1/4 volt of drop occurs in R₃ and R₄

TL/H/9063-23

Adjusting Multiple On-Card Regulators with Single Control*



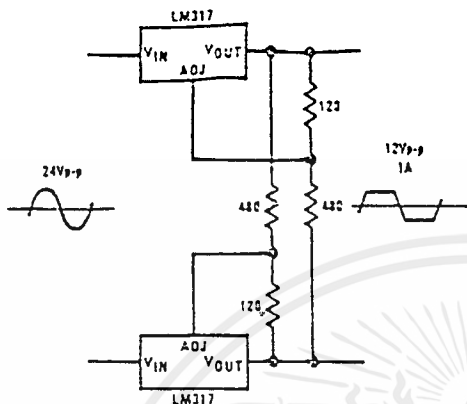
*All outputs within ±100 mV
*Minimum load—10 mA

TL/H/9063-24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

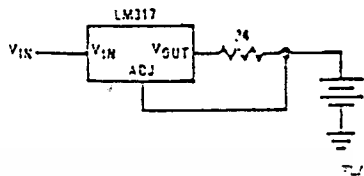
Typical Applications (Continued)

AC Voltage Regulator



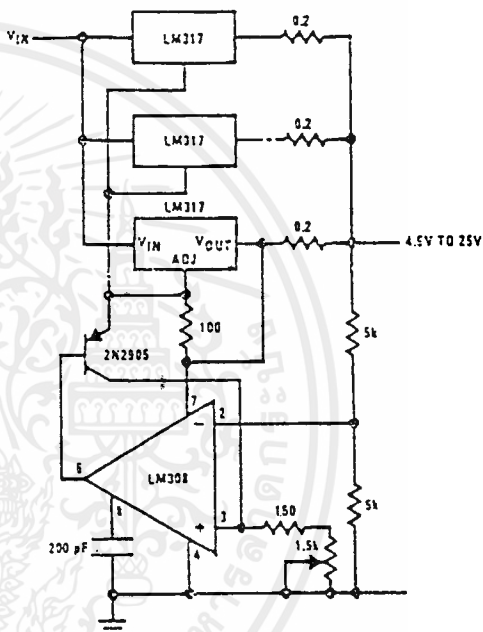
TL/H/9063-25

50 mA Constant Current Battery Charger



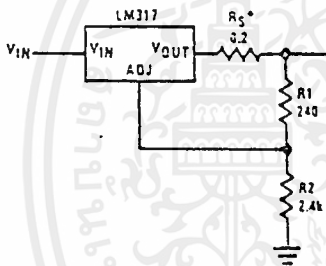
TL/H/9063-27

Adjustable 4A Regulator



TL/H/9063-28

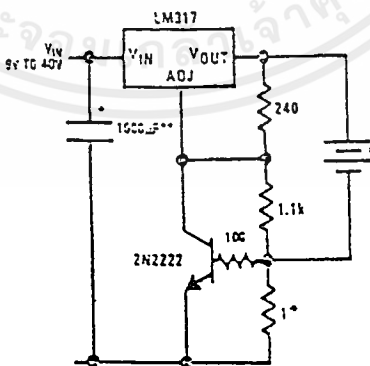
12V Battery Charger



TL/H/9063-29

*RS—sets output impedance of charger: $Z_{OUT} = R_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$
 Use of RS allows low charging rates with fully charged battery.

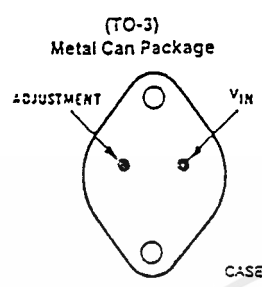
Current Limited 6V Charger



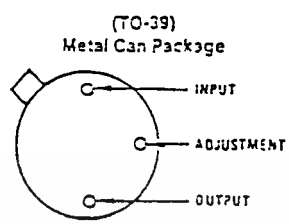
TL/H/9063-29

*Sets peak current (0.6A for 1Ω)
 **The 1000 μF is recommended to filter out input transients

Connection Diagrams



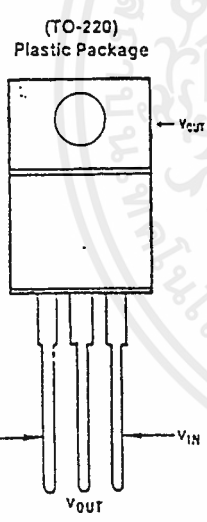
CASE IS OUTPUT
TL/H/9063-33



CASE IS OUTPUT
Bottom View
TL/H/9063-31

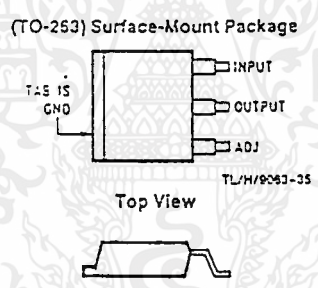
Bottom View
Steel Package
Order Number LM117K STEEL
or LM317K STEEL
See NS Package Number K02A
Order Number LM117K/883
See NS Package Number K02C

Order Number LM117H, LM117H/883,
LM317AH or LM317H
See NS Package Number H03A



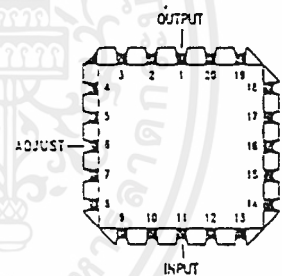
Front View
TL/H/9063-32

Order Number LM317AT or LM317T
See NS Package Number T03B



TL/H/9063-35
TL/H/9063-35

Order Number LM317S
See NS Package Number TS3B



TL/H/9063-34

Order Number LM117E/883
See NS Package Number E20A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้จะสำเร็จลุล่วงด้วยดีไม่ได้หากปราศจากการช่วยเหลือจากบุคคลหลายท่านและขอขอบคุณผู้ที่มีส่วนช่วยเหลือ คุณสิทธิพล ,คุณปานแก้วช่วยพิมพ์ ,คุณสาธิตสำหรับคอมพิวเตอร์ คุณธำรงค์ที่ช่วยตัดกระดาษ,ขอบคุณสำหรับพี่สาวที่แสนดีและคุณอุษณีย์ที่ยอมอดหลับอดนอนอยู่เป็นเพื่อนทำโปรเจ็คตลอดคืนจนสว่างและเป็นกำลังใจให้เสมอ,ขอบคุณสำหรับอาจารย์ พงษ์ศักดิ์ สืบพงษ์ที่คอยให้คำปรึกษาที่ดีและขอบคุณเป็นพิเศษสำหรับรุ่นพี่นักศึกษาคณะ วิศวกรรมศาสตร์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คุณณัฐพร ฤทธิ์นุ้มที่คอยแนะนำและช่วยเหลือเสมอรวมทั้งให้ใช้คอมพิวเตอร์ตลอดมา,ขอบคุณสำหรับกำลังใจจากท่าน อ.เทิดศักดิ์ ลีวหาทอง ที่คอยให้กำลังใจและถามไถ่อยู่เสมอ และขอบคุณสำหรับกำลังใจจากพี่น้องคริสเตียนทุกคน

สุดท้ายนี้ ขอกราบขอบพระคุณ อ.ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษาซึ่งเป็นผู้ที่ให้คำแนะนำ เป็นที่ปรึกษาที่ดีที่สุดตลอดจนให้ความอนุเคราะห์ห้องทำโปรเจค เครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆจนทำให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



1. วิชาญ ก่องตาวงษ์, หลักการและเทคนิคการซ่อมและสร้างเครื่องขยาย
โทรทัศน์, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ อิเล็กทรอนิกส์เวิร์ล
2. ดร. มงคล เดชนครินทร์, และคณะอิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน, พิมพ์ครั้งที่ 6, กรุงเทพฯ ซีเอ็ดดู
เคชั่น, 25323, พิมพ์ครั้งที่ 1, ซีเอ็ดดูเคชั่น, 2530 พิมพ์ครั้งที่ 1 ซีเอ็ดดูเคชั่น 2530
3. ดร. โคทม อาริยา, วงจรอิเล็กทรอนิกส์เล่ม3
พิมพ์ครั้งที่ 1 ซีเอ็ดดูเคชั่น 2530
4. สุว่างประกายรุ่ง, วารสารเคมีคอนดักเตอร์, เรื่องหลักการออกแบบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง, ปีที่
2530, เล่มที่ 81-83, กรุงเทพฯ ซีเอ็ดดูเคชั่น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้