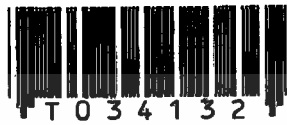


ปีการศึกษา 2541

เครื่องทดสอบพิกัดกำลังของแบตเตอรี่

BATTERY A-H TESTER



โดย  
นายวรเชษฐ์ จุลวงษ์  
นายสมบัติ ชนินทรพิพัฒน์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 34132
วัน, เดือน, ปี - 6 ต.ค. 2542

ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
แปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องทดสอบพิกัดกำลังของแบตเตอรี่

BATTERY A-H TESTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องทดสอบพิกัดกำลังของแบตเตอรี่

ผู้จัดทำ

1. นายวรเชษฐ์ จุลวงษ์
2. นายสมบัติ ชนินทรพิพัฒน์



  
อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องทดสอบพิกัดกำลังของแบตเตอรี่

นายวรเชษฐ์ จุลวงษ์  
นายสมบัติ ชนินทรพิพัฒน์  
ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2541

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการทดสอบความสามารถของแบตเตอรี่ โดยปริญญาานิพนธ์นี้จะอาศัยหลักการของการสวิตชิงทรานซิสเตอร์ในวงจรบัคเรกทูเลเตอร์ที่ความถี่ 1 กิโลเฮิร์ต เพื่อให้กระแสคงที่ ที่พิกัด 200 โวลต์ 50 แอมป์ โดยสามารถเลือกย่านของแรงดันที่นำมาทดสอบ ขณะทำการทดสอบแบตเตอรี่จะทำการจ่ายกระแสคงที่ตลอด และขณะที่ทำการทดสอบจะบันทึกค่ากระแส แรงดันและเวลาไว้ จะทำการทดสอบจนกว่าแรงดันของแบตเตอรี่ตกลงที่ 90 เปอร์เซ็นต์ของพิกัด ค่ากระแสและเวลาขณะนั้นสามารถคำนวณหาพิกัด แอมป์-อวาร์ ของแบตเตอรี่ที่แท้จริง

**BATTERY A-H TESTER**

Worachet Julawong  
Sombat Chanintornpipat  
Asst.Prof.Prapas Prisuwanna Advisor  
1998

**Abstract**

The purpose of this project is to present the test of capacity rating of battery. The principle of this project keeps constant load in Buck Regulator at 1 kHz in order to be 200 volts 50 amps. The test can choose range of load for varied ranges of voltages. The data from the test can also be utilized in calculating the capacity rating of battery. The load is take constant current until the output voltage of battery is dropped about 90% from rated battery. Instantly current and time can calculate amp-hour of rate battery.

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ASTRASCT	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VII
เนื้อหาของทฤษฎี	
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์	6
2.1 บทนำ	6
2.2 การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ในอุดมคติ	6
2.3 การใช้งานทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ในความเป็นจริง	8
2.4 ช่วงเวลาการสวิตช์	10
2.5 การเพิ่มความเร็วในการสวิตช์	12
2.6 ทรานซิสเตอร์กำลังและการควบคุมวงจรไฟฟ้า	12
บทที่ 3 ขอบเปอร์แหล่งจ่ายกระแสตรง	20
3.1 บทนำ	20
3.2 หลักการในการแปลงแรงดันให้ลดลง	20
3.3 หลักการในการแปลงแรงดันให้ลดลงโดยมีโหลด RL	22
3.4 หลักการในการแปลงแรงดันให้สูงขึ้น	25
3.5 ชนิดของวงจรขอบเปอร์	27
3.6 การคงค่าโดยการสวิตช์	31
3.7 บัควีคจูเรเตอร์	33
บทที่ 4 การสร้างสัญญาณสวิตช์	37
4.1 บทนำ	37
4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	37
4.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมแรงดัน	38
4.3.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน	
4.3.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าของคอนเวอร์เตอร์	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.3.3 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ (TD)

## 4.3.4 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาท์พุทของ ไอซี

บทที่ 5 วงจรการทำงานและผลการทดลอง	42
5.1 วงจรชุดเปรียบเทียบ	42
5.2 วงจรสร้างสัญญาณไฟคี่	42
5.3 วงจรสร้างสัญญาณ PWM	43
5.4 หลักการทำงานของวงจร Feed Back	43
5.5 วงจรชุดขับเบต	44
5.6 ชุดเลือกย่านของความดัน	45
5.7 วงจรกำลัง	47
บทที่ 6 บทวิจารณ์และสรุป	59

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ



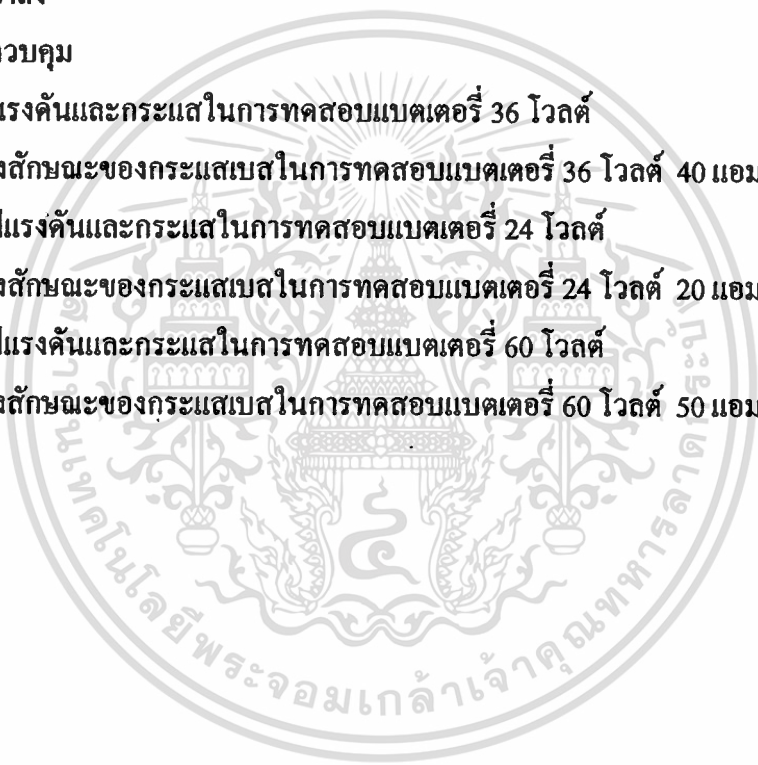
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 กรณีสวิตช์ ON - OFF ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม	7
รูปที่ 2.2 กราฟลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์	9
รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตในวงจรทรานซิสเตอร์สวิตซ์	11
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต	11
รูปที่ 2.5 (ก) ทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็นและสัญลักษณ์ (ข) ทรานซิสเตอร์แบบพีเอ็นพีและสัญลักษณ์	13
รูปที่ 2.6 (ก) วงจรทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็น ต่อแบบอิมิตเตอร์ร่วม (ข) เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงดันกับกระแสของ(ก)	15
รูปที่ 2.7 (ก) เส้นโค้งลักษณะสมบัติสำหรับการปฏิบัติงานปลอดภัยของทรานซิสเตอร์ (ข) เส้นลักษณะสมบัติทั้งหลายในทรานซิสเตอร์	18
รูปที่ 2.8 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์	19
รูปที่ 3.1 การแปลงผันแรงดันลดค่าลงกับโหลดตัวต้านทาน	21
รูปที่ 3.2 การแปลงผันแรงดันลดค่าลงกับโหลด $RL$	23
รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลและลักษณะรูปคลื่นของโหลด $RL$	23
รูปที่ 3.4 ลักษณะการทำงานแบบขั้วระดับแรงดัน	26
รูปที่ 3.5 ลักษณะการส่งถ่ายพลังงาน	27
รูปที่ 3.6 ชนิดของวงจรขอปเปอร์	38
รูปที่ 3.7 วงจรขอปเปอร์ชนิดบี	29
รูปที่ 3.8 วงจรขอปเปอร์ชนิดซี	30
รูปที่ 3.9 วงจรขอปเปอร์ชนิดดี	30
รูปที่ 3.10 วงจรขอปเปอร์ชนิดอี	31
รูปที่ 3.11 ส่วนประกอบของสวิตซ์โหมคเร็กูเลเตอร์	32
รูปที่ 3.12 บัควีคูลเตอร์สำหรับกระแสโหลดต่อเนื่อง	34
รูปที่ 4.1 วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน	37
รูปที่ 4.2 ลักษณะความกว้างของเอาต์พุตผลจากการมอดูเลต	38
รูปที่ 4.3 การจัดโครงสร้างภายในและการจดขาของไอซี TL 494	39
รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ของค่า $R_T, C_T$ ในการกำหนดความถี่	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.5 รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	40
รูปที่ 4.6 ลักษณะการเลือกใช้อิเหน้าท์พุตของ TL 494	41
รูปที่ 5.1 วงจรเปรียบเทียบแรงดันด้วยไอซีเบอร์ LM 710	42
รูปที่ 5.2 แสดงการสร้างสัญญาณไฟดีซีด้วยไอซีเบอร์ CA 3140	42
รูปที่ 5.3 การสร้างสัญญาณ PWM ด้วยไอซีเบอร์ TL 494	43
รูปที่ 5.4 วงจร Feedback	43
รูปที่ 5.5 วงจรชดเชยเบส	44
รูปที่ 5.6 ชุดเลือกย่านแรงดัน	46
รูปที่ 5.7 วงจรกำลัง	48
รูปที่ 5.8 วงจรควบคุม	49
รูปที่ 5.9 กราฟแรงดันและกระแสในการทดสอบเบตเตอร์ 36 โวลต์	51
รูปที่ 5.10 แสดงลักษณะของกระแสเบตในการทดสอบเบตเตอร์ 36 โวลต์ 40 แอมป์	52
รูปที่ 5.11 กราฟแรงดันและกระแสในการทดสอบเบตเตอร์ 24 โวลต์	54
รูปที่ 5.12 แสดงลักษณะของกระแสเบตในการทดสอบเบตเตอร์ 24 โวลต์ 20 แอมป์	55
รูปที่ 5.13 กราฟแรงดันและกระแสในการทดสอบเบตเตอร์ 60 โวลต์	57
รูปที่ 5.14 แสดงลักษณะของกระแสเบตในการทดสอบเบตเตอร์ 60 โวลต์ 50 แอมป์	58



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่1 การทดสอบแบตเตอรี่ 12 โวลต์ 3 ลูก ต่ออนุกรมกัน	50
ตารางที่2 การทดสอบแบตเตอรี่ 12 โวลต์ 2 ลูก ต่ออนุกรมกัน	53
ตารางที่3 การทดสอบแบตเตอรี่ 12 โวลต์ 5 ลูก ต่ออนุกรมกัน	56



## บทที่ 1

## บทนำ

## 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้ เป็นที่ทราบกันดีอยู่แล้วว่าแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ( DC Source) ได้มีการนำไปใช้ในวงการอุตสาหกรรมอย่างกว้างขวางในด้านแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าสำรอง เพราะแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงนี้ มีความสามารถในการเก็บสะสมพลังงานไว้ได้โดยเก็บไว้ในรูปแบบของประจุไฟฟ้า ซึ่งแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงหรือแบตเตอรี่นี้ เมื่อเรานำไปใช้งานก็จะมี การเสื่อมสภาพไปตามอายุการใช้งาน ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องทำการตรวจสอบประสิทธิภาพของแบตเตอรี่ทุกๆ ตัวที่เรานำไปใช้งานว่ายังใช้งานได้ในระดับที่เราพอใจหรือไม่ ถ้าประสิทธิภาพไม่เป็นที่พอใจเราก็สามารถเปลี่ยนใหม่ได้ก่อนที่จะสร้างปัญหาให้กับระบบของเรา

ในการนำเอาแบตเตอรี่มาใช้งานจะต้องพิจารณาดังคุณสมบัติของแบตเตอรี่ที่ผู้ผลิตให้มา ซึ่งคุณสมบัติของแบตเตอรี่มาโดยส่วนมากจะบอกมาในลักษณะของ ขนาดพิกัดกำลังของแบตเตอรี่ ซึ่งจะบอกมาเป็นค่า แอมป์-อาวร์ ( Amp-Hour ) ค่าโวลต์ต่อเซลล์ ค่าพิกัดกระแส ค่า C หรือ CA ค่าขนาดกระแสที่สามารถคายประจุได้สูงสุด (Maximum Discharge Current) และ Discharge Curve ค่า End of Cell Voltage ซึ่งจะเป็ค่าต่ำสุดในการพิจารณาว่าแบตเตอรี่หมดหรือยัง แต่ในการที่เราจะพิจารณาประสิทธิภาพของแบตเตอรี่ ในปริยญาณินพนธ์เล่มนี้นั้น เราจะพิจารณาดัง พิกัดกำลังของแบตเตอรี่ (Amp-Hour) ว่าเป็นไปตามที่ผู้ผลิตส่งให้มาหรือไม่ และในกรณีที่เราไม่ทราบถึงค่าพิกัดกำลังของแบตเตอรี่ เราก็สามารถใช้อุปกรณ์ทดสอบนี้ไปทดสอบหาพิกัดกำลังของแบตเตอรี่ว่ามีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้งานได้แค่ไหน

ในการที่เราจะตรวจสอบประสิทธิภาพของแบตเตอรี่นั้นเราจะพิจารณาด้านพิกัดกำลังของแบตเตอรี่ซึ่งจะพิจารณาในลักษณะ แอมป์-ฮาวร์ ( Amp-Hour ) โดยในการวัดเราจะให้ แบตเตอรี่ที่จะนำมาทดสอบไปจ่ายภาระทางไฟฟ้า โดยภาระทางไฟฟ้านั้นเราจะใช้ความต้านทาน เพราะว่าป็นภาระทางไฟฟ้ากระแสตรง แต่เนื่องจากเราใช้เวลาในการทดสอบแบตเตอรี่เป็นเวลานานทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ตัวต้านทาน ทำให้ค่าความต้านทานมีการเปลี่ยนแปลง เพราะค่าความต้านทานนี้จะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ และค่าแรงดันของแบตเตอรี่นั้นในขณะที่ทำการทดสอบมีค่าลดลงเรื่อยๆ ทำให้กระแสที่จ่ายออกมาจากแบตเตอรี่มีค่าไม่คงที่ทำให้ผลที่ได้จากการทดลองเป็นข้อมูลที่ไม่แท้จริง เพราะฉะนั้นปริยญาณินพนธ์เล่มนี้ จะกล่าวถึงการนำเอาวงจรทาง อิเลคทรอนิคส์เข้ามาช่วยในการทำให้กระแสที่จ่ายออกมาจากแบตเตอรี่มีค่าคงที่ที่ค่าๆ หนึ่งตามที่เรากำหนดไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

เป็นความจำเป็นอย่างยิ่งที่วิศวกรควบคุม จำเป็นจะต้องทำการตรวจสอบสภาพของ แบตเตอรี่ในระบบไฟฟ้าสำรองให้มีประสิทธิภาพสูงสุดในการทำงาน เพราะว่าอายุการใช้งานของ แบตเตอรี่จะขึ้นอยู่กับองค์ประกอบต่างๆ หลายอย่าง เช่น อุณหภูมิใช้งาน การตั้งโวลต์ต่ำสุด ค่า แรงดันที่ใช้ในการประจุไฟฟ้า ฯลฯ ดังนั้นจึงต้องทำการทดสอบและเปลี่ยนแบตเตอรี่ที่ไม่ได้ มาตรฐานเพื่อให้ระบบไฟฟ้าสำรองที่เราใช้สามารถทำงานได้ในระดับที่เรายอมรับ

วัตถุประสงค์หลักในการวิจัยและสร้างเครื่องทดสอบความสามารถของแบตเตอรี่ โดยทำ การทดสอบพิถีพิถันของแบตเตอรี่มีดังต่อไปนี้ คือ

1. เพื่อสร้างเครื่องทดสอบที่มีความสามารถทดสอบแบตเตอรี่ใช้งานได้จริงใน ทางปฏิบัติเพื่อจะนำไปใช้ในการทดสอบแบตเตอรี่ เพราะว่าราคาของเครื่อง ทดสอบแบตเตอรี่นี้มีราคาสูงมาก
2. เพื่อศึกษาแนวทางการประยุกต์ใช้เครื่องทดสอบกับอุปกรณ์ทดสอบประเภท อื่นที่มีลักษณะการใช้งานคล้ายคลึงกัน
3. เพื่อศึกษาคุณสมบัติและลักษณะของการควบคุมการจ่ายกระแสของแบตเตอรี่ ให้คงที่ เพราะว่าแรงดันของแบตเตอรี่เมื่อนำมาคายประจุจะมีค่าไม่คงที่
4. เพื่อที่จะสามารถนำความรู้ ความเข้าใจ ตลอดจนเทคนิคต่างๆ ที่ได้เรียนรู้มา นำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างโครงการที่แท้จริง

## 1.3 ขอบเขตของปริญญาณิพนธ์

เครื่องทดสอบความสามารถของแบตเตอรี่ที่สร้างขึ้นมานี้จะมีพิถีพิถันความสามารถอยู่ที่ 200 โวลต์ 50 แอมป์ โดยที่สามารถเลือกข่านแรงดันเพื่อให้เหมาะสมกับค่าแรงดันของแบตเตอรี่ ที่จะนำมาทดสอบ การเพิ่มขีดความสามารถของเครื่องทดสอบสามารถทำได้โดยการเพิ่มขนาด ทางด้านวงจรกำลังให้สามารถรับค่าพิถีพิถันที่ใหญ่ขึ้น

ปัญหาที่สำคัญของเครื่องทดสอบคือ การเลือกค่าของความต้านทาน ทางด้านวงจรกำลัง ของเครื่องทดสอบให้มีความเหมาะสมกับขนาดแรงดันของแบตเตอรี่ที่จะนำมาทดสอบ หากเลือก ข่านของความต้านทานที่ไม่เหมาะสมก็จะมีผลทำให้วงจรกำลังของเครื่องทดสอบเกิดความเสียหาย ได้

## 1.4 หลักการ

ในการทดสอบพิกัดกำลังของแบตเตอรี่นี้จะทำโดยการนำแบตเตอรี่จ่ายภาระ โดยทำการควบคุมกระแสที่ออกมาจากแบตเตอรี่ที่ค่าๆ หนึ่ง ซึ่งการที่เราจะควบคุมให้กระแสมีค่าคงที่ได้นั้น เราจะต้องอาศัยวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์เข้ามาช่วย สำหรับปริยญาณิพนธ์เล่มนี้จะอาศัยหลักการของทรานซิสเตอร์ที่สามารถควบคุมกระแสเบสเพื่อบังคับกระแสคอลเลกเตอร์ได้ โดยจะอาศัยการเปิด-ปิดของทรานซิสเตอร์นี้ในการบังคับให้กระแสที่ออกมาจากแบตเตอรี่มีค่าคงที่ โดยการเปิด-ปิดของทรานซิสเตอร์จะทำได้โดยการปรับสัญญาณพัลส์ที่จ่ายกระแสเบส

เครื่องทดสอบพิกัดกำลังของแบตเตอรี่นี้จะอาศัยการป้อนกลับมายังส่วนควบคุมของกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ โดยส่วนประกอบในการสร้างเครื่องทดสอบนี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ ดังนี้

### 1. ส่วนของวงจรกำลัง จะประกอบด้วย

1.1 Power Transister

1.2 ชุดโหลดตัวต้านทาน

1.3 คอนแทกเตอร์ทำหน้าที่เลือกย่านแรงดัน

1.4 อินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์เพื่อช่วยให้กระแสและแรงดันมีความต่อเนื่อง

### 2. ส่วนของวงจรควบคุม จะประกอบด้วย

2.1 วงจรสร้างพัลส์ PWM

2.2 วงจรสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

2.3 วงจรขั้วเบสของทรานซิสเตอร์

2.4 วงจรเปรียบเทียบ

2.5 วงจรป้อนกลับ

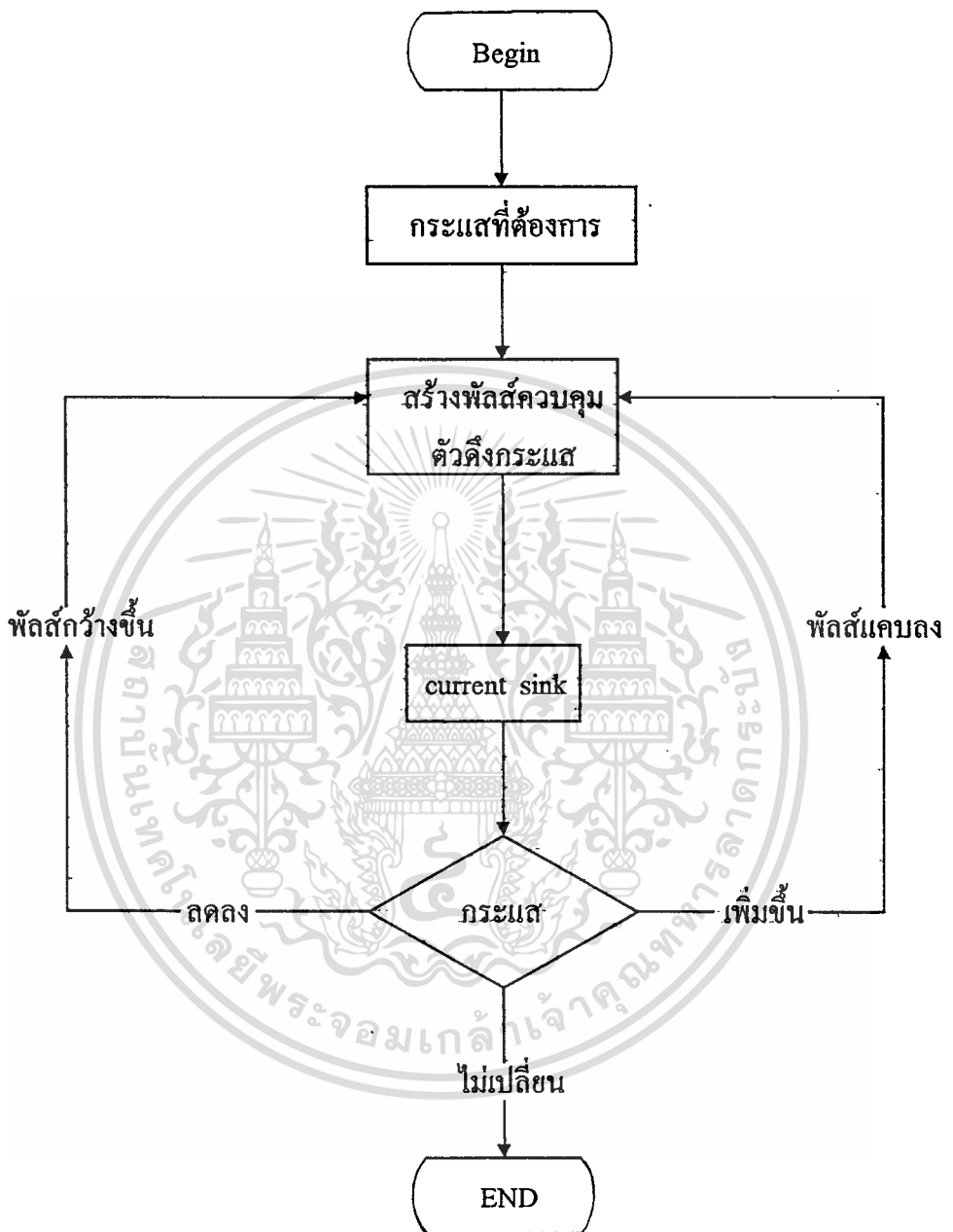
2.6 วงจรชุดเลือกย่านแรงดัน

2.7 วงจรปรับอัตราการขยายของแรงดัน

หลักการทำงานของวงจรควบคุมคือ จะนำสัญญาณจากวงจรป้อนกลับที่ทำการลดทอนกระแสเข้ามาเปรียบเทียบกับค่ากระแสที่ตั้งไว้ในวงจรเปรียบเทียบ แล้วจึงนำสัญญาณจากวงจรเปรียบเทียบนี้ไปใช้ในการสร้างสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงในวงจรสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้นี้จะนำไปตัดกับสัญญาณฟันปลาในวงจรสร้างพัลส์ PWM เพื่อที่จะนำสัญญาณที่ได้นี้ส่งเข้าวงจรขั้วเบสของทรานซิสเตอร์ เพื่อที่จะนำไปใช้ในการเปิด-ปิดทรานซิสเตอร์ เราสามารถอธิบายการทำงานในรูปแบบของ Flow Chart ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

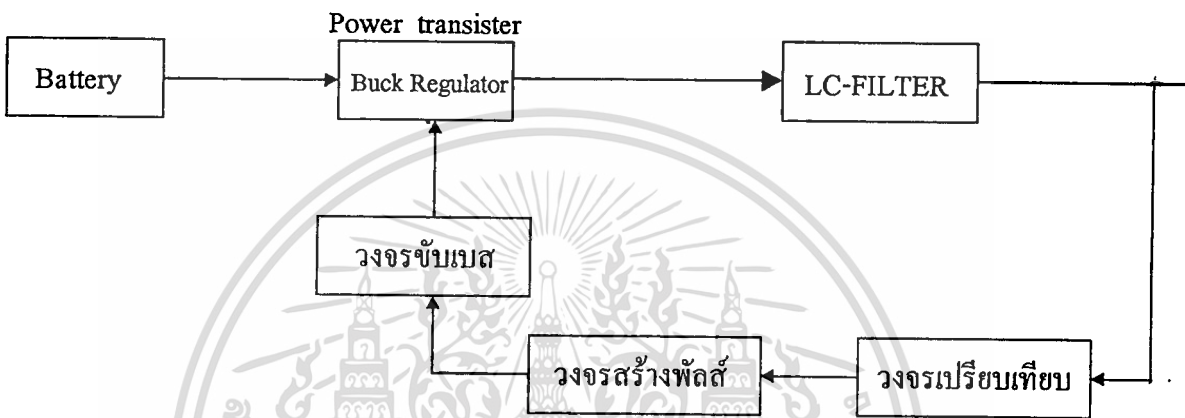
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลักษณะรูปแบบของ FLOW CHART

จาก Flow Chart ข้างบนเราสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้ จากจุดเริ่มต้นเราจะทำการตั้งค่ากระแสที่เราต้องการ แล้วทำการปรับค่ากระแสโดยการปรับพัลส์ให้ได้ค่ากระแสตามต้องการ แล้วทำการตรวจสอบว่าค่าของกระแสนั้นเปลี่ยนแปลงไปจากค่าที่ตั้งไว้หรือไม่ ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงก็จะตรวจสอบว่าเพิ่มขึ้นหรือลดลง โดยจะส่งสัญญาณไปทำการปรับความกว้างความแคบเนื้อพัลส์ เพื่อให้ได้ค่ากระแสตามที่ตามค่าที่ตั้งไว้ตอนต้น

หรือเราอาจจะแสดงขั้นตอนการทำงานเป็น Block Diagram ได้ดังนี้



ลักษณะของ BLOCK DIAGRAM

## บทที่ 2

## การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์

## 2.1 บทนำ

ทรานซิสเตอร์มีลักษณะการทำงานได้ตามสถานะคือ แอคทีฟ คัทออฟ และอิ่มตัว การใช้งานทรานซิสเตอร์ ในสถานะแอคทีฟ เราได้กล่าวถึงมามากแล้วในบทนี้เราจะให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะคัทออฟและอิ่มตัว นั่นก็คือต้องการให้ทรานซิสเตอร์มีคุณสมบัติเป็นสวิตช์ในขณะที่ทรานซิสเตอร์คัทออฟจะมีกระแสไหลได้เพียงเล็กน้อย จนเสมือนไม่มีกระแสไหลหรือเป็นสวิตช์ในสถานะเปิดวงจร (off) และเมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะอิ่มตัวจะมีกระแสไหลผ่านตัวทรานซิสเตอร์ได้มาก เหมือนกับว่าทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะออน ปิดวงจร (on)

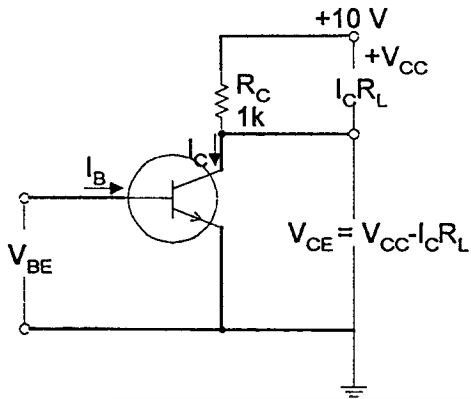
## 2.2 การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ในอุดมคติ

รูปที่ 2.1 (ก) เป็นวงจรทรานซิสเตอร์ชนิดอิมิตเตอร์ร่วมที่ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ โดยตัวทรานซิสเตอร์เสมือนเป็นสวิตช์ให้กับโหลด  $R_L$  ที่ต่อระหว่าง  $V_{CC}$  กับขาคอลเลกเตอร์ของตัวทรานซิสเตอร์ ส่วนขามิตเตอร์ต่อลงกราวด์ ทรานซิสเตอร์จะกระทำตัวคล้ายกับสวิตช์ ซึ่งจะสวิตช์ปิด - เปิด ระหว่างขาคอลเลกเตอร์กับขามิตเตอร์ส่วนของแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้าที่ขาเบสทำตัวเป็นส่วนควบคุมการทำงานของสวิตช์ ถ้าพิจารณาตามกฎของเคิซโฮฟ เราจะพบว่าส่วนของแรงดัน  $V_{CE}$  เราสามารถหาได้จาก

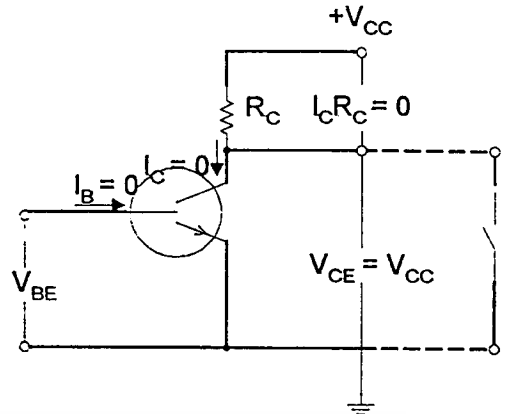
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L \quad (2.1)$$

เมื่อแรงดันที่เบสอิมิตเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ หรือไบแอสกลับที่ขั้วอิมิตเตอร์ ส่วนกระแส  $I_B$  จะมีค่าเป็นศูนย์ด้วย กระแสคอลเลกเตอร์จะมีค่าประมาณศูนย์ด้วย ในสถานะเช่นนี้ทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะคัทออฟ นั่นคือแรงดันที่ตกคร่อมโหลดจะมีค่าเป็นศูนย์ (เพราะกระแส  $I_C = 0$ ) แรงดันตกคร่อม  $V_{CE}$  หาได้จาก

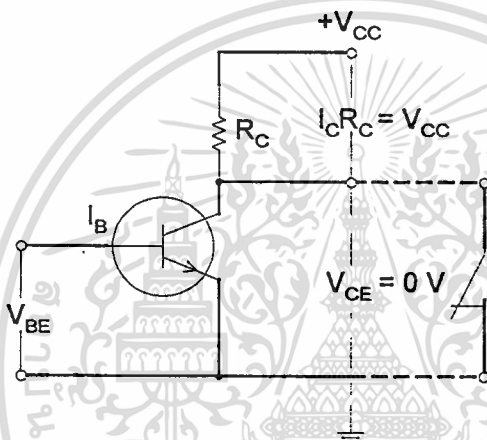
$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - (0 \cdot R_L) \\ &= V_{CC} \end{aligned}$$



(ก) วงจรอิมิตเตอร์ร่วม



(ข) กรณีที่สวิตช์ออฟ



(ค) กรณีที่สวิตช์ออน

รูปที่ 2.1 กรณีที่สวิตช์ ON - OFF ของวงจรอิมิตเตอร์ร่วม

นั่นคือเมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะคัตออฟ แรงดันที่คอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์จะมีค่าประมาณเท่ากับแรงดัน  $V_{CC}$  ครั้นเมื่อทำให้แรงดันที่เบสมีค่าเป็นบวก หรือป้อนกระแส  $I_B$  จนทำให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัว จะทำให้กระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  ไหลได้เป็นจำนวนมากมาย ดังนั้นแรงดันตกคร่อมโหลดจะมีค่าเป็น  $I_C R_L$  ซึ่งมีค่าประมาณได้เท่ากับ  $V_{CC}$  และจากสมการเดิมเราสามารถหา  $V_{CE}$  ได้เป็น

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - V_{CC} \\ &= 0 \end{aligned}$$

หรือกล่าวได้ว่าทรานซิสเตอร์อิ่มตัวหรือออนเป็นผลให้  $V_{CE}$  มีค่าประมาณเท่ากับศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะสมบัติทางอุดมคตินี้เองทำให้เราเห็นว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นกับทรานซิสเตอร์พลอยมีค่าเป็นศูนย์ด้วยทั้งนี้เพราะ

$$P_D = I_C \times V_{CE} \quad (2.2)$$

เมื่อคิดว่าทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะคัตออฟ  $I_C = 0$

$$P_D = 0 \cdot V_{CE} = 0$$

เมื่อคิดว่าทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะอิ่มตัว  $V_{CE} = 0$

$$P_D = I_C \times 0 = 0$$

### 2.3 การใช้งานทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ตามความจริง

เพื่อที่เข้าใจลักษณะการใช้งานจริง ๆ ของทรานซิสเตอร์ เราจะต้องมาพิจารณาว่าการทำงานของมันแตกต่างจากคุณสมบัติในทางอุดมคติเพียงไร และสิ่งที่เราจะทำให้เห็นได้ชัดคือกราฟลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์ จากสมการเดิมเมื่อ  $I_C = 0$ ,  $V_{CE} = V_{CC} - 0$  ซึ่งค่า  $V_{CE}$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_{CC} = 10$  โวลต์ (ดูรูปที่ 2.1) ว่างจุด A ลงบนกราฟลักษณะสมบัติ  $I_C = 0$  และ  $V_{CE} = 10$  โวลต์ แต่เมื่อ  $V_{CE} = 10$  โวลต์ เราหาค่า  $I_C$  ได้ ดังนี้

$$0 = V_{CC} - I_C R_L$$

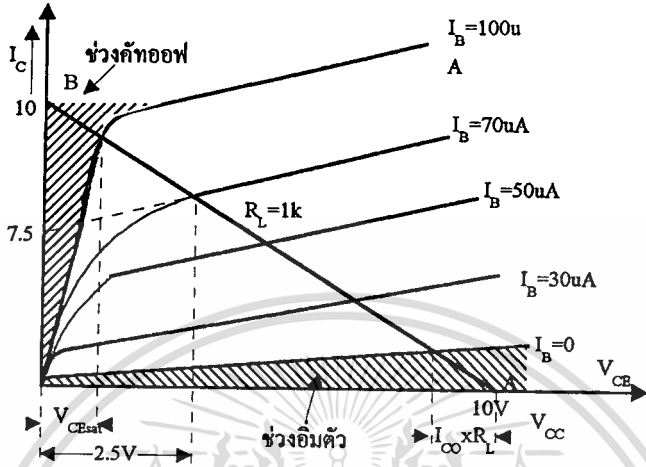
$$\begin{aligned} I_C &= \frac{V_{CC}}{R_C} \\ &= \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ mA} \end{aligned}$$

ว่างจุด B ลงบนกราฟลักษณะสมบัติที่  $V_{CE} = 10$  และ  $I_C = 10 \text{ mA}$  ลากเส้นสมการจากโหนด ซึ่งเป็นเส้นเชื่อมต่อ (ดูรูปที่ 2.2) เส้นสมการโหนดนี้จะเป็นตัวบอกค่าความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดัน นั่นคือที่จุดค่ากระแส  $I_C$  มีค่าต่าง ๆ แรงดัน  $V_{CE}$  ก็พลอยมีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย พื้นที่ของกราฟในส่วนบริเวณแรเงาจะเป็นส่วนที่เรียกว่าอิ่มตัว และคัตออฟ

เมื่อทำให้ทรานซิสเตอร์คัตออฟหรือกระแส  $I_B = 0$  ถ้าเราดูจากกราฟเราจะเห็นว่าค่าของแรงดัน  $V_{CE}$  ที่ได้มีค่าน้อยกว่า  $V_{CC}$  นั่นคือจะต้องมีกระแสบางส่วนไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้บ้าง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสเหล่านี้เรียกว่า กระแสรั่วไหล  $I_{CBO}$  ดังนั้นแรงดัน  $V_{CE}$  จริง ๆ สามารถหาได้จากสมการ

$$V_{CE} = V_{CC} - I_{CBO} \cdot R_L \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.2 กราฟลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์

เมื่อ  $V_{CC} = 10$  โวลต์  $R_L = 1k$  และ  $I_{CBO} = 1 A$

$$\begin{aligned} V_{CE} &= 10 V - (1A \times 1k\Omega) \\ &= 9.999 V \\ &= V_{CC} \end{aligned}$$

ครั้งเมื่อเราพิจารณาทางด้านอิมิตัวบ้าง เราจะเห็นว่าเมื่อทรานซิสเตอร์เข้าสู่สภาวะอิมิตัวแรงดัน  $V_{CE}$  ที่เกิดขึ้นยังไม่มีค่าเป็นศูนย์ จะมีค่าประมาณ  $V_{CE(sat)}$  (ประมาณ 0.2 โวลต์)

เงื่อนไขการทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อนหรืออิมิตัว เราอาจจะทำให้ทรานซิสเตอร์อิมิตัวได้ด้วยเงื่อนไขดังนี้

1. ถ้าเราทำการออกแบบหรือคำนวณค่า  $I_B$  และ  $I_C$  ได้จากวงจร ค่าที่ปรากฏเมื่อ  $I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$  จะทำให้ทรานซิสเตอร์อิมิตัว

2. ทรานซิสเตอร์จะอิมิตัว เมื่อทำการไบแอสแรงดันระหว่างเบสอิมิตเตอร์ชนิดไบแอสตรงเงื่อนไขของการทำให้ทรานซิสเตอร์ออฟหรือคัทออฟ ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะคัทออฟเมื่อ

1. รอยต่อระหว่างเบสและอิมิตเตอร์จะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับหรือแรงดัน  $V_{CE}$  มีค่าเป็นศูนย์

2. กระแสเบสมีค่าเป็นศูนย์

เอกสารนี้เขียนขึ้นเพื่อใช้ในการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งหนึ่งที่ช่วยเราออกแบบการใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์คือการกำหนดค่า  $h_{FEmin}$  หรือค่า  $h_{FE}$  ที่ต่ำที่สุด ที่เป็นไปได้ ทรานซิสเตอร์จะอิ่มตัวเมื่อกำหนดอัตราส่วนระหว่างกระแส  $I_C = h_{FEmin}$  ดังตัวอย่างเช่น เมื่อต้องการออกแบบวงจรทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิตช์ โดยที่  $I_B = 0.2 \text{ mA}$  จึงคำนวณหาค่า  $h_{FEmin}$  โดยสมมติวงจรที่ใช้เป็นวงจรรูปที่ 1 กรณีอิ่มตัวค่า  $I_C$  หาได้จาก

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{V_{CC}}{R_L} \\ &= 10 \text{ mA} \end{aligned}$$

ดังนั้น  $h_{FEmin}$  ของทรานซิสเตอร์ คือ

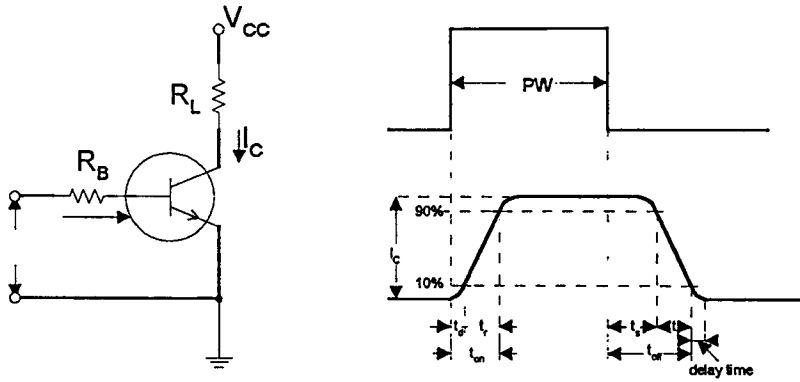
$$h_{FEmin} = \frac{10 \text{ mA}}{0.2 \text{ mA}} = 50$$

นั่นหมายความว่าเราใช้ทรานซิสเตอร์อะไรก็ได้ที่มีอัตราขยาย  $h_{FE} > 50$  จะทำให้มันอยู่ในสถานะอิ่มตัวได้

## 2.4 ช่วงเวลาการสวิตช์

ช่วงเวลาการสวิตช์เป็นสิ่งที่สำคัญมากประการหนึ่งในการใช้งาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความถี่สูงถ้าพิจารณาการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์ตามรูปที่ 2.1 ซึ่งให้ความสัมพันธ์ของกระแสเบสกับกระแสคอลเลกเตอร์ เมื่อป้อนกระแสเบสในทันทีทันใด ทรานซิสเตอร์ไม่สามารถมาอยู่ในสถานะอิ่มตัวได้ทันที ช่วงเวลาความแตกต่าง ระหว่างกระแสคอลเลกเตอร์กับกระแสเบส ในขณะเริ่มสวิตช์นี้ เราเรียกว่า ช่วงเวลาหน่วง (delay time)  $t_d$  ช่วงเวลานี้เรานิยามได้โดย เป็นระยะเวลาห่างจากจุดเริ่มต้นของการสวิตช์ จนถึงกระแสเพิ่มขึ้นเป็น 10 % ของกระแสคอลเลกเตอร์อิ่มตัว นอกจากนี้ช่วงเวลาที่ขาขึ้น ยังปรากฏที่กระแสเอาต์พุตด้วย ช่วงเวลาหน่วงและช่วงเวลาที่ขาขึ้นรวมเรียกว่า ช่วงเวลาออน (on time)

ในทำนองเดียวกัน ทรานซิสเตอร์ก็ไม่สามารถตัดออฟได้ทันทีทันใดช่วงเวลาการตัดออฟประกอบด้วย ช่วงเวลาสะสม (storage time)  $t_s$  และ ช่วงเวลาขาลง (fall time)  $t_f$  ช่วงเวลาสะสมเป็นผลมาจากการสะสมประจุ เมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสถานะอิ่มตัว ส่วนของประจุจะสะสมที่บริเวณรอยต่อ ครั้นเมื่อทำให้ทรานซิสเตอร์ตัดออฟประจุส่วนนี้ยังหลงเหลืออีกเล็กน้อย ช่วงเวลาที่สะสมนี้เป็นช่วงเวลาที่นับตั้งแต่การเริ่มทำให้ทรานซิสเตอร์ตัดออฟ จนถึงเวลาที่กระแสคอลเลกเตอร์ลดลงเหลือ 90 % ของกระแสอิ่มตัว ส่วนช่วงเวลาที่ขาลงนั้นจะนับต่อมา

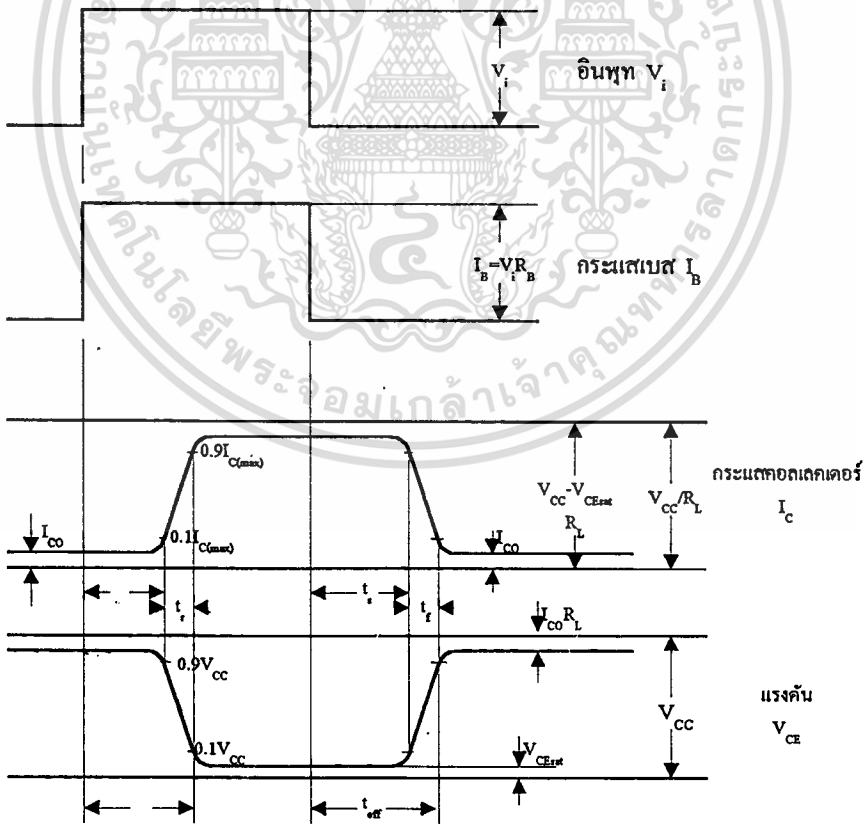


รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตในวงจรทรานซิสเตอร์สวิตชิง

จนกระทั่งกระแสคอลเลกเตอร์ลดลงเหลือเพียง 10 % ของค่ากระแสอิ่มตัว โดยปกติตามคู่มือผู้ผลิตจะบอกมาเป็นช่วงเวลาออนและช่วงเวลาออฟ แต่ทรานซิสเตอร์บางตัวผู้ผลิตจะให้ข้อมูลทั้งหมดคือ  $t_d, t_r, t_f, t_s$  สรุปช่วงเวลาออนและออฟได้ดังนี้

ช่วงเวลาออน =  $t_d + t_r$

ช่วงเวลาออฟ =  $t_f + t_s$



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หากต้องการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ถือว่าผิดกฎหมาย

รูปที่ 2.4 เป็นรูปที่แสดงความสัมพันธ์ของแรงดัน  $V_i$  กระแสเบส  $I_B$  กระแสคอลเลคเตอร์ และแรงดัน คอลเลคเตอร์ - อิมิตเตอร์ ค่าทั้งหมดนี้เป็นค่าแสดงความเป็นจริง คือในขณะที่ทรานซิสเตอร์อิมิตตัว เราจะนำเอาค่า  $V_{CEsat}$  มาคิดด้วย นั่นคือคอลเลคเตอร์ขณะอิมิตตัวจะมีค่าเป็น  $(V_{CC} - V_{CEsat}) / R_L$  และในทำนองเดียวเมื่อทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะคัทออฟ ก็จะมีกระแสรั่วไหล  $I_{CEO}$  เกิดขึ้น ค่ากระแสนี้ยังจะทำให้แรงดัน คอลเลคเตอร์ อิมิตเตอร์ ไม่เท่ากับ  $V_{CC}$  แต่จะมีค่าเป็น  $V_{CC} - I_{CBO}R_L$  โดยปกติค่า  $I_{CBO}$  มีค่าน้อยมากจนบางครั้งในการออกแบบวงจรเราละเลยส่วนของกระแสนี้ได้

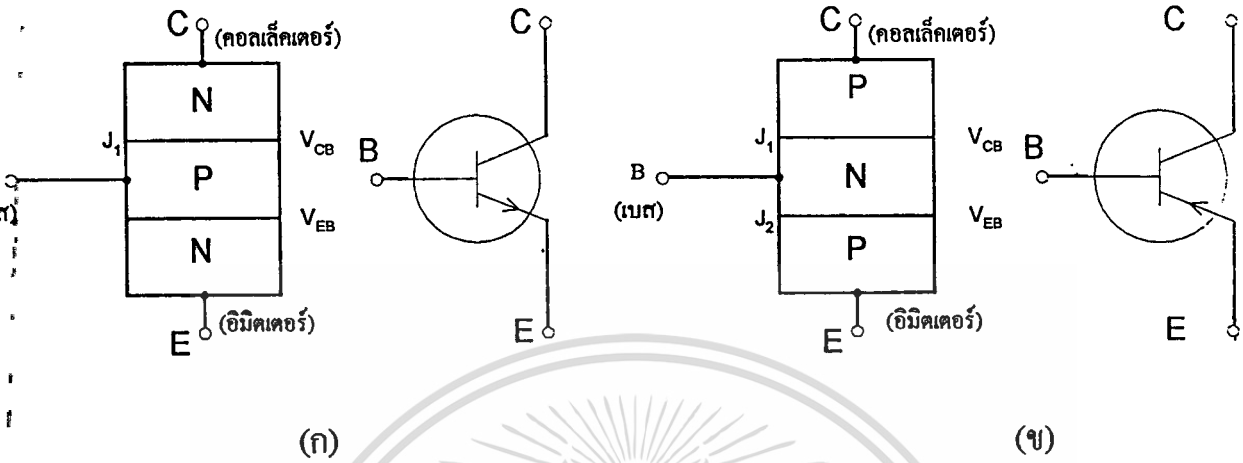
## 2.5 การเพิ่มความเร็วในการสวิตช์

การสวิตช์จะยิ่งช้าลงถ้าหากแรงดันที่เบสอิมิตเตอร์ อยู่ในสภาวะไบแอสกลับก่อนการสวิตช์ทั้งนี้เป็นเพราะว่าตัวเก็บประจุที่บริเวณรอยต่อได้รับการไบแอสกลับมีประจุเก็บไว้ก่อนครั้นเมื่อต้องการสวิตช์ ประจุเหล่านี้จะต้องคายออกเพื่อให้แรงดัน  $V_{BE}$  เป็นบวก ดังนั้นถ้าเราต้องการให้ช่วงการสวิตช์เร็วขึ้น แรงดัน  $V_{BE}$  ควรจะมีค่าเป็นศูนย์ หรือไบแอสกลับให้น้อยที่สุด และในการลดเวลาขาขึ้นกระแส  $I_B$  ควรจะป้อนให้มีค่ามากกว่าปกติ ที่พอเพียงทำให้ทรานซิสเตอร์อิมิตตัวกระแสกระทำดังกล่าวจะเป็นการลดช่วงเวลาออนได้

## 2.6 ทรานซิสเตอร์กำลังและการควบคุมวงจรไฟฟ้า

ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เป็นทรานซิสเตอร์แบบรอยต่อไบโพลาร์ (bipolar junction transistor) ธรรมดาที่ทำงานบนหลักการของกระแสไหลผ่านรอยต่อพีเอ็น (PN) สองรอยต่อ และมีขั้วสามขั้ว คือ อิมิตเตอร์ (emitter) เบส (base) และ คอลเลคเตอร์ (collector) ซึ่งแบ่งออกเป็นทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็น (NPN) และแบบพีเอ็นพี (PNP) ดังแสดงในรูปที่ 2.5(ก) และ 2.5(ข) ตามลำดับ ในการออกแบบสร้างทรานซิสเตอร์ได้ใช้สารกึ่งตัวนำที่มีพื้นที่หน้าตัดขนาดใหญ่ขึ้น จึงทำให้กระแสสามารถไหลผ่านทรานซิสเตอร์ได้มากขึ้นและมีกำลังมากขึ้นด้วย ทำให้เราได้ทรานซิสเตอร์กำลัง (power-transistor) ที่สามารถทำงานเป็นสวิตช์แบบที่ 3 โดยสามารถทำให้เข้าสู่สภาวะเปิดกระแสได้ด้วยการป้อนสัญญาณควบคุมต่อเนื่องเข้าที่เบส และสามารถกลับคืนเข้าสู่สภาวะปิดกระแสได้ง่ายด้วยการปลดเอาสัญญาณควบคุมนี้ออกและไม่ต้องการวงจรพิเศษเพิ่มเติม เราจะสังเกตเห็นว่า ทรานซิสเตอร์เข้าสู่สภาวะเปิดกระแสได้โดยไม่ต้องมีคุณสมบัติ “เข้าสตั๊กกลอน” (Latch) เหมือนกับในไทรซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานในย่านความถี่สูงประมาณ 10 kHz ซึ่งสูงกว่าย่านความถี่ในการทำงานของไทรซิสเตอร์มาก แต่ในปัจจุบันทรานซิสเตอร์กำลังมี

กำลังไม่เกิน 10 kVA ซึ่งมีขนาดกำลังน้อยกว่าไครสโตร์มาก ดังนั้นในการประยุกต์ที่ความถี่กำลัง จึงมีความนิยมใช้ทรานซิสเตอร์กำลังไม่มากเท่าไครสโตร์



รูปที่ 2.5 (ก) ทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็นและสัญลักษณ์

(ข) ทรานซิสเตอร์แบบพีเอ็นพีและสัญลักษณ์

ทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็นและแบบพีเอ็นพีมีคุณสมบัติคล้ายคลึงกัน ยกเว้นแต่เพียง ความต้านทานภายใน ทิศและขนาดของศักย์ของแรงดันเลี้ยงวงจรและของสัญญาณป้อนเข้าเบส ดังนั้นเพื่อความสะดวกในที่นี้จะขอกกล่าวแต่เพียงทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็น

โดยรูปที่ 2.5 (ก) ซึ่งเป็นรูปโครงสร้างทรานซิสเตอร์แบบเอ็นพีเอ็น ขณะที่ไม่มีแรงดันไบแอสภายนอกป้อนเข้าทรานซิสเตอร์ พาหะข้างมากจะแพร่กระจายไปทั่วภายในตัวทรานซิสเตอร์ ภายใต้สภาวะสมดุลของความร้อนทำให้เกิดมีประจุไฟฟ้าบวกและประจุไฟฟ้าลบเกิดขึ้นที่รอยต่อ ทำให้แรงดันมีค่าสูงพอเพียงต่อต้านไม่ให้พาหะแพร่กระจายข้ามรอยต่ออีก ทำให้เกิดเป็นรอยต่อพีเอ็นขึ้นสองรอยต่อ ( $J_1$  และ  $J_2$ )

เมื่อเกิดเป็นรอยต่อพีเอ็นขึ้นแล้ว อิเล็กตรอนอิสระบางตัวจากสารแบบเอ็นมีพลังงานสูงพอ จะแพร่กระจายเข้าใกล้ขอบเขตของรอยต่อแล้วจะถูกแรงค้ำยสนามไฟฟ้าของรอยต่อให้แพร่กระจายเข้าสู่สารพีซึ่งเป็นอาณาบริเวณของเบสซึ่งอิเล็กตรอนนี้จะเป็นพาหะข้างมากของสารเอ็นทั้งสองข้าง เมื่อข้ามเข้ามาอยู่ในสารพี จะกลับกลายเป็นพาหะข้างน้อยซึ่งจะเข้าร่วมกับโฮล (ซึ่งเป็นพาหะข้างมากของสารพี) บางตัวกลับเป็นกลาง โดยที่อุณหภูมิของห้องตามปกติ อิเล็กตรอนบอนด์ (electron bond) บางอันจะขาดออกเป็นเหตุให้มีอิเล็กตรอนอิสระและโฮลอิสระเกิดขึ้นในสารเอ็นและสารพี ทั้งสามชั้น ซึ่งในคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์จะมีโฮลอิสระเป็นพาหะข้างน้อยโดยจะมีโฮลบางตัวเคลื่อนเข้าสู่ขอบเขตรอยต่อพีเอ็นแล้วถูกแรงค้ำยสนามไฟฟ้าของรอยต่อเข้าสู่อาณาบริเวณของเบส

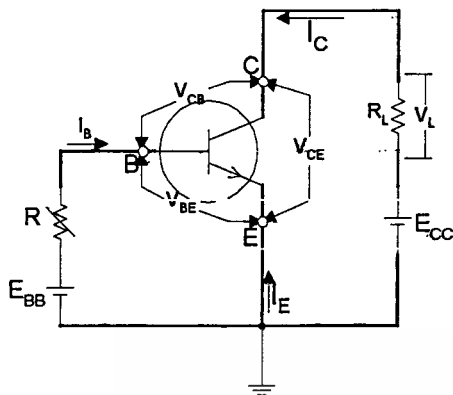
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหนดที่เข้าเคลื่อนเข้าสู่อาณาบริเวณของเบสทีจะเป็นกระแสเชิงความร้อนของพาหะข้างน้อย ส่วน อิเล็กตรอนที่เป็นพาหะข้างมากที่แพร่กระจายมารวมกับโหนดในอาณาบริเวณของเบสแล้วกลายเป็น กลางจะเป็นกระแสแห่งการรวมตัวกลับคืน (recombination current) โดยกระแสทั้งสองนี้จะมี ขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงข้าม ดังนั้น ผลบวกของกระแสทั้งสองที่แต่ละรอยต่อมีค่าเท่ากับศูนย์

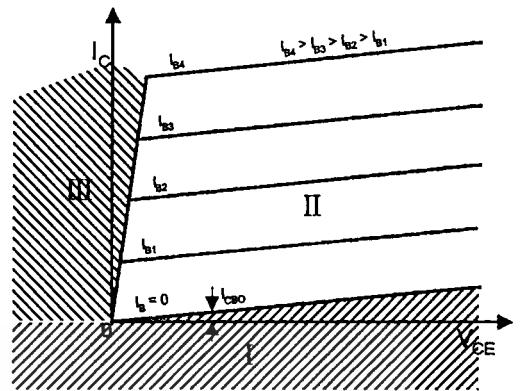
ถ้าเราเอาไฟฟ้าเลี้ยงวงจรขั้วบวกต่อเข้ากับคอลเล็กเตอร์และเอาขั้วลบเข้าต่อกับอิมิตเตอร์ทำให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบสถูกฟอร์เวิร์ดไบแอสและรอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์กับเบสถูกไบแอสกลับ ถ้าเราทำให้เบสมีศักย์บวกเทียบกับอิมิตเตอร์ซึ่งจะไปลดศักย์ขวางกั้นที่เกิดขึ้นที่ รอยต่อ การลดศักย์ขวางกั้นเป็นผลให้พาหะข้างมาก (อิเล็กตรอน) จากอิมิตเตอร์สามารถข้ามรอยต่อเข้าสู่อาณาบริเวณเบสได้ด้วยจำนวนมากขึ้นรอยต่อที่ถูกฟอร์เวิร์ดไบแอสแรงดันที่เข้ามา ไบแอส จะไปลดขนาดแรงต้านต่อการเคลื่อนที่ของพาหะข้างมาก (โหนด) ในอาณาบริเวณให้ลดลง ถึง กระนั้นก็ตามมีโหนดจำนวนน้อยสามารถข้ามรอยต่อเข้าสู่อิมิตเตอร์ได้ ทั้งนี้เบสมีความต้านทานสูง กว่าอิมิตเตอร์กับเบสแพร่กระจายไปทั่วอาณาบริเวณเบส เพราะว่าอิเล็กตรอนที่แพร่กระจายไปถึง รอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์กับเบสจะถูกประจุไฟฟ้าบวกที่ค้างอยู่ที่รอยต่อด้านคอลเล็กเตอร์ดึงดูด ให้เข้าไปหาและถูกเร่งให้มีพลังงานสามารถข้ามรอยต่อเข้าสู่อาณาบริเวณคอลเล็กเตอร์และไหล ออกไปสู่วงจรภายนอกในทรานซิสเตอร์อุดมคติอิเล็กตรอนทั้งหมดที่ค้างอยู่ที่รอยต่อด้าน คอลเล็กเตอร์ดึงดูดให้เข้าไปหาและถูกเร่งให้มีพลังงานสามารถข้ามรอยต่อถูกฉีดเข้าสู่เบสจะแพร่ กระจายเข้าไปถึงรอยต่อคอลเล็กเตอร์ทั้งหมด อย่างไรก็ตามในทรานซิสเตอร์จริง ๆ ในทางปฏิบัติ อิเล็กตรอนบางตัวที่ถูกฉีดเข้าไปในเบสจะรวมตัวกลับคืนกับโหนดในอาณาบริเวณเบส อัตราส่วน ของกระแสคอลเล็กเตอร์ต่อกระแสที่ถูกฉีดจากอิมิตเตอร์ เรียกว่า “กระแสแกน  $\alpha$ ” ใน ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ทั้งหมด  $\alpha$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง แต่ตามปกติมีค่ามากกว่า 0.9 เสมอ การเพิ่มกระแสแกนให้มากขึ้นจะทำได้ด้วยการลดจำนวนการรวมตัวกลับคืนในอาณาบริเวณเบส ให้น้อยลงซึ่งทางบริษัทผู้ผลิตจะประดิษฐ์ให้อาณาบริเวณเบสเป็นแผ่นที่บางมากเพื่อที่จะทำให้อิเล็กตรอน ที่ถูกฉีดเข้ามาส่วนใหญ่สามารถแพร่กระจายไปจนถึงคอลเล็กเตอร์ได้

รูปที่ 2.6(ก) แสดงวงจรทรานซิสเตอร์ เอ็นพีเอ็นต่อแบบอิมิตเตอร์รวมซึ่งจะให้เส้นโค้ง ลักษณะสมบัติระหว่างแรงดันกับกระแสดังแสดงในรูปที่ 2.6(ข) ซึ่งเราจะเห็นเป็นอาณาบริเวณ แห่งการปฏิบัติงานแบ่งแยกออกจากกันอย่างเด่นชัดเป็นสามอาณาบริเวณ คือ อาณาบริเวณ I เรียกว่า “อาณาบริเวณตัดขาด” (cut-off) เขียนแรงงาไว้ด้วยเส้นเฉียงขวา อาณาบริเวณ II เรียกว่า “อาณาบริเวณกัมมันต์” หรือ “อาณาบริเวณปกติ” อาณาบริเวณ III เรียกว่า “อาณาบริเวณอิ่มตัว” ซึ่งเขียนแรงงาด้วยเส้นเฉียงซ้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.6(ก) วงจรทรานซิสเตอร์เอ็นทีเอ็น ต่อแบบอิมิตเตอร์ร่วม

(ข) เส้นโค้งลักษณะสมบัติระหว่างแรงดันกับกระแสของ(ก)

(1) อาณาบริเวณ I : “อาณาบริเวณตัดขาด” ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อเราต่อวงจรให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบส และรอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์กับเบสทั้งคู่ถูกไบแอสกลับทำให้กระแสไหลจากคอลเล็กเตอร์เข้าสู่อิมิตเตอร์ได้น้อยมากทั้งนี้เราสามารถพิสูจน์ได้โดยเขียนสมการได้ดังนี้

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad (2.4)$$

และเขียนสมการตามทิศของกระแสที่สมมติไว้ในรูปที่ 3.2(ก) ได้ดังนี้

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CBO} \quad (2.5)$$

และจากความสัมพันธ์

$$I_E = -(I_B + I_C) \quad (2.6)$$

ทำให้เราสามารถพิสูจน์ได้ว่า

$$I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CBO} \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อจัดให้  $I_B = 0$  จากสมการที่ 2.7 เราสามารถพิสูจน์หากระแสรั่วในคอลเล็กเตอร์เมื่อต่อวงจรแบบอิมิตเตอร์ร่วม  $I_{CBO}$  ดังนี้

$$I_{CBO} = (1 + \beta)I_{CBO} \approx \beta I_{CBO} \quad (2.8)$$

ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อเราตัดเอากระแสเบสออก ( $I_B = 0$ ) และรอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์กับเบสจะถูกไบแอสกลับทำให้เกิดมีกระแสรั่วไหลกลับอิมิตตัว  $I_{CBO}$  กระแสมีค่าน้อยมากแต่ยังมีขนาดใหญ่กว่า  $I_{CBO}$  แสดงเป็นเส้นโค้งลักษณะสมบัติได้โดยเป็นเส้นโค้งล่างสุดของรูปที่ 2.6 (ข) และเป็นเส้นแบ่งอาณาเขตระหว่างอาณาบริเวณ I กับอาณาบริเวณ II เพื่อที่เราจะเข้าไปอยู่ในอาณาบริเวณ I อย่างสมบูรณ์ เราต้องกลับทิศของกระแสเบส ซึ่งเราทำได้ด้วยการจัดให้  $I_B = 0$  ทำให้ได้

$$I_B = -I_{CBO} \quad (2.9)$$

ซึ่งเราจะเห็นว่าถ้าเราต้องการทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์ลดลงอีก เราจะได้โดยต่อไฟฟ้าให้รอยต่ออิมิตเตอร์และรอยต่อคอลเล็กเตอร์ถูกไบแอสกลับทางทั้งคู่

ในการที่รอยต่อทั้งสองถูกไบแอสกลับ ความกว้างของชั้นปลอดพาหะของทั้งสองรอยต่อจะกว้างออกสัณที่สามารเร่งให้พาหะข้างน้อยไหลเร็วขึ้นก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นพาหะข้างน้อยที่ข้ามรอยต่อจะได้รับพลังงานมากพอ ซึ่งเมื่อไปชนกับโครงสร้างของผลึกก็จะกระแทกให้แตกออกกลายเป็นพาหะข้างน้อยและพาหะข้างมากเพิ่มจำนวนมากขึ้นทำให้เกิดปรากฏการณ์ “พังทลาย” ซึ่งเป็นค่าจำกัดแรงดันสูงสุดที่ป้อนให้คอลเล็กเตอร์ ถ้าชั้นปลอดพาหะกว้างออกจนกระทั่งเข้าติดกันในอาณาบริเวณเบสและถ้าวงจรภายนอกยอมให้กระแสคอลเล็กเตอร์ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ค่าสูงก็จะทำให้ทรานซิสเตอร์ชำรุดเสียหาย

(2) อาณาบริเวณ II : “อาณาบริเวณกัมมันต์” : ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อเราต่อวงจรให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบสถูกฟอร์เวิร์ดไบแอสและรอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์กับเบสถูกไบแอสกลับ โดยเราจะเขียนสมการได้ว่า

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CBO} \quad (2-10)$$

สมการนี้ได้คิดถึงผลของกระแสรั่ว  $I_{CBO}$  ในอาณาบริเวณ II ไว้ด้วย แต่กระแสรั่ว  $I_{CBO}$  มีค่าค่อนข้างน้อยมากถ้าเราทิ้งกระแสรั่ว  $I_{CBO}$  นี้เราจะเห็นได้ว่า กระแสคอลเล็กเตอร์เป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสเบส เพราะฉะนั้นแรงดันภาระ  $I_C R_L$  (ในรูปที่ 2.6 (ก)) มีค่าเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ

ไม่ว่าการมีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

กระแสเบสด้วย และเราอาจกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งว่า กระแสคอลเล็กเตอร์ (และแรงดันคร่อม ภาระ) มีค่าเป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับกระแสเบสโดยเหตุเช่นนี้เราจึงเรียกอาณาบริเวณ II ว่า “อาณาบริเวณเชิงเส้น” ได้อีกชื่อหนึ่ง

ในการปฏิบัติงานตามปกติ กระแสเบส  $I_b$  เป็นกระแสไบแอสดีซี ซึ่งมีกระแสสัญญาณ ซึ่ทับซ้อนกันมาถ้ากระแสสัญญาณมีความถี่สูงถึงความถี่อื่นหนึ่ง กระแสคอลเล็กเตอร์จะไม่สามารถแปรค่าตามกระแสสัญญาณเบสได้เนื่องจากอิเล็คตรอนที่ฉีดเข้าไปในเบสต้องการเวลาอันหนึ่งที่จะแพร่กระจายทั่วเบสเมื่ออิเล็คตรอนแพร่กระจายไม่ทันกระแสสัญญาณจึงทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์แปรตามไม่ทันไปด้วย ถ้าประคิษฐ์ให้เบสมีความกว้างแคบลงก็จะลดเวลาที่ใช้ในการแพร่กระจายลง ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้เร็วขึ้น ความถี่ที่ซึ่งทำให้ค่า  $\alpha$  ลดลงถึง 3 dB จากค่า  $\alpha$  ที่ความถี่ต่ำเรียกว่า “ความถี่ตัดขาด  $\alpha$ ” ( $\alpha$ -cutoff frequency)

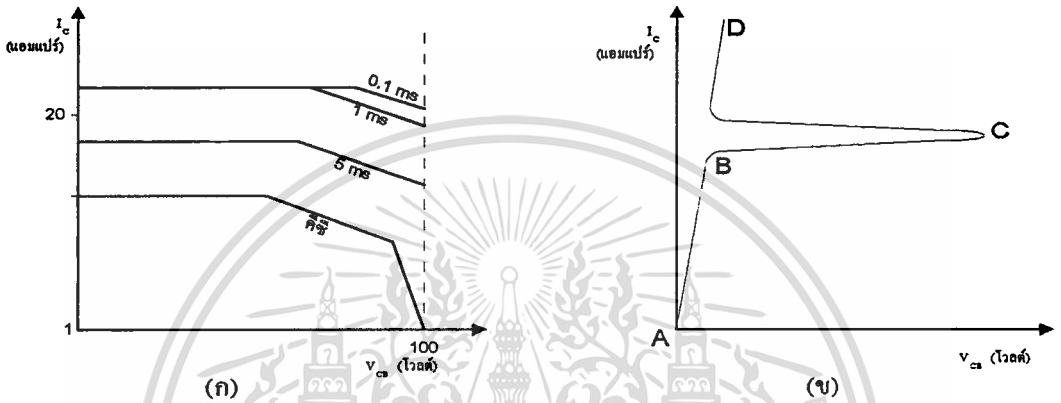
3) อาณาบริเวณ III : “อาณาบริเวณอ้อมตัว” ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อเราต่อวงจรให้รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์และรอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์กับเบสให้ถูกฟอร์เวิร์ดไบแอสทำให้คอลเล็กเตอร์ไม่สามารถจับพาหะที่ฉีดเข้ามาจากอิมิตเตอร์ได้ทั้งหมดเป็นผลให้มีการเปลี่ยนแปลงกระแสเบสเพียงเล็กน้อยที่แรงดันคอลเล็กเตอร์มีค่าสูง ไม่เป็นสาเหตุให้กระแสคอลเล็กเตอร์เปลี่ยนแปลงค่าตามไปด้วย โดยทั่วไป เราจะระบุคุณสมบัติของอาณาบริเวณนี้ด้วยความต้านทานอ้อมตัวเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $R_{cs}$  ซึ่งคำนวณค่าได้จากความชันของกระแสเบสคงที่สำหรับเงื่อนไขทรานซิสเตอร์ทั่ว ๆ ไป  $R_{cs}$  มีค่าน้อยกว่า 20 โอห์ม สำหรับซิลิคอนทรานซิสเตอร์  $R_{cs}$  มีค่าหลายร้อยโอห์ม

ทรานซิสเตอร์กำลังมีคุณสมบัติคล้าย ๆ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ขยายสัญญาณทั่ว ๆ ไป เพียงแต่ในปัจจุบันเขาประคิษฐ์ให้มีอัตราแรงดันปกติมีค่าหลายร้อยโวลต์ (ถึงแม้ส่วนใหญ่มีอัตราแรงดันปกติมีค่าน้อยกว่า 100 โวลต์) มีความถี่ตัดขาดประมาณ 30kHz ถึง 10kHz ค่าเกนดีซีควรมีค่าสูงเท่าที่จะทำได้เนื่องจากเมื่อมีกระแสใหญ่ไหลอยู่เบสต้องการกำลังป้อนเข้าสูง ซึ่งจะไปทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลง แรงดันข้าม  $V_{(BO)}$  ต้องมีค่าสูงพอเพียงที่จะสามารถทนทานต่อแรงดันสูงสุดที่คาดว่าอาจจะเกิดขึ้นได้ในวงจรซึ่งต้องรวมถึงผลของแรงดันชั่วครู่ที่เกิดขึ้นจากการปิดเปิดสวิตซ์ด้วย สำหรับทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิตซ์ควรมีสวิตซ์ชิ่งน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ เนื่องจากที่เวลาสวิตซ์ชิ่งจะมีกำลังสูญเสียสูงที่สุดเกิดขึ้นมาก พารามิเตอร์ที่ต้องใช้ออกแบบวงจรทรานซิสเตอร์กำลัง คือ พื้นที่ปฏิบัติงานปลอดภัย (SOA=Safe Operating Area)เป็นชุดของเส้นโค้งลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์ในแผ่นข้อมูลของบริษัท ผู้ผลิตกำหนดขึ้นไว้ดังแสดงในรูปที่ 2.7(ก) ซึ่งเป็นเส้นโค้งลักษณะสมบัติตัวอย่างของทรานซิสเตอร์ที่มีอัตราแรงดัน 100 โวลต์ และอัตรากระแส 10 แอมแปร์ โดยเราจะเห็นว่าทรานซิสเตอร์ตัวนี้ไม่สามารถควบคุมกระแส 10 แอมแปร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ 100 โวลต์ได้ เนื่องจากที่แรงดันนี้มีกำลังสูญเสียกระจายมาก เป็นผลทำให้ทรานซิสเตอร์ตัวนี้ลดความสามารถในการแบกกระแสลงเหลือเพียง 1 แอมแปร์ ที่เส้นโค้งอื่นในรูปที่ 3.3 (ก) ที่อยู่เหนือเส้น คีซี เป็นเส้นโค้งลักษณะสมบัติสำหรับการทำงานเป็นห้วง ๆ (ในหน่วยมิลลิวินาที) ซึ่งเราจะสังเกตเห็นว่าทรานซิสเตอร์ทำงานด้วยวัฏจักรหน้าที่ที่ยิ่งสั้นขึ้นเท่าใดทรานซิสเตอร์ก็ยังสามารถแบกกระแสได้มากขึ้นเท่านั้น ถ้ากำหนดให้กำลังสูญเสียกระจายมีค่าเท่ากับเส้นภาระการปฏิบัติงานของทรานซิสเตอร์จะต้องตกอยู่ภายในพื้นที่ปฏิบัติงานปลอดภัย

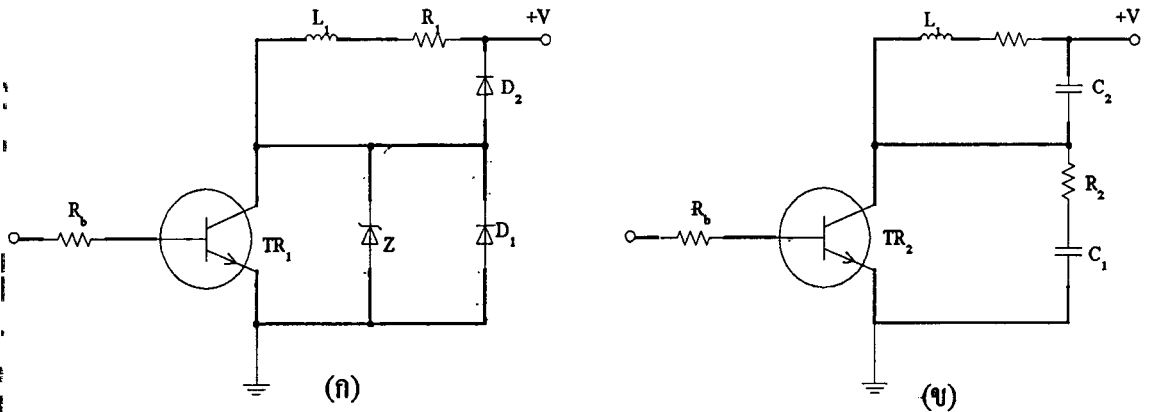


รูปที่ 2.7 (ก) เส้นโค้งลักษณะสมบัติสำหรับการปฏิบัติงานปลอดภัยของทรานซิสเตอร์  
(ข) เส้นลักษณะสมบัติพังทลายในทรานซิสเตอร์

มีฉะนั้นจะมีการพังทลายเกิดขึ้นและทำให้ทรานซิสเตอร์ชำรุดเสียหายได้ เราสามารถอธิบายปรากฏการณ์การพังทลายเกิดได้ด้วยการพิจารณาให้มีกระแสที่ป้อนเข้าที่เบสของทรานซิสเตอร์และเพิ่มค่าแรงดันเลี้ยงวงจรให้สูงขึ้นจะทำให้มีกระแสคอลเล็กเตอร์เพิ่มค่าสูงขึ้นตามเส้น AB ในรูปที่ 2.7 (ข) ถ้าสมมติว่าทรานซิสเตอร์ได้เข้าสู่สภาวะอิมิตัวที่จุด B จะทำให้กระแสคอลเล็กเตอร์ไม่เพิ่มค่าสูงขึ้นอีกถึงแม้ว่าจะเพิ่มขนาดแรงดัน ระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์  $V_{CE}$  ให้สูง แต่ในปฏิบัติที่แรงดันสูง ๆ กระแสทรานซิสเตอร์จะเพิ่มค่าสูงขึ้นอีกเล็กน้อย เนื่องจากมีกระแสรั่วดังแสดงในรูปที่ 2.7 (ข) ที่จุด C ทรานซิสเตอร์ได้ออกไปทำงานอยู่นอกพื้นที่ปฏิบัติงานปลอดภัย โดยอิลেকตรอนในทรานซิสเตอร์มีพลังงานมากพอที่จะทำให้เกิดการพังทลายในสารกึ่งตัวนำแล้วเป็นผลให้แรงดันระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์ลดค่าลงและในขณะที่เดียวกันกระแสคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขนาดขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นไปตามเส้นโค้ง CD ซึ่งเราอาจจำกัดกระแสที่เพิ่มค่าขึ้นนี้ได้ด้วยอิมพีแดนซ์ ของวงจรภายนอกเท่านั้น และถ้าเราไม่สามารถรักษากระแสนี้ให้อยู่ในค่าที่ปลอดภัยกระแสจะพุ่งเข้าไปอยู่ในระดับความเข้มข้นสูงมากที่ส่วนใดส่วนหนึ่งของสารกึ่งตัวนำ เป็นสาเหตุทำให้เกิดความร้อนขึ้นเป็นหย่อมๆ ซึ่งเป็นผลทำให้สารกึ่งตัวนำนั้นหลอมละลาย และจะเกิดการลัดวงจรขึ้นระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอิมิตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์

(ก) โดยใช้ฟริววลิ่งไดโอด

(ข) โดยใช้วงจรสลับเบอร์

การระมัดระวังป้องกันทรานซิสเตอร์จะทำได้คล้ายกับการระมัดระวังป้องกันไทรซิสเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ก) และ(ข) ซึ่งใช้ไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  ทำหน้าที่ป้องกันแรงดันกลับทาง และ  $D_2$  ยังทำหน้าที่เป็นฟริววลิ่งไดโอด เพื่อเป็นเส้นทางให้กระแสที่ถ่ายออกจกัตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  (เนื่องมาจากพลังงานแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำ) ไหลผ่านไปโดยไม่ต้องผ่านเข้าไปในทรานซิสเตอร์  $T_{R1}$  แล้วไหลผ่าน  $R$ , พลังงานสูญหายไป สำหรับ  $L_1$  ยังทำหน้าที่จำกัดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแส ( $di/dt$ ) ให้มีค่าน้อยลง ซีเนอร์ไดโอด  $Z$  ช่วยกำจัดแรงดันเปลี่ยนแปลงชั่วคราวที่เกิดคร่อม  $T_{R2}$  สำหรับวงจรสลับเบอร์  $C_1, R_2$  และ  $C_2$  ในรูปที่ 2.8 (ข) จะทำหน้าที่ป้องกันแรงดันกระชากเข้า  $T_{R1}$  ซึ่งเป็นหลักการเช่นเดียวกับการป้องกันไทรซิสเตอร์

## บทที่ 3

ขอปเปอร์แหล่งจ่ายกระแสตรง  
(DC TO DC CONVERTER)

## 3.1 บทนำ

ในการใช้งานทางอุตสาหกรรมหลายๆ อย่าง จำเป็นที่จะต้องทำการเปลี่ยนแปลงแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงให้สามารถจ่ายแรงดันกระแสตรงนั้นๆ ออกมาได้หลายๆ ค่า ซึ่งการแปลงผันค่าแรงดันโดยตรงจากแรงดันกระแสตรงค่าหนึ่งไปเป็นแรงดันกระแสตรงค่าหนึ่งเรียกว่าการแปลงผันกระแสตรงเป็นกระแสตรง ซึ่งการทำงานของขอปเปอร์กระแสตรง (Dc chopper) นี้ สามารถเปรียบเทียบได้กับการเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนการพันขดลวดของหม้อแปลง (Turns ratio) ซึ่งใช้ในการเปลี่ยนแปลงแรงดันของไฟฟ้ากระแสสลับ และเช่นเดียวกับหม้อแปลง ขอปเปอร์แรงดันกระแสตรงนั้นสามารถยกระดับแรงดันหรือลดระดับแรงดันของแหล่งจ่ายลงได้

ขอปเปอร์ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายเพราะสามารถควบคุมอัตราเร่งได้ราบเรียบ และมีประสิทธิภาพสูง มีการควบคุมการตอบสนองในการเคลื่อนไหวได้อย่างรวดเร็ว จากเหตุผลเหล่านี้จึงทำให้สามารถนำมาใช้กับงานได้หลายประเภท เช่น การควบคุมมอเตอร์ลากจูงในรถไฟฟ้หรือรถยนต์

## 3.2 หลักการในการแปลงแรงดันให้ลดลง (Principle of Step-down Operation)

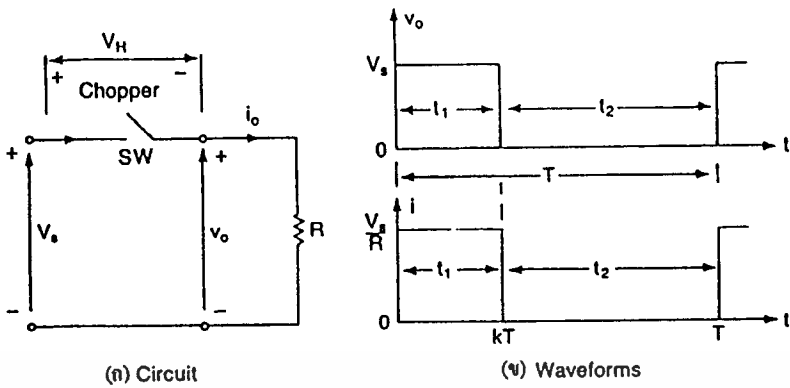
วงจรขอปเปอร์พื้นฐานที่ใช้อธิบายการทำงานแปลงแรงดันให้ลดลงแสดงในรูปที่ 3.1(ก) กล่าวคือเมื่อสวิตช์ SW ปิดวงจรเป็นเวลา  $t_1$  จะมีผลทำให้แรงดันอินพุต (Input voltage)  $V_i$  ตกคร่อมภาระ (Load) และเมื่อสวิตช์ยังคงเปิดวงจรเป็นเวลา  $t_2$  แรงดันตกคร่อมภาระจะเป็นศูนย์ ลักษณะของรูปคลื่นสำหรับแรงดันเอาต์พุต (Output voltage) และกระแสของภาระ (Load current) แสดงในรูปที่ 3.1(ข) ในการใช้งานนั้นอุปกรณ์ที่สามารถใช้เป็นสวิตช์ของวงจรขอปเปอร์มีดังนี้

1. ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์กำลัง (Power BJT)
2. มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)
3. จีทีโอ (GTO)
4. ไทริสเตอร์ (Thyristor)

ในทางปฏิบัติอุปกรณ์เหล่านี้จะมีแรงดันตกคร่อมประมาณ 0.5 ถึง 2 โวลต์ แต่เพื่อการพิจารณาที่

ง่ายขั้นสามารถตัดค่าแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์เหล่านี้ได้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1 การแปลงผันแรงดันลดค่าลงกับโพลคัตว์ด้านทาน

แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยสามารถหาได้จากสมการ

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_o dt = \frac{t_1}{T} V_s = f t_1 V_s = k V_s \quad (3-1)$$

และค่าเฉลี่ยของกระแสโพลคัตว์  $I_a = V_a/R = kV_s/R$  เมื่อ  $T$  คือคาบเวลาชอปป์  $k = t_1/T$  คือค่าดีวตี้ไซเคิลของชอปเปอร์ และ  $f$  คือค่าความถี่ของการชอปป์ ค่าแอฟเฟคทีฟของแรงดันเอาต์พุตหาได้จาก

$$V_a = \left( \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o^2 dt \right)^{1/2} = \sqrt{k} V_s \quad (3-2)$$

สมมติว่าไม่มีการสูญเสียของชอปเปอร์ ดังนั้นกำลังป้อนเข้าชอปเปอร์จะมีค่าเท่ากับกำลังเอาต์พุตโดย

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_o i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{v_o^2}{R} dt = k \frac{V_s^2}{R} \quad (3-3)$$

ค่าแอฟเฟคทีฟของความต้านทานอินพุตเมื่อมองจากแหล่งจ่ายคือ

$$R_i = \frac{V_s}{I_a} = \frac{V_s}{kV_s/R} = \frac{R}{k} \quad (3-4)$$

ค่าดีวตี้ไซเคิล  $k$  สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 0 ถึง 1 โดยการปรับค่า  $t_1$ ,  $T$  หรือ  $f$  ดังนั้นค่าของแรงดันเอาต์พุตสามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 0 ถึง  $V_s$  โดยการควบคุมค่า  $k$  โดยจะทำให้สามารถควบคุมกำลัง

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การทำงานที่ความถี่คงที่ ความถี่ของการชอปปีง  $f$  (หรือคาบเวลาการชอปปีง) จะคงที่ แต่จะทำการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาการปิดวงจร  $t_1$  ความกว้างของพัลส์จะมีการเปลี่ยนแปลง เราสามารถเรียกการควบคุมชนิดนี้ว่าการควบคุมมอดดูเลชันตามความกว้างพัลส์ (PWM)

2. การทำงานที่ความถี่แปรค่าได้ การทำงานลักษณะนี้จะมีช่วงเวลาการปิดวงจร  $t_1$  หรือเวลาในการเปิดวงจร  $t_2$  อย่างใดอย่างหนึ่งเป็นค่าคงที่ แต่ทำการเปลี่ยนแปลงความถี่การชอปปีง การควบคุมประเภทนี้เรียกว่า มอดดูเลชันความถี่ เนื่องจากการทำงานนี้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ในช่วงกว้างเพื่อให้สามารถมีแรงดันเอาท์พุทเท่ากับแรงดันอินพุททำให้มีฮาร์โมนิกเกิดขึ้นจำนวนมาก ทำให้การออกแบบมีความยุ่งยากมากเนื่องจากต้องเพิ่มฟิลเตอร์เข้ามา ดังนั้นการชอปเปอร์โดยทั่วไปจะเป็นการทำงานที่ความถี่คงที่

### 3.3 หลักการในการแปลงแรงดันให้ลดลงโดยมีโหลด $RL$ (Step-down chopper with $RL$ load)

วงจรพื้นฐานของชอปเปอร์แปลงแรงดันให้ลดลงโดยมีโหลด  $RL$  แสดงในรูป 3.2 การทำงานในการชอปเปอร์จะถูกแบ่งออกเป็นสองโหมด ในขณะที่ทำงานโหมดที่หนึ่งสวิตช์จะทำการปิดวงจรทำให้กระแสไหลจากแหล่งจ่ายไปยังโหลด และในโหมดที่สองสวิตช์จะทำการเปิดวงจรแต่กระแสยังสามารถไหลต่อเนื่องผ่านฟรีวีลิ่งไดโอด  $D_m$  วงจรสมมูลของทั้งสองโหมดนี้แสดงในรูปที่ 3.3(ก) ลักษณะรูปคลื่นของกระแสโหลดและแรงดันเอาท์พุทแสดงในรูป 3.3(ข)

กระแสโหลดสำหรับโหมดที่หนึ่งสามารถหาได้จาก

$$V_s = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + E \quad (3-5)$$

ผลเฉลยของสมการ (3-5) โดยกำหนดกระแสเริ่มแรก  $i_1(t=0) = I_1$  ดังนั้นจะได้กระแสโหลดเป็น

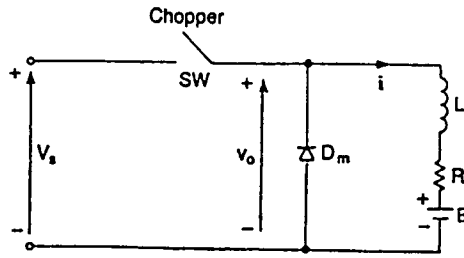
$$i_1(t) = I_1 e^{-tR/L} + \frac{V_s - E}{R} (1 - e^{-tR/L}) \quad (3-6)$$

โหมดนี้จะอยู่ในช่วง  $0 \leq t \leq t_1 (=kT)$  และที่จุดสิ้นสุดของโหมดนี้กระแสโหลดจะเป็น

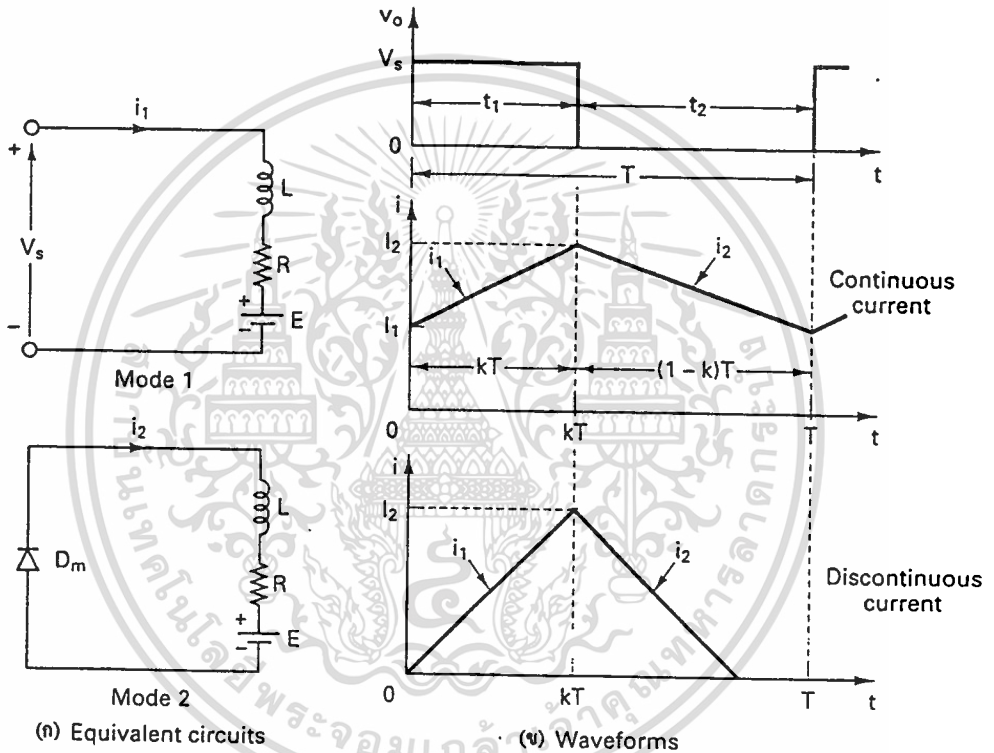
$$i_1(t = t_1 = kT) = I_2 \quad (3-7)$$

กระแสโหลดสำหรับโหมดที่สองหาได้จาก

$$0 = Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + E \quad (3-8)$$



รูปที่ 3.2 การแปลงผันแรงดันลดค่าลงกับโหลด  $RL$



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลและลักษณะรูปคลื่นของโหลด  $RL$

สำหรับกระแสเริ่มต้นโหมดสอง  $i_2(t=0) = I_2$  ดังนั้นจะได้กระแสโหลดเป็น

$$i_2(t) = I_2 e^{-tR/L} - \frac{E}{R} (1 - e^{-tR/L}) \quad (3-9)$$

โหมดนี้จะทำงานในช่วง  $0 \leq t \leq t_2 [= (1-k)T]$  ที่จุดสิ้นสุดของโหมดนี้ กระแสโหลดจะกลายเป็น

$$i_2(t = t_2) = I_3 \quad (3-10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จุดปลายของโหมคที่สอง วงจรชอปเปอร์จะทำการปิดวงจรอีกครั้งในรอบการทำงานต่อไปโดยที่คาบเวลาการชอปป์  $T = 1/f = t_1 + t_2$

ที่สภาวะเสถียร  $I_1 = I_3$  ค่าริบเบิลของกระแสโหลดจากขอดถึงขอด (Peak-to-peak load ripple current) พิจารณาจากสมการ (3-6), (3-7), (3-8), (3-9), และ (3-10) โดยจากสมการ (3-6) และ (3-7) กระแส  $I_2$  สามารถหาได้จากสมการ

$$I_2 = I_1 e^{-kTR/L} + \frac{V_s - E}{R} (1 - e^{-kTR/L}) \quad (3-11)$$

และจากสมการ (3-9) และ (3-10) จะได้กระแส  $I_3$  เป็น

$$I_3 = I_1 = I_2 e^{-(1-k)TR/L} - \frac{E}{R} (1 - e^{-(1-k)TR/L}) \quad (3-12)$$

ค่ากระแสริบเบิลจากขอดถึงขอดคือ

$$\Delta I = I_2 - I_1$$

แทนค่าจะได้สมการเป็น

$$\Delta I = \frac{V_s}{R} \frac{1 - e^{-kTR/L} + e^{-TR/L} - e^{-(1-k)TR/L}}{1 - e^{-TR/L}} \quad (3-13)$$

สถานะที่ทำให้ค่าริบเบิลมีค่าสูงสุดหาได้จาก

$$\frac{d(\Delta I)}{dk} = 0 \quad (3-14)$$

ให้ค่า  $e^{kTR/L} - e^{-(1-k)TR/L} = 0$  หรือ  $-k = -(1-k)$  หรือ  $k = 0.5$  ดังนั้นค่าริบเบิลสูงสุด (ที่  $k = 0.5$ ) คือ

$$\Delta I_{\max} = \frac{V_s}{R} \tanh \frac{R}{4fL} \quad (3-15)$$

ถ้าค่า  $4fL \gg R$  ค่าของ  $\tanh 0$  จะมีค่าประมาณ 0 ดังนั้นค่าของริบเบิลโดยประมาณจะเป็น

$$\Delta I_{\max} = \frac{V_s}{4fL} \quad (3-16)$$

### 3.4 หลักการในการแปลงแรงดันให้สูงขึ้น (Principle of Step-up Operation)

วงจรชอปเปอร์สามารถยกกระดับแรงดันกระแสตรงให้สูงขึ้น โดยลักษณะวงจรของการปฏิบัติงานในการยกกระดับแรงดันให้สูงขึ้นแสดงในรูปที่ 3.4(ก) เมื่อสวิตช์ SW ปิดวงจรเป็นเวลา  $t_1$  กระแสของตัวเหนี่ยวนำจะเกิดขึ้นและมีพลังงานสะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ถ้าสวิตช์เปิดวงจรเป็นเวลา  $t_2$  พลังงานที่เก็บในตัวเหนี่ยวนำจะไหลไปยังโหลดโดยผ่านไดโอด  $D_1$  และกระแสของตัวเหนี่ยวนำจะตกลง สมมติว่ากระแสมีการไหลอย่างต่อเนื่องลักษณะรูปคลื่นของกระแสเหนี่ยวนำจะแสดงในรูปที่ 3.4(ข)

เมื่อชอปเปอร์ปิดวงจรแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเป็น

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

และค่ากระแสบริเวณเปิดจากยอดถึงยอดในตัวเหนี่ยวนำเป็น

$$\Delta I = \frac{V_s}{L} t_1 \quad (3-17)$$

ค่าแรงดันเอาต์พุตในขณะนั้นเป็น

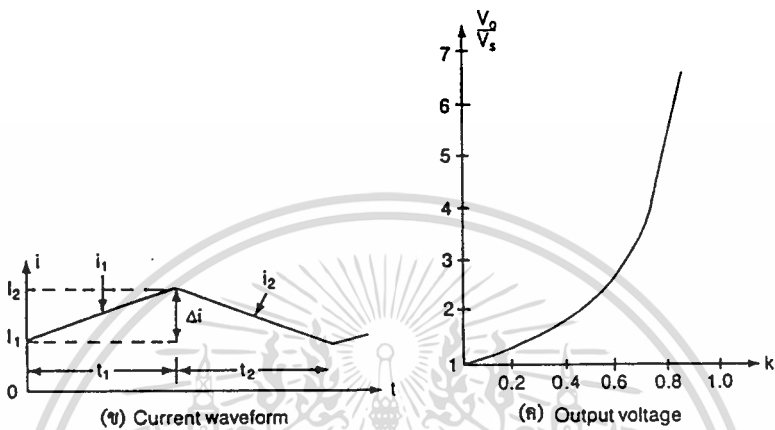
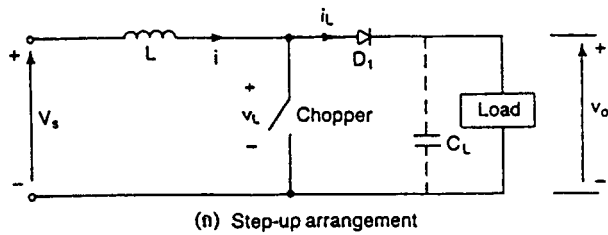
$$v_o = V_s + L \frac{\Delta I}{t_2} = V_s \left( 1 + \frac{t_1}{t_2} \right) = V_s \frac{1}{1-k} \quad (3-18)$$

ถ้ามีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่  $C_L$  ต่อขนานกับโหลดคั้งแสดงในเส้นประในรูปที่ 3.4(ก) ค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีความต่อเนื่องและค่า  $v_o$  เป็นค่าแรงดันเฉลี่ย  $V_o$  เราสามารถสังเกตได้จากสมการ (3-18) ว่าค่าแรงดันที่ตกคร่อมโหลคนั้นจะสามารถปรับให้เพิ่มขึ้นได้โดยการปรับค่าตัวดีไอโอด  $k$  โดยที่ค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดเมื่อค่า  $k = 0$  แต่อย่างไรก็ตามชอปเปอร์ไม่สามารถทำให้มีการนำกระแสต่อเนื่องได้ ( $k=1$ ) เพราะว่าจะทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงมาก ลักษณะการปรับค่า  $k$  ที่มีความสัมพันธ์กับแรงดันเอาต์พุตแสดงในรูปที่ 3.4(ค)

หลักการในการในการส่งผ่านพลังงานจากแหล่งแรงดันแหล่งหนึ่งไปยังแหล่งอื่นๆ แสดงในรูปที่ 3.5(ก) วงจรสมมูลของโหมคต่างๆ แสดงในรูปที่ 3.5(ข) และลักษณะรูปคลื่นของแรงดันของกระแสแสดงในรูปที่ 3.5(ค) ค่ากระแสเหนี่ยวนำสำหรับโหมคที่หนึ่งแสดงโดยสมการ

$$V_s = L \frac{di_1}{dt} \quad (3-19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ลักษณะของการทำงานแบบยกระดับแรงดัน

และสามารถแสดงได้ว่า

$$i_1(t) = \frac{V_s}{L}t + I_1 \quad (3-20)$$

โดยที่  $I_1$  คือค่ากระแสเริ่มต้นสำหรับโหมคที่หนึ่งระหว่างโหมคที่หนึ่งกระแสจะเพิ่มขึ้นและต้องพิจารณาสภาพที่จำเป็นต่อไปนี้

$$\frac{di_1}{dt} > 0, \quad V_s > 0$$

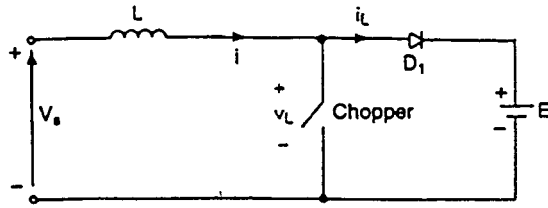
และค่ากระแสสำหรับโหมคที่สองหาได้จาก

$$V_s = L \frac{di_2}{dt} + E \quad (3-21)$$

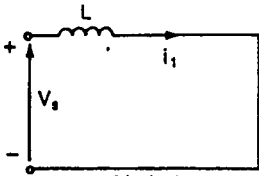
และสามารถหาค่ากระแสได้เป็น

$$i_2(t) = \frac{V_s - E}{L}t + I_2 \quad (3-22)$$

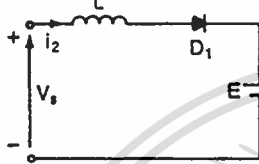
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(n) Circuit diagram

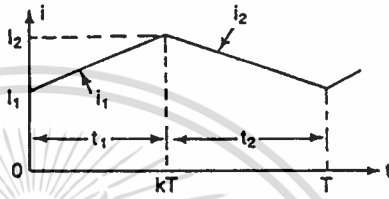


Mode 1



Mode 2

(v) Equivalent circuits



(k) Current waveforms

รูปที่ 3.5 ลักษณะของการส่งถ่ายพลังงาน

เมื่อกระแส  $I_2$  คือค่ากระแสเริ่มต้นสำหรับโหมคที่สอง สำหรับระบบเสถียรคาคกระแสจะลดลงและสภาพที่ต้องพิจารณาดังนี้

$$\frac{di_2}{dt} < 0, \quad V_s < E$$

3.5 ชนิดของวงจรชอปเปอร์

วงจรชอปเปอร์ชนิดลดค่าแรงดันลงดังแสดงในรูป 3:1(ก) อนุญาตให้กำลังงานไหลจากแหล่งจ่ายไปยังโหลดเท่านั้นซึ่งสัมพันธ์กับวงจรชอปเปอร์ชนิดเอ โดยการอ้างถึงทิศทางการไหลของกระแสและแรงดันเราสามารถแบ่งวงจรชอปเปอร์ออกเป็นห้าชนิด คือ

วงจรชอปเปอร์ชนิดเอ (Class A chopper)

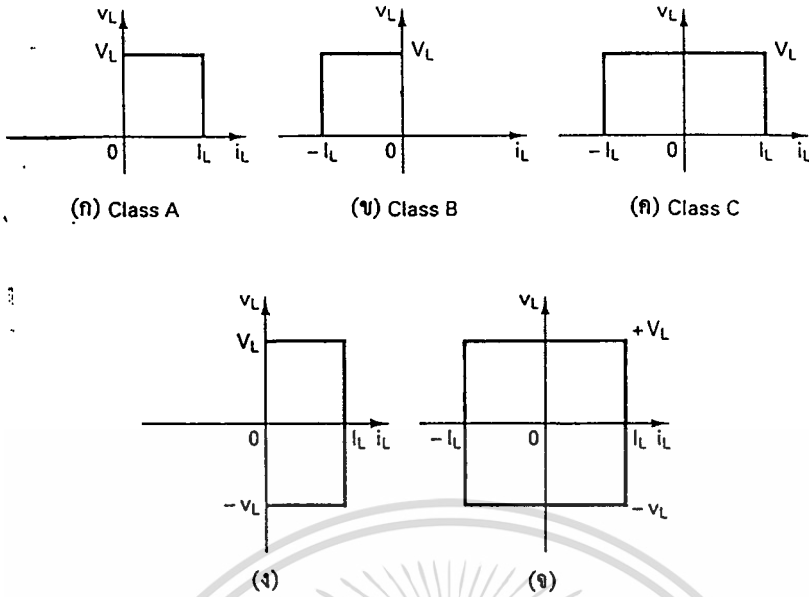
วงจรชอปเปอร์ชนิดบี (Class B chopper)

วงจรชอปเปอร์ชนิดซี (Class C chopper)

วงจรชอปเปอร์ชนิดดี (Class D chopper)

วงจรชอปเปอร์ชนิดอี (Class E chopper)

เอกสารฉบับนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ชนิดของวงจรชอปเปอร์

**วงจรชอปเปอร์ชนิดเอ** กระแสไหลจะไหลไปยังโหลดทั้งแรงดันโหลดและกระแสไหล เป็นบวกดังแสดงในรูป 3.6(ก) นั่นคือเป็นการชอปเปอร์เพียงควอดแดนซ์เดียวและสามารถเรียกได้ว่าเป็นการปฏิบัติงานเช่นเดียวกับเรกติไฟเออร์สมการในหัวข้อการลดระดับแรงดันลงเป็นการอธิบายหลักการทำงานของวงจรชอปเปอร์คลาสเอ

**วงจรชอปเปอร์ชนิดบี** กระแสไหลจะไหลออกจากโหลด แรงดันโหลดจะมีค่าเป็นบวก แต่กระแสไหลจะมีค่าเป็นลบดังแสดงในรูป 3.6(ข) นี่ก็เป็นชอปเปอร์ควอดแดนซ์เดียวกันเช่นกัน แต่ทำงานอยู่ในควอดแดนซ์ที่สองและสามารถเรียกได้ว่าเป็นการทำงานเช่นเดียวกับอินเวอร์เตอร์ วงจรชอปเปอร์ชนิดบีแสดงในรูป 3.7(ก) ซึ่งแบคเตอร์  $E$  เป็นส่วนหนึ่งของโหลดและบางทีอาจจะ เป็นแบคทีเอ็มเอฟของมอเตอร์กระแสตรง

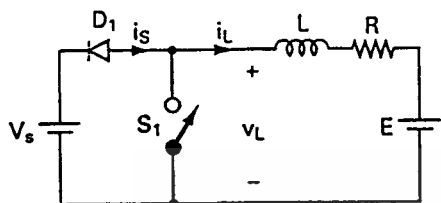
เมื่อสวิตช์  $S_1$  ปิดวงจรแรงดัน  $E$  จะขับกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำและแรงดันโหลด  $v_L$  จะกลายเป็นศูนย์ แรงดันโหลด  $v_L$  และกระแสไหล  $i_L$  แสดงในรูปที่ 3.7(ข) กระแสไหลสามารถอธิบายได้โดยสมการ

$$0 = L \frac{di_L}{dt} + Ri_L + E \quad (3-23)$$

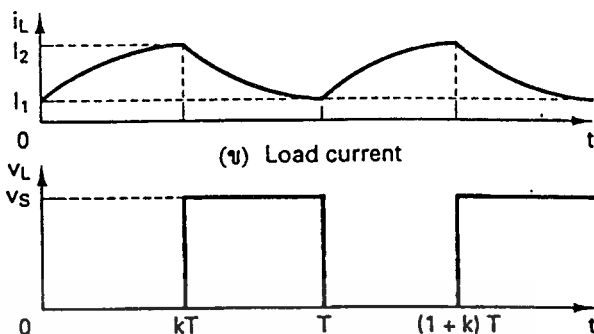
เมื่อกำหนดสภาวะเริ่มต้น  $i_L(t=0) = I_1$  สำหรับ  $0 < t < t_2$  จะได้

$$i_L = I_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R} (1 - e^{-(R/L)t}) \quad (3-24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) Circuit



(ข) Load current

(ค) Load voltage

รูปที่ 3.7 วงจรชอปเปอร์ชนิดบี

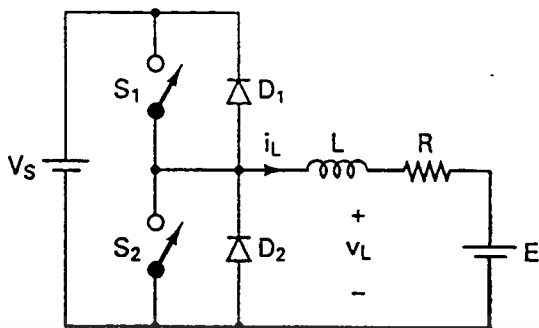
ที่  $t=t_1$

$$i_L(t=t_1=kT) = I_2$$

เมื่อสวิตช์  $S_1$  เปิดวงจรขนาดของกำลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำจะไหลกลับไปยังแหล่งจ่าย  $V_s$  โดยผ่านไดโอด  $D_1$  กระแสไหลกลับ  $i_L$  จะตกลง พิจารณาที่เวลาเริ่มต้น  $t=0$  กระแสไหลกลับจะสามารถอธิบายโดยสมการ

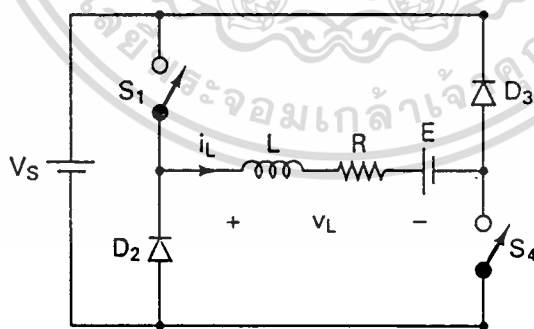
$$V_s = L \frac{di_L}{dt} + Ri_L + E$$

วงจรชอปเปอร์ชนิดซี กระแสไหลกลับจะสามารถเป็นได้ทั้งบวกและลบ ดังแสดงในรูปที่ 3.6 (ค) แต่ว่าแรงดันไหลกลับจะเป็นบวกเสมอ โดยจะเรียกการทำงานในภาวะเช่นนี้ว่าชอปเปอร์ที่ทำงานสองควอดแดนซ์ โดยการนำชอปเปอร์ชนิดเอและชนิดบีมารวมกันจะทำให้เราได้ชอปเปอร์ชนิดซีขึ้น ดังที่แสดงในรูปที่ 3.8 โดยที่  $S_1$  และ  $D_1$  จะทำงานในฐานะชอปเปอร์ชนิดเอและ  $S_2$  และ  $D_2$  จะทำงานในฐานะชอปเปอร์ชนิดบี แต่จะต้องระวังว่าสวิตช์ทั้งสองจะไม่ทำงานพร้อมกัน ไมเช่นนั้นแหล่งจ่ายแรงดัน  $V_s$  จะลัดวงจร โดยชอปเปอร์ชนิดซีนี้จะสามารถทำงานเหมือนเร็คติไฟเออร์หรืออินเวอร์เตอร์ก็ได้



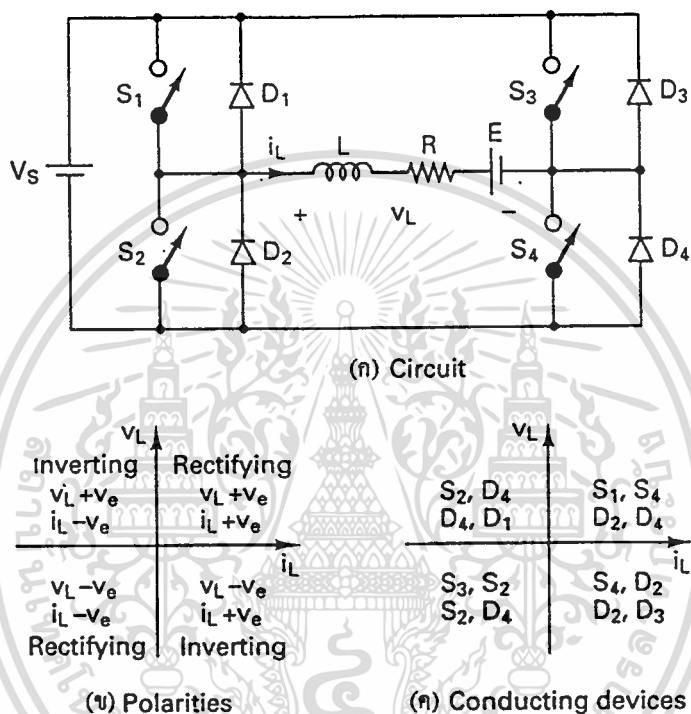
รูปที่ 3.8 วงจรขอปเปอร์ชนิดซี

วงจรขอปเปอร์ชนิดซี กระแสไหลจะเป็นบวกเสมอ แต่ว่าแรงดันไหลสามารถเป็นได้ทั้งบวกและลบดังแสดงในรูป 3.6(ง) โดยขอปเปอร์ชนิดนี้สามารถทำงานได้ทั้งในสถานะเรกติไฟเออร์หรืออินเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.9 ถ้าสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  ปิดวงจร  $v_L$  และ  $i_L$  จะมีค่าเป็นบวก ถ้า  $S_1$  และ  $S_2$  เปิดวงจรจะทำให้กระแสไหลจะเป็นบวกและไหลอย่างต่อเนื่องสำหรับโหลดตัวเหนี่ยวนำ ไดโอด  $D_2$  และ  $D_3$  เป็นตัวที่มารองรับการกระแสไหลกลับและ  $v_L$  ไหลกลับทิศ



รูปที่ 3.9 วงจรขอปเปอร์ชนิดดี

วงจรขอปเปอร์ชนิดดี กระแสไหลสามารถเป็นได้ทั้งบวกและลบเช่นเดียวกับแรงดันไหลก็สามารถเป็นได้ทั้งบวกและลบดังแสดงในรูป 3.6(จ) เรียกว่าขอปเปอร์ที่ทำงานทั้งสี่ควอดแดนซ์ วงจรขอปเปอร์ชนิดนี้มาจากกรณำอววงจรขอปเปอร์ชนิดดีสองอันมารวมกันดังแสดงในรูป 3.10(ก) ขั้วของกระแสไหลและแรงดันไหลแสดงดังรูป 3.10(ข) การทำงานของอุปกรณ์ต่างๆในขณะทำงานที่ควอดแดนซ์ใดๆ แสดงในรูปที่ 3.10(ค)



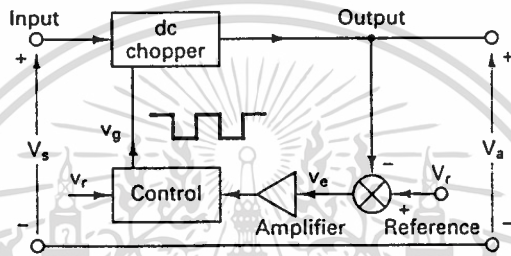
รูปที่ 3.10 วงจรขอปเปอร์ชนิดดี

### 3.6 การคงค่าโดยการสวิตซ์ซิง (Switching-mode regulations)

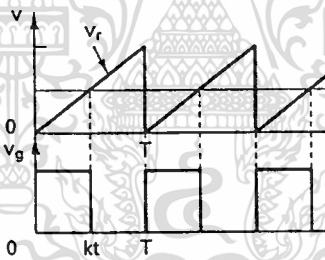
ดีซีขอปเปอร์สามารถใช้งานในลักษณะสวิตซ์ซิงเพื่อทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันกระแสตรงไม่คงที่ให้เป็นแรงดันกระแสตรงคงที่ โดยการคงค่าแรงดันนี้สามารถทำได้โดยการควบคุมความกว้างพัลส์ที่ความถี่คงที่ อุปกรณ์ที่นำมาใช้ทำการสวิตซ์ซิงโดยทั่วไปจะเป็นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลัง มอสเฟต หรือไอจีบีที โดยส่วนประกอบของเร็กกูเลเตอร์แสดงในรูป 3.11(ก) จากรูป 3.11(ข) เราจะสังเกตได้ว่าดีซีขอปเปอร์ของไหลคความต้านทานจะได้เอาท์พุทที่ไม่ต่อเนื่องและมีค่าฮาร์โมนิก แต่เราสามารถลดค่าริบเบิ้ลลงได้โดยการใช้แอล-ซี ฟิลเตอร์ (LC filter)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิทช์ซึ่งเรีคูเลเตอร์จะทำงานเหมือนวงจรอินทิเกรท โดยที่ผู้ออกแบบสามารถกำหนดความถี่ในการสวิทช์โดยการเลือกค่า  $R$  และค่า  $C$  ของความถี่ออสซิลเลต หากเราต้องการประสิทธิภาพต่ำค่าคาบเวลาของการออสซิลเลตควรจะเป็น 100 เท่าของช่วงเวลาในการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ เช่น ทรานซิสเตอร์มีค่าเวลาในการสวิทช์เท่ากับ  $0.5 \mu s$  จะต้องมีคาบเวลาการออสซิลเลตเป็น  $50 \mu s$  ซึ่งจะทำให้เกิดความถี่สูงสุดเป็น 20 kHz การกำหนดดังกล่าวเนื่องมาจากค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวทรานซิสเตอร์ โดยที่ความสูญเสียจะการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์จะขึ้นอยู่กับความถี่ในการสวิทช์ซึ่งและจะทำให้ประสิทธิภาพลดลง ในขณะที่เดียวกันค่าความสูญเสียในแกนของตัวเหนี่ยวนำจะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่สูงสุดของการทำงาน



(n) Block diagram



(ข) Control signals

รูปที่ 3.11 ส่วนประกอบของสวิทช์ซึ่งโหมดเรีคูเลเตอร์

การควบคุมแรงดัน  $v_o$  จะอาศัยการเปรียบเทียบแรงดันเอาท์พุทกับแรงดันอ้างอิงที่ทำการออกแบบ โดยเมื่อเราเอาแรงดัน  $v_o$  มาเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันฟันเลื่อยก็จะได้สัญญาณพีดบปลิวเอ็ม เพื่อใช้กับดีซีชอปเปอร์ดังแสดงในรูป 3.11(ข) สวิทช์ซึ่งเรีคูเลเตอร์พื้นฐานมีสี่ ชนิด ดังนี้

1. บัคเรีคูเลเตอร์ (Buck regulators)
2. บูสเรีคูเลเตอร์ (Boost regulators)
3. บัค-บูสเรีคูเลเตอร์ (Buck-Boost regulators)
4. ซัคเรีคูเลเตอร์ (Cuk regulators)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.7 บัควิลต์เตอร์

ในการทำงานของบัควิลต์เตอร์นั้นค่าแรงดันเฉลี่ยเอาท์พุท  $V_a$  จะมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุท  $V_s$  ซึ่งเป็นที่มาของคำว่า “บัค” และเป็นเร็คทูล์เตอร์ที่มีการนำมาใช้งานอย่างมาก ลักษณะของบัควิลต์เตอร์ที่ใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์กำลังแสดงในรูป 3.12(ก) ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับชอปเปอร์แบบลดค่าลง โดยที่ขั้นตอนการทำงานจะแบ่งออกเป็นสองโหมด โหมดที่หนึ่งเริ่มเมื่อทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดวงจรลงที่เวลา  $t=0$  กระแสอินพุทจะเพิ่มขึ้นไหลไปยังตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ ตัวต้านทาน โหมดที่สองเมื่อทรานซิสเตอร์เปิดวงจรที่เวลา  $t=t_1$  ฟรีวีลลิ่งไดโอด  $D_m$  จะเป็นตัวนำให้พลังงานในตัวเหนี่ยวนำและกระแสเหนี่ยวนำไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ โหลด และไดโอด  $D_m$  โดยค่ากระแสเหนี่ยวนำจะตกลงจนกระทั่งทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ทำการปิดวงจรอีกครั้งในรอบการทำงานถัดไป วงจรสมมูลของการทำงานในแต่ละโหมดแสดงไว้ในรูป 3.12(ข) และลักษณะรูปคลื่นของแรงดันและกระแสแสดงในรูป 3.12(ค) สำหรับค่ากระแสที่ไหลต่อเนื่องในตัวเหนี่ยวนำ แต่ความต่อเนื่องของกระแสเหนี่ยวนำจะขึ้นอยู่กับความถี่ในการสวิตซ์ซิง ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ

เราสามารถหาค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำได้จาก

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

สมมติให้กระแสเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นจาก  $I_1$  เป็น  $I_2$  ในเวลา  $t_1$

$$V_s - V_a = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (3-25)$$

หรือ

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} \quad (3-26)$$

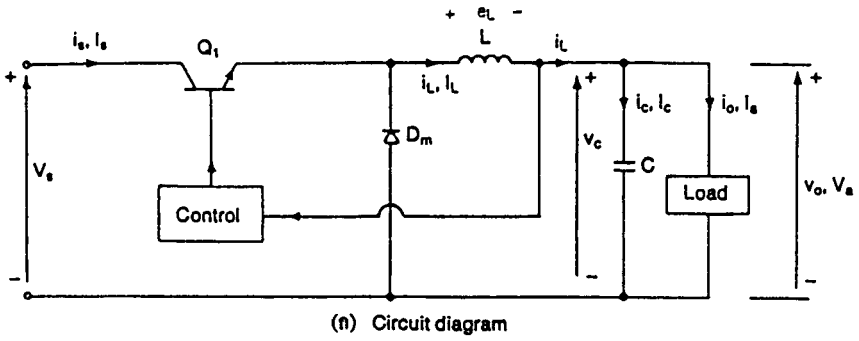
และกระแสเหนี่ยวนำลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นจาก  $I_2$  เป็น  $I_1$  ในเวลา  $t_2$

$$-V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (3-27)$$

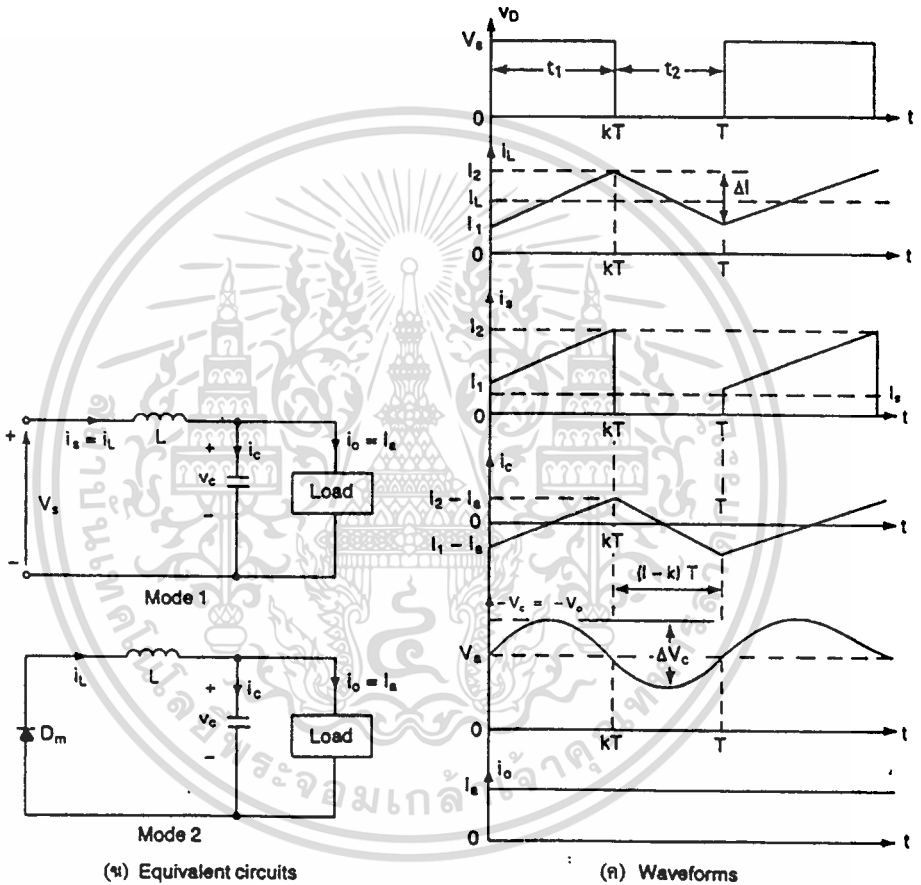
หรือ

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{V_a} \quad (3-28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(n) Circuit diagram



(ข) Equivalent circuits

(ค) Waveforms

รูปที่ 3.12 บัควีคูลเตอรืสำหรับกระแสโหลดต่อเนื่อง

เมื่อ  $I = I_2 - I_1$  คือค่ากระแสริบเปิดจากยอดถึงยอดของตัวเหนี่ยวนำ และจากสมการ (3-30) ,(3-32) จะได้ว่า

$$\Delta I = \frac{(V_s - V_a)t_1}{L} = \frac{V_a t_2}{L}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า  $t_1 = kT$  และ  $t_2 = (1-k)T$  จะได้แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \quad (3-29)$$

ถ้าสมมติว่าไม่มีความสูญเสียเกิดขึ้น  $V I_s = V I_a = kV I_a$  และจะได้กระแสเอาต์พุตเฉลี่ยเป็น

$$I_s = kI_a \quad (3-30)$$

คาบเวลาของการสวิตช์ซึ่งสามารถแสดงโดย

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I L}{V_a} = \frac{\Delta I L V_s}{V_a (V_s - V_a)} \quad (3-31)$$

ซึ่งสามารถหาค่ากระแสรีเบิลยอคถึงยอคโดย

$$\Delta I = \frac{V_s k(1-k)}{fL} \quad (3-32)$$

หรือ

$$\Delta I = \frac{V_a (V_s - V_a)}{fL V_s} \quad (3-33)$$

จากกฎกระแสของเครือข่าย (Kirchhoff's current law) เราสามารถเขียนกระแสเหนี่ยวนำ  $i_L$  เป็น

$$i_L = i_c + i_o$$

ถ้าเราสมมติให้ค่ารีเบิลของกระแสโหลด  $i_o$  มีค่าน้อยมากและไม่นำมาพิจารณา  $i_L = i_c$  ดังนั้นค่ากระแสเฉลี่ยของตัวเก็บประจุคือ

$$i_c = \frac{\Delta I}{4}$$

แรงดันของตัวเก็บประจุแสดงโดย

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt + v_c(t=0)$$

และค่ารีเบิลของแรงดันของตัวเก็บประจุจากยอคถึงยอคคือ

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta I T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \quad (3-34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า  $I$  จากสมการ (3-32) หรือ (3-33) ในสมการ (3-34) จะได้

$$\Delta V_c = \frac{V_a(V_s - V_a)}{8LCf^2V_s} \quad (3-35)$$

หรือ

$$\Delta V_c = \frac{V_s k(1-k)}{8LCf^2} \quad (3-36)$$

บัคเร็คกูเลเตอร์ต้องการทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวซึ่งเป็นเร็คกูเลเตอร์ที่ง่ายและมีประสิทธิภาพสูงประมาณ 90 % ค่า  $di/dt$  ของกระแสโพลดจะถูกจำกัดโดยค่าของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  อย่างไรก็ตามกระแสอินพุทนั้นไม่ต่อเนื่องดังนั้นจึงต้องมีตัวกรองเพื่อให้เรียบ เร็คกูเลเตอร์ชนิดนี้จะให้แรงดันเอาต์พุทขั้วเดียวและมีทิศทางการไหลของกระแสทิศทางเดียวและต้องมีอุปกรณ์ป้องกันการลัดวงจรในส่วนของไดโอด



## บทที่ 4

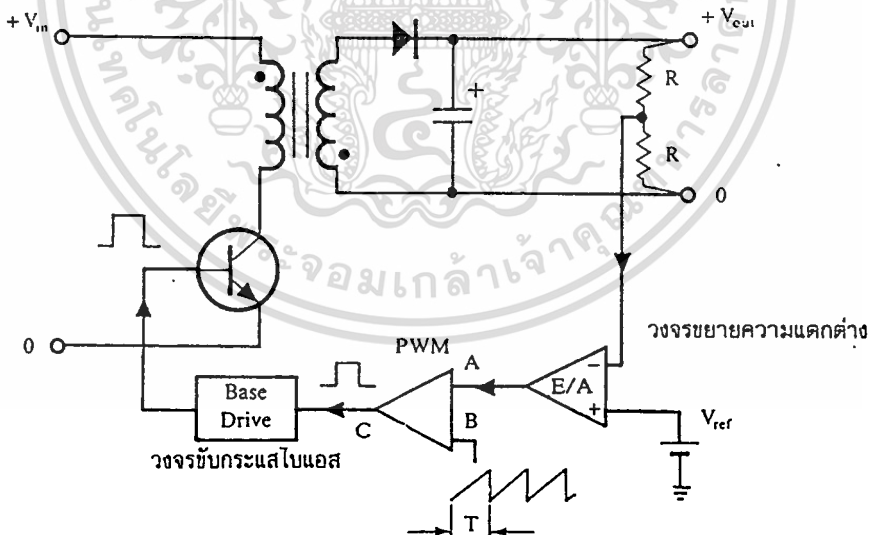
## การสร้างสัญญาณสวิตชิง

## 4.1 บทนำ

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลักการใช้ PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมแรงดันและโหมดควบคุมกระแส

## 4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังเพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลักวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

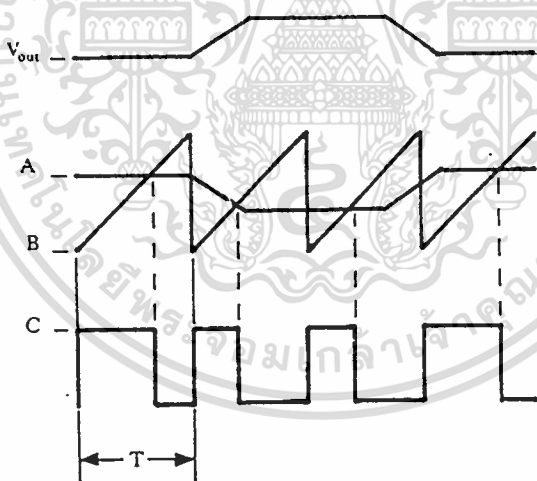
จากรูปวงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก็ได้ เป็น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังเว็บไซต์อื่น การค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย วงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันที่รูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสทรานซิสเตอร์กำลัง

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจขยายความแตกต่าง E/A ที่อินเวอร์ต ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตที่วงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วยและช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังก็จะมีค่าลดลงด้วยถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงแรงดันที่ A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความของพัลส์ที่เอาต์พุตที่วงจร PWM จะมีค่าเพิ่มขึ้นก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถยกค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 4.2 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหนดควบคุมจากแรงดันได้แก่ ไอซีเบอร์ MC 34060, MC 34166, และ TL 494 เป็นต้น

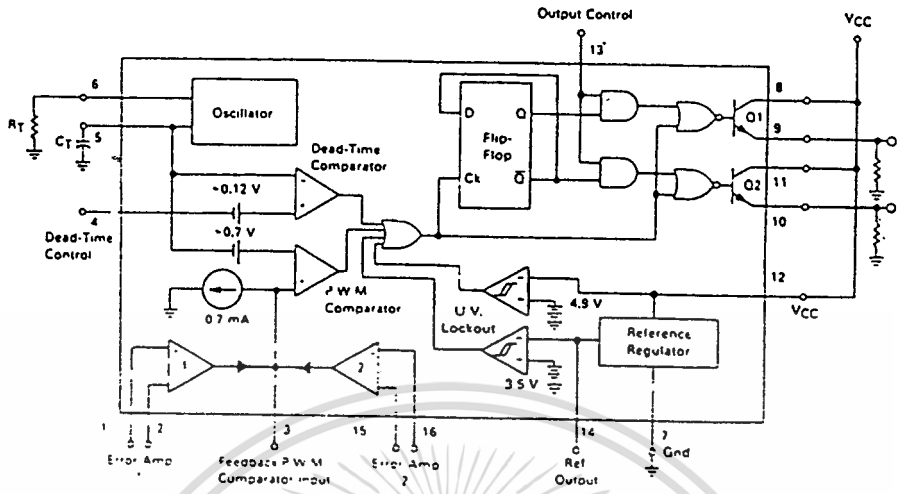


รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ จากการมอดูเลต

#### 4.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหนดควบคุมแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็น ไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหนดควบคุมแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวีธีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 4.3 การทำงานของ ไอซีจะเป็นดังนี้รูป

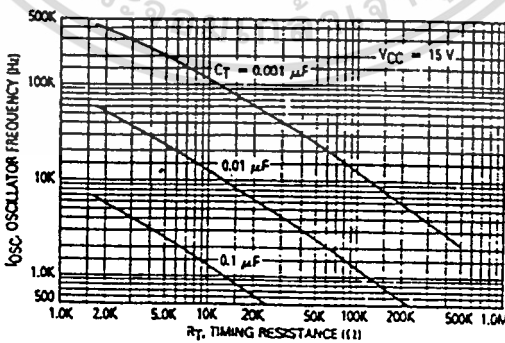


รูปที่ 4.3 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

#### 4.3.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพลัส กำหนดโดยค่าของ  $R_T$  และ  $C_T$  จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะ กำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1}$$



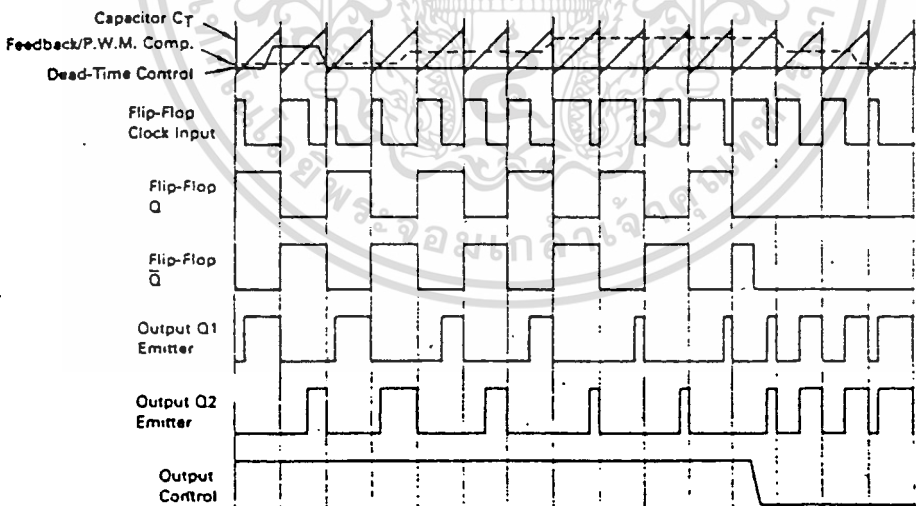
รูปที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ของค่า  $R_T, C_T$  ในการกำหนดความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้งสองตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q<sub>1</sub> และ Q<sub>2</sub> จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C<sub>x</sub> ของ Flip-flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง C<sub>x</sub> จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้งสองตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างของพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างพัลส์ของไอซีนีจะสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง (V<sub>CC</sub>-2) โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้งสองตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



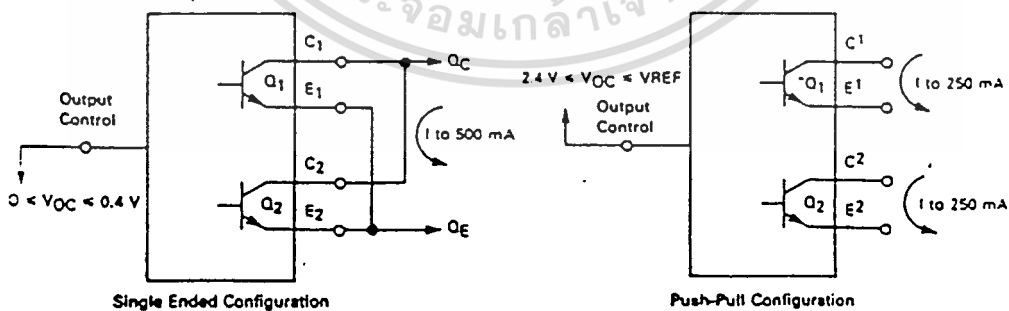
รูปที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

### 4.3.3 การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (TD)

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเมื่อ (TD) ของวงจรได้เองด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 ของไอซี มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 ไมโครวินาทีของคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นในช่วงเวลา  $t_{on}$  สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output control) เข้ากับขา 14 (+5  $V_{ref}$ ) และมีค่าเท่ากับ 96% ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

### 4.3.4 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 โดยที่  $C_T$  คาบประจุเอาต์พุตของ Dead-time Comparator จะให้พัลส์ออกมา  $C_T$  มีสถานะเป็น “High” และการหยุดการทำงานของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้าขา 14 (+5  $V_{ref}$ )  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันทำงานตามจังหวะของฟลิปฟล็อปเพื่อขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุ่มพุด ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็นสองเท่าของคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์(ขกเด็กฟลิปฟล็อป)  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน  $Q_1$  และ  $Q_2$  เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้กระแสมากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเท่ากับคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานในตัวไอซี (ช่วงนำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของคาบเวลา)



รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

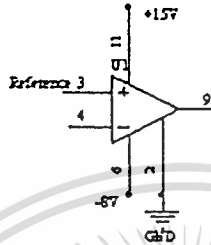
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

## วงจรการทำงานและผลการทดลอง

## อธิบายวงจรการทำงาน

## 5.1 วงจรชุดเปรียบเทียบ



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรเปรียบเทียบแรงดันด้วยไอซีเบอร์ LM 710

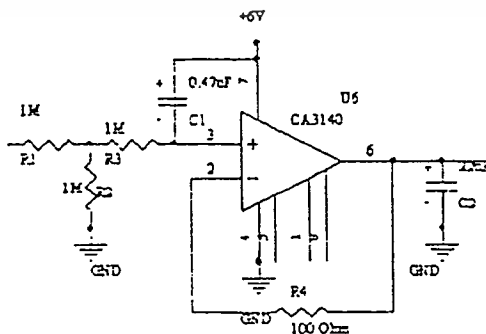
ในวงจรชุดนี้จะใช้ IC เบอร์ LM710 มาเป็นตัวเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันอ้างอิงกับแรงดัน Feed Back โดยแรงดันอ้างอิงจะป้อนเข้าที่ขา 3 ของไอซี และแรงดัน Feed Back จะเข้าที่ขา 4 ของไอซีการเปรียบเทียบมีผลดังนี้

-ระดับแรงดันของสัญญาณอ้างอิง มีค่าสูงกว่าสัญญาณ ของ Feed Back จะทำให้ได้สัญญาณ Output ที่ขา 9 เป็น +15 โวลต์

-ระดับแรงดันของสัญญาณอ้างอิง มีค่าต่ำกว่าสัญญาณ Feed Back จะทำให้ได้สัญญาณ Output ที่ขา 9 เป็น 0 โวลต์

ซึ่งสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบนี้จะถูกส่ง ไปควบคุมวงจรสร้างสัญญาณคี่ซี โดยมีสัญญาณอินพุตเข้าทางขา 3 ไอซีเบอร์ CA3140

## 5.2 วงจรสร้างสัญญาณไฟคี่ซี



รูปที่ 5.2 แสดงการสร้างสัญญาณไฟคี่ซีด้วยไอซีเบอร์ CA 3140

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

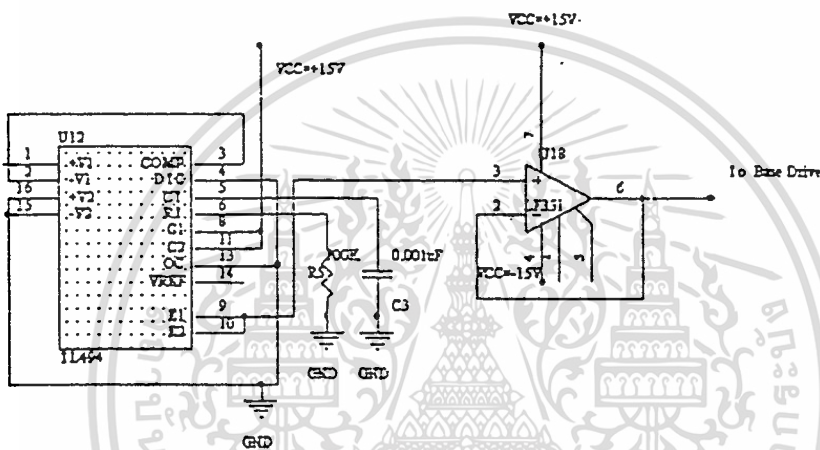
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการสร้างสัญญาณไฟดิซี จะใช้ไอซีเบอร์ CA3140 ที่สามารถควบคุมระดับของสัญญาณไฟดิซีได้ ตั้งแต่ 0 ถึง 4 โวลท์ โดยสามารถควบคุมการเพิ่มหรือลดของระดับสัญญาณได้ที่ขา 3 ของไอซีกล่าวคือ

-เมื่อขา 3 มีแรงดันเป็น 0 โวลท์ จะทำให้ Capacitor เกิดการ Discharge ทำให้สัญญาณดิซีที่ Output มีค่าลดลง

-เมื่อขา 3 มีแรงดันเป็น +15 โวลท์ จะทำให้ Capacitor เกิดการ Charge ทำให้สัญญาณดิซีที่ Output มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งสัญญาณที่มาควบคุมขา 3 ของไอซีตัวนี้จะได้จากวงจรชุดเปรียบเทียบ

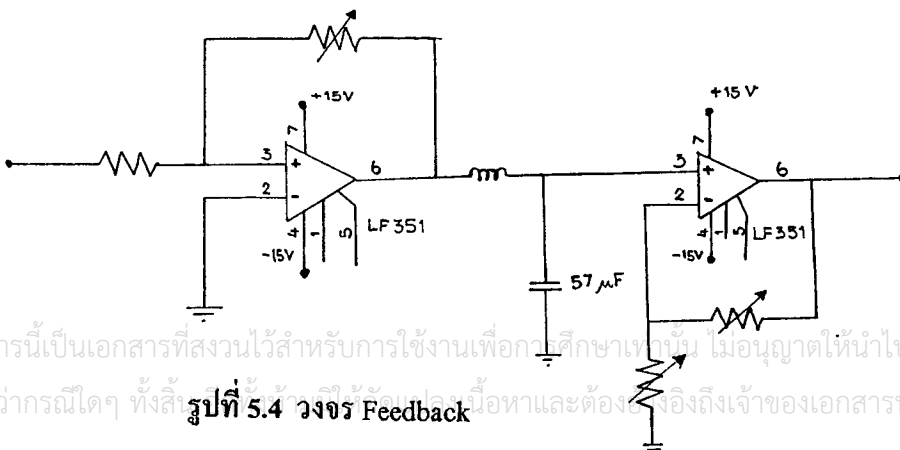
### 5.3 วงจรสร้างสัญญาณ PWM



รูปที่ 5.3 แสดงการสร้างสัญญาณ PWM ด้วยไอซีเบอร์ TL 494

การสร้างสัญญาณ PWM เพื่อใช้เป็นสัญญาณในการ Switching จะใช้ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นตัวกำเนิดสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้สัญญาณไฟดิซีป้อนเข้าที่ขา 3 มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณแคร์เรียร์ ที่อยู่ภายในตัวไอซี ซึ่งจะทำได้สัญญาณ Output ที่ขา 9 และ ขา 10 เป็นสัญญาณ PWM ที่มีความถี่ 1 kHz

### 5.4 หลักการทำงานของวงจร Feed Back

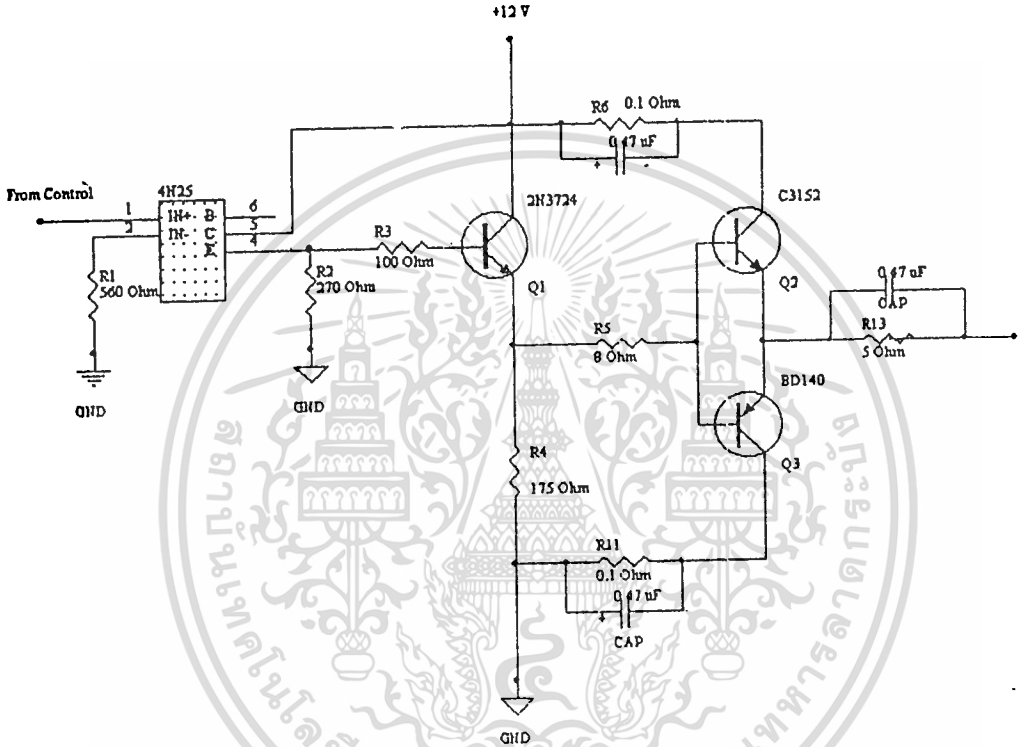


รูปที่ 5.4 วงจร Feedback

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น

ลักษณะการทำงานของวงจร feed back จะเป็นวงจรขยายโดยใช้ไอซีเบอร์ LF 351 ทำการขยายสัญญาณที่ได้จากตัวตรวจจับกระแส โดยขณะที่กระแสของวงจรกำลังเท่ากับ 50 แอมป์ แรงดันที่ได้จากไอซี LF 351 ก่อนที่จะส่งให้วงจรเปรียบเทียบจะเท่ากับ 5 โวลต์ และเนื่องจากแรงดันที่วัดได้จากตัวตรวจจับกระแสยังไม่เรียงคั่งนั้นจึงใส่ตัวเก็บประจุไว้เพื่อให้แรงดันเรียบขึ้น

### 5.5 วงจรชุดขับเบส



รูปที่ 5.5 แสดงวงจรชุดขับเบส

จากรูปที่ 5.5 เมื่อสัญญาณ PWM จากชุดควบคุม ถูกป้อนเข้าทางขา 1 ของไอซีเบอร์ 4N25 ซึ่งเป็นตัวทำหน้าที่ออสซิลเลต ซึ่งจะให้สัญญาณออกมาทางขา 4 สัญญาณเอาต์พุตนี้จะเป็นตัวไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3724 ซึ่งทำหน้าที่เพิ่มอัตราขยายกระแสทำให้กระแสที่จ่ายมาจากไอซีเบอร์ 4N25 มีค่าน้อยลงซึ่งจะเห็นได้ว่าจะมีทรานซิสเตอร์เบอร์ C3152 เป็นตัวจ่ายกระแสเบสให้กับทรานซิสเตอร์กำลังที่ต่ออยู่ในวงจรหลัก ส่วนทรานซิสเตอร์เบอร์ BD140 จะกำจัดประจุค้างในช่วง OFF ที่เกิดขึ้นบริเวณรอยต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.6 ชุดเลือกย่านของแรงดัน

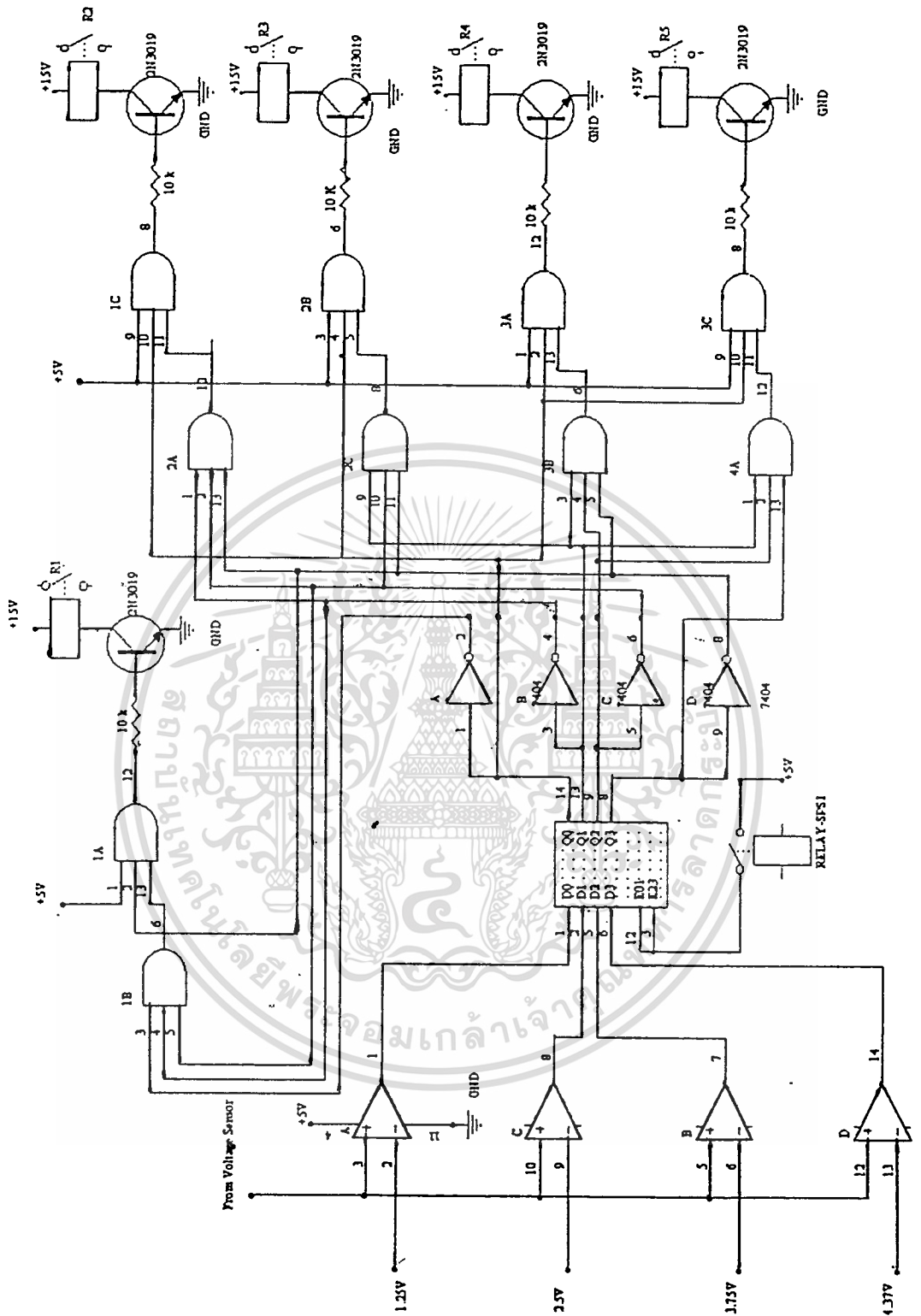
พิกัดแรงดันของชุดโพลคไฟฟ้ากระแสตรง คือ 220 โวลต์ ซึ่งจะใช้ตัวต้านทานที่มีความต้านทานสูงๆ มาต่ออนุกรมกันเพื่อใช้เป็น ตัวเซนเซอร์ (Sensor) แรงดันโดยจะทำการลดแรงดันจาก 220 โวลต์ เป็น 5 โวลต์ เพื่อใช้เป็นอินพุตให้กับวงจรชุดกาเลือกย่านของแรงดันและสามารถกำหนดแรงดันสูงสุด ในแต่ละย่านได้ดังนี้

- ย่านที่ 1 ระดับแรงดัน 0-18 โวลต์ แรงดันเซนเซอร์ที่ใช้ 0.45 โวลต์
- ย่านที่ 2 ระดับแรงดัน 19-42 โวลต์ แรงดันเซนเซอร์ที่ใช้ 1.05 โวลต์
- ย่านที่ 3 ระดับแรงดัน 43-78 โวลต์ แรงดันเซนเซอร์ที่ใช้ 1.95 โวลต์
- ย่านที่ 4 ระดับแรงดัน 79-126 โวลต์ แรงดันเซนเซอร์ที่ใช้ 3.15 โวลต์
- ย่านที่ 5 ระดับแรงดัน 127-200 โวลต์ แรงดันเซนเซอร์ที่ใช้ 5 โวลต์

หลักการการทำงานของวงจรคือ ไอซีเบอร์ LM 324 จะเป็นตัวเปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันที่ตรวจจับมาจากตัวตรวจจับแรงดัน กับแรงดันที่อ้างอิง โดยแรงดันที่ได้มาจากการตรวจจับจะป้อนเข้าขา Noninverting input และแรงดันที่อ้างอิง จะป้อนที่ขา Inverting input โดยจะได้ผลดังนี้

- แรงดัน Sensor > แรงดันอ้างอิง ได้ Output เป็น “High” (+5v)
- แรงดัน Sensor < แรงดันอ้างอิง ได้ Output เป็น “Low” (0v)

แล้วสัญญาณเอาต์พุต ที่ได้จาก ไอซีเบอร์ LM324 จะถูกส่งเป็นอินพุตให้กับ ไอซีเบอร์ 74LS77 ที่ทำหน้าที่เป็นตัว Latch เก็บข้อมูลจากสัญญาณจากอินพุตเอาไว้ แล้วสัญญาณดังกล่าวก็จะถูกส่งผ่านไอซีที่ทำหน้าที่เป็นตัวกลับสัญญาณ (Inverter จาก High เป็น Low หรือจาก Low เป็น High) แล้วมาทำการ AND กันดังรูปที่ 5.1 โดยสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากตัว AND จะมีสภาพเป็น Low ควบคุมการปิด-เปิด ของทรานซิสเตอร์ โดยถ้าเอาต์พุตของ AND เป็น High Transistor จะ ON แต่ถ้าเป็น Low Transistor จะ Off ซึ่งทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนี้จะควบคุม Relay อีกที ซึ่ง Relay แต่ละตัวจะไปควบคุมคอนแทคเตอร์ที่วงจรกำลัง เพื่อใช้กำหนดขนาดของความต้านทานที่เป็น โพลคให้เหมาะสมกับขนาดแรงดันที่ใช้ทดลองด้วย



รูปที่ 5.6 ชุดเลือกย่านแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

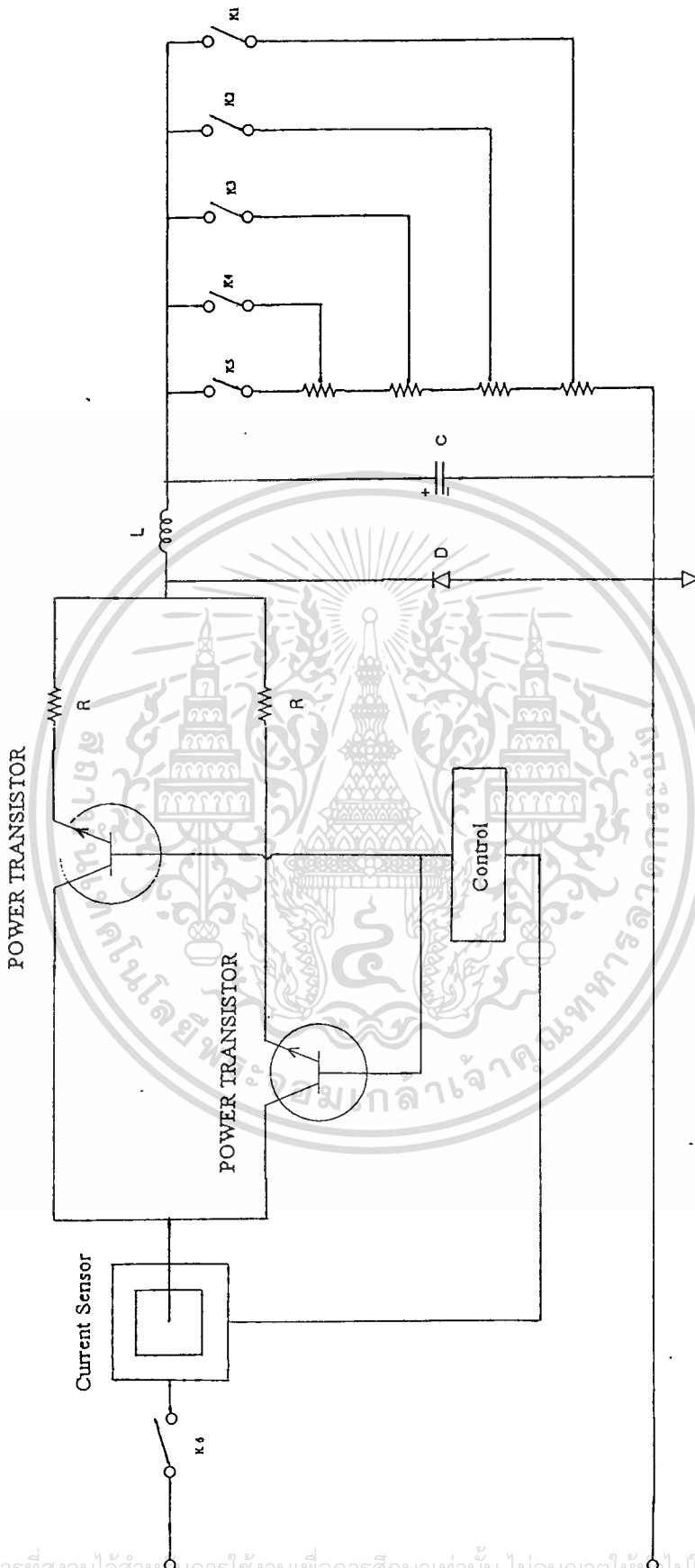
## 5.7 วงจรกำลัง

ส่วนประกอบของวงจรกำลังจะประกอบไปด้วย

- 1.1 ทรานซิสเตอร์กำลัง
- 1.2 ชุดโหลดตัวต้านทาน
- 1.3 คอนแทกเตอร์ทำหน้าที่เลือกย่านแรงดัน
- 1.4 อินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์

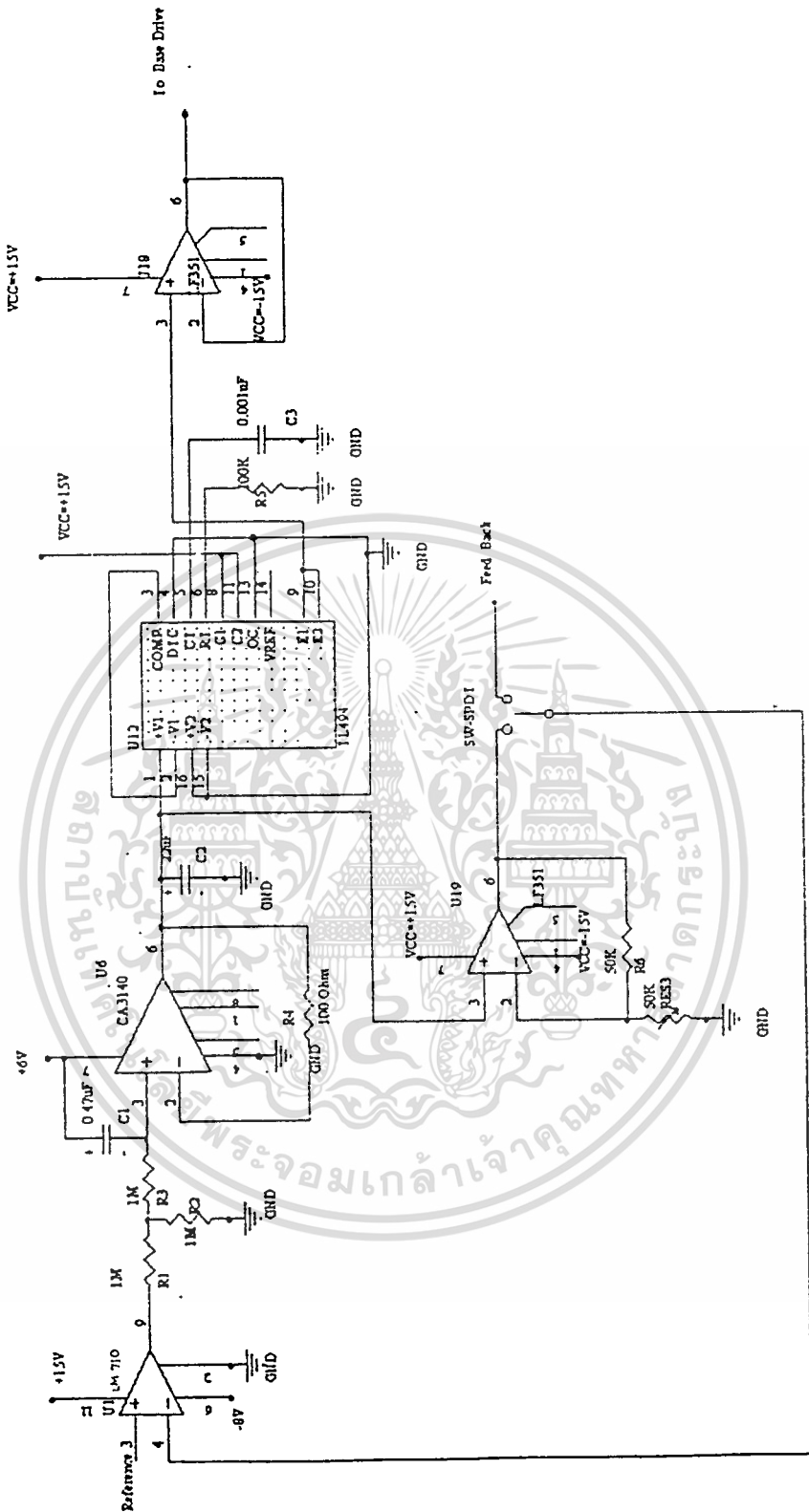


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.7 วงจรกำลัง



รูปที่ 5.8 วงจรควบคุม

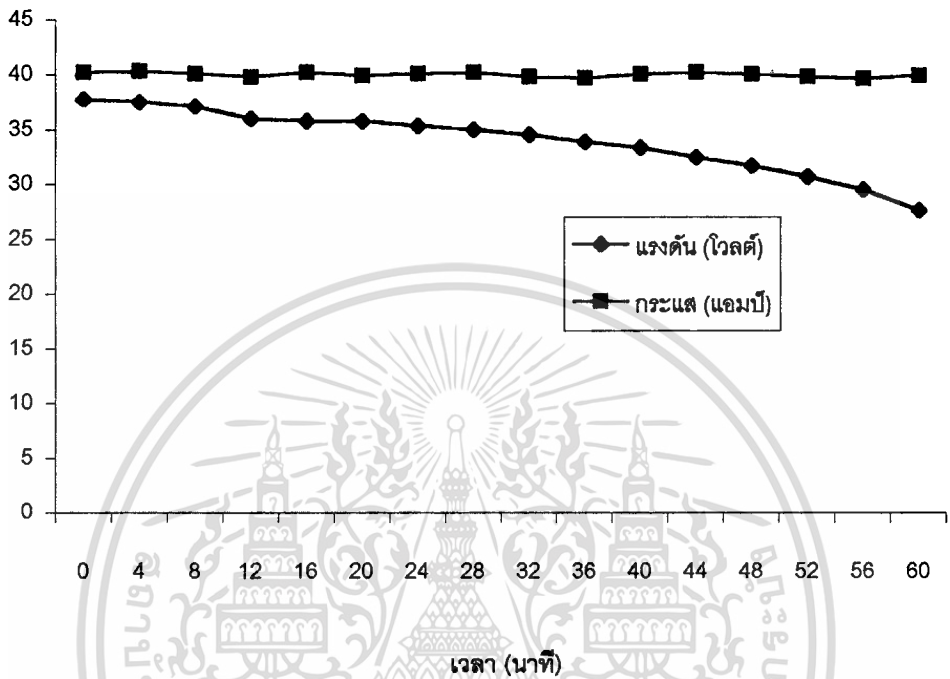
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลอง

ตารางที่ 5.1 การทดสอบแบตเตอรี่ 12 โวลต์ 3 ลูก ต่ออนุกรมกัน แบตเตอรี่ขนาด 38 แอมป์-ฮาวร์

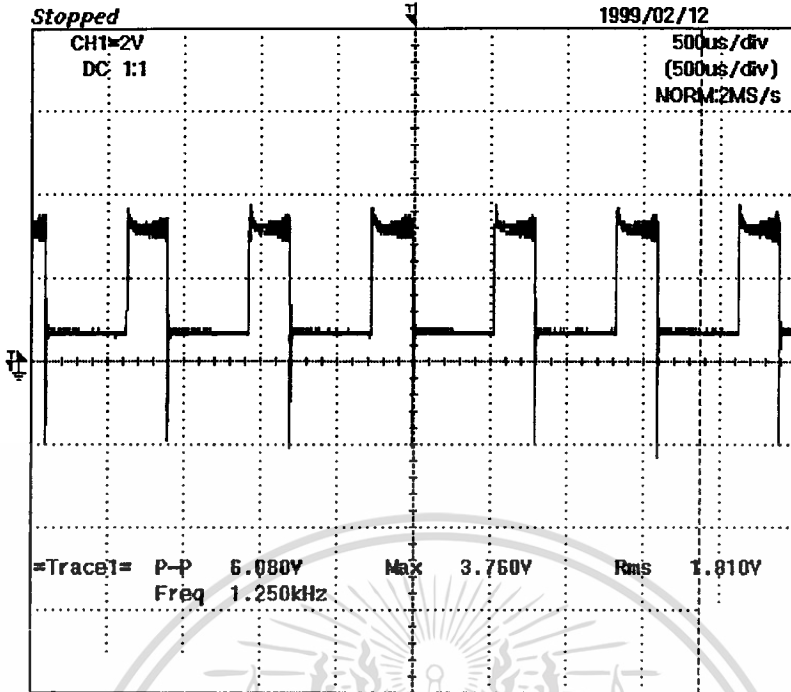
เวลา (นาที)	แรงดัน (โวลต์)	กระแส (แอมป์)
0	37.8	40.2
4	37.53	40.3
8	37.12	40.1
12	36.02	39.8
16	35.79	40.2
20	35.78	39.9
24	35.32	40.1
28	35.01	40.2
32	34.5	39.8
36	33.86	39.7
40	33.32	40
44	32.45	40.2
48	31.67	40
52	30.66	39.8
56	29.46	39.6
60	27.6	39.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

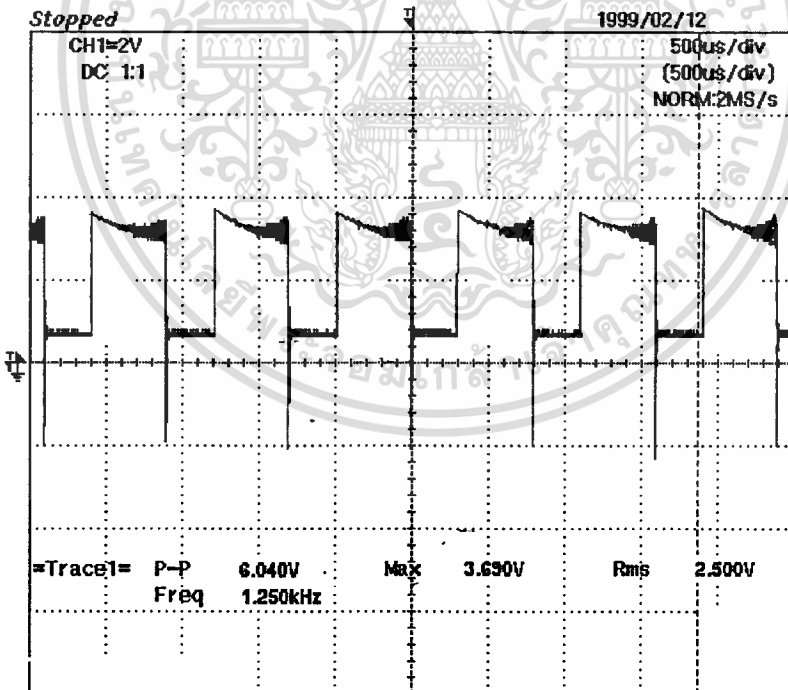


รูปที่ 5.9 แสดงกราฟแรงดันและกระแสในการทดสอบแบตเตอรี่ 36 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ลักษณะของกระแสเบสขณะเริ่มทดสอบ



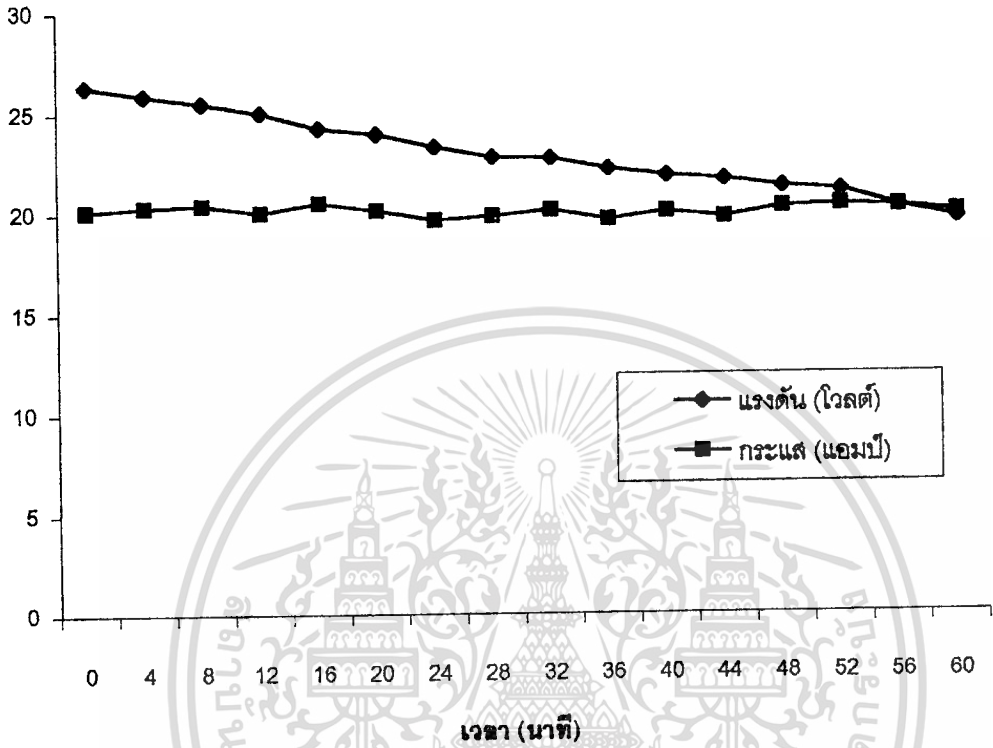
(ข) ลักษณะของกระแสเบสหลังจากทดสอบไป 30 นาที

เอกสารนี้เป็นรูปที่ 5.10 แสดงลักษณะของกระแสเบสในการทดสอบแบตเตอรี่ 36 V 40 A  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.2 การทดสอบแบตเตอรี่ 12 โวลต์ 2 ลูก ต่ออนุกรมกัน แบตเตอรี่ขนาด 38 แอมป์-สแควร์

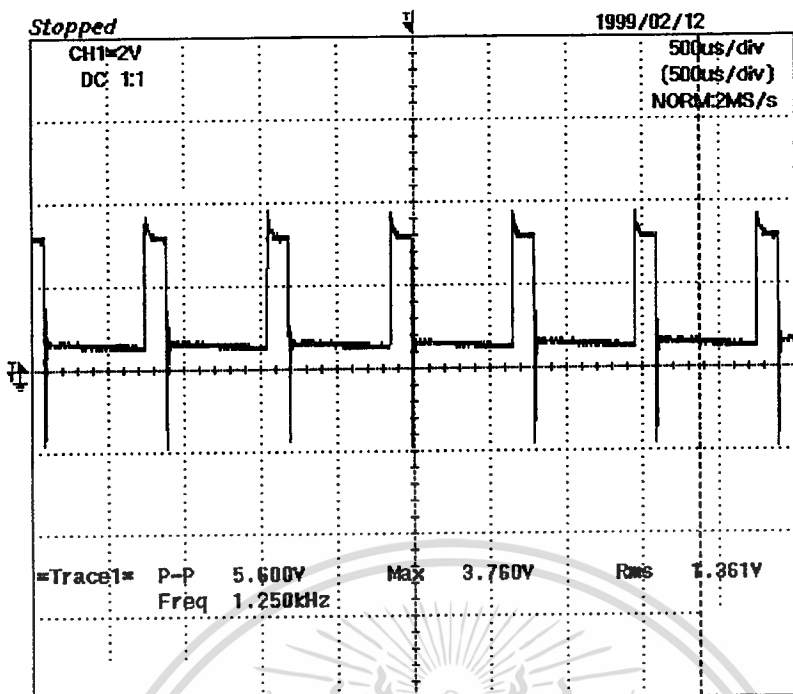
เวลา (นาท)	แรงดัน (โวลต์)	กระแส (แอมป์)
0	26.3	20.1
4	25.87	20.3
8	25.47	20.4
12	25	20
16	24.2	20.5
20	23.9	20.1
24	23.27	19.6
28	22.75	19.8
32	22.7	20.1
36	22.14	19.6
40	21.77	20
44	21.6	19.7
48	21.2	20.2
52	21	20.3
56	20.2	20.2
60	19.6	19.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

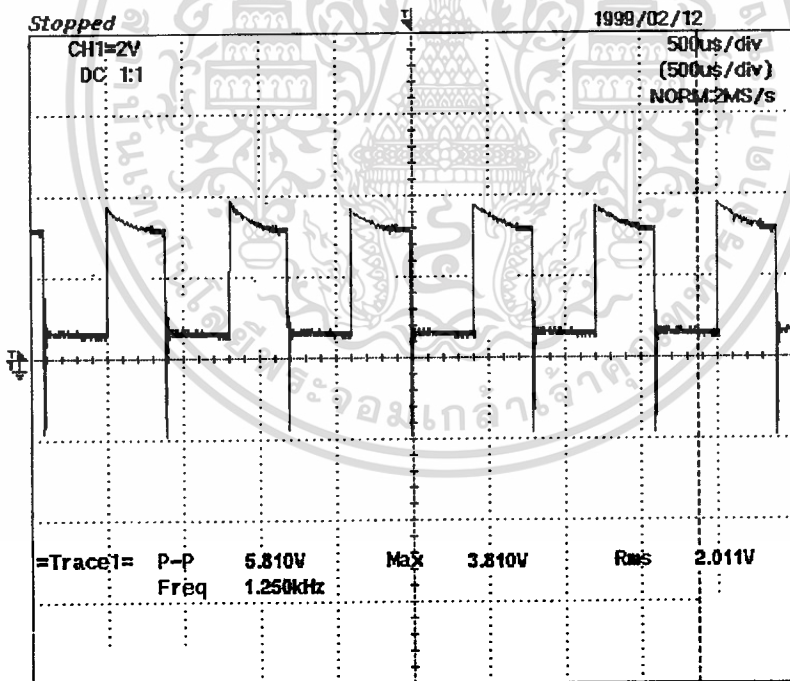


รูปที่ 5.11 แสดงกราฟแรงดันและกระแสในการทดสอบแบตเตอรี่ 24 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ลักษณะของกระแสเบสขณะเริ่มทดสอบ



(ข) ลักษณะของกระแสเบสหลังจากทดสอบไป 30 นาที

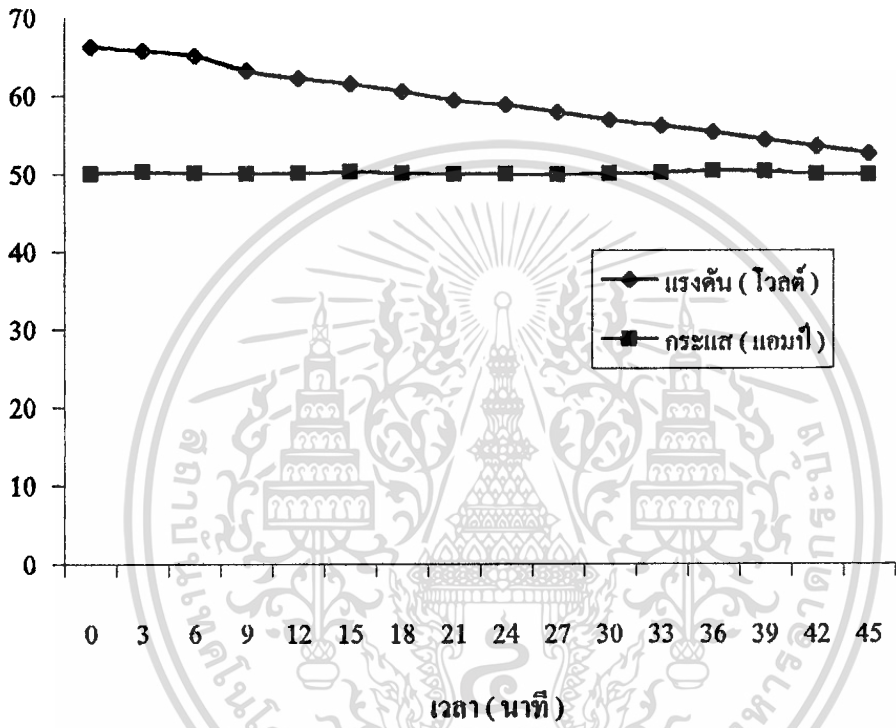
รูปที่ 5.12 แสดงลักษณะของกระแสเบสในการทดสอบเบตเตอร์ี่ 24 V 20 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 การทดสอบแบตเตอรี่ 12 โวลต์ 5 ลูก ต่ออนุกรมกัน แบตเตอรี่ขนาด 38 แอมป์-ชั่วโมง

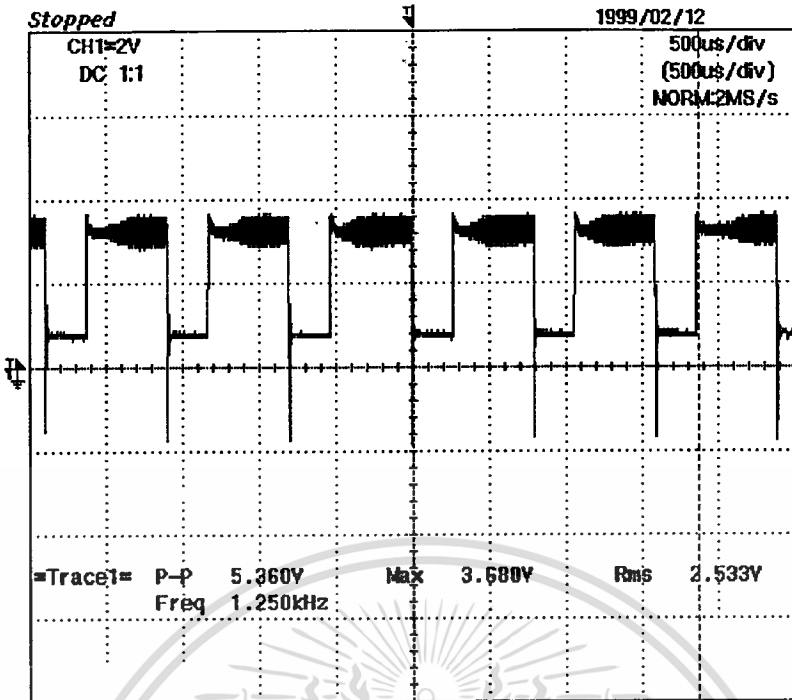
เวลา (นาฬิกา)	แรงดัน (โวลต์)	กระแส (แอมป์)
0	66.2	50
3	65.7	50.2
6	65.02	50.1
9	63.14	50
12	62.15	50.1
15	61.5	50.2
18	60.5	50.1
21	59.31	49.9
24	58.78	49.9
27	57.75	49.8
30	56.74	50
33	56.04	50.1
36	55.23	50.3
39	54.2	50.2
42	53.35	49.9
45	52.46	49.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

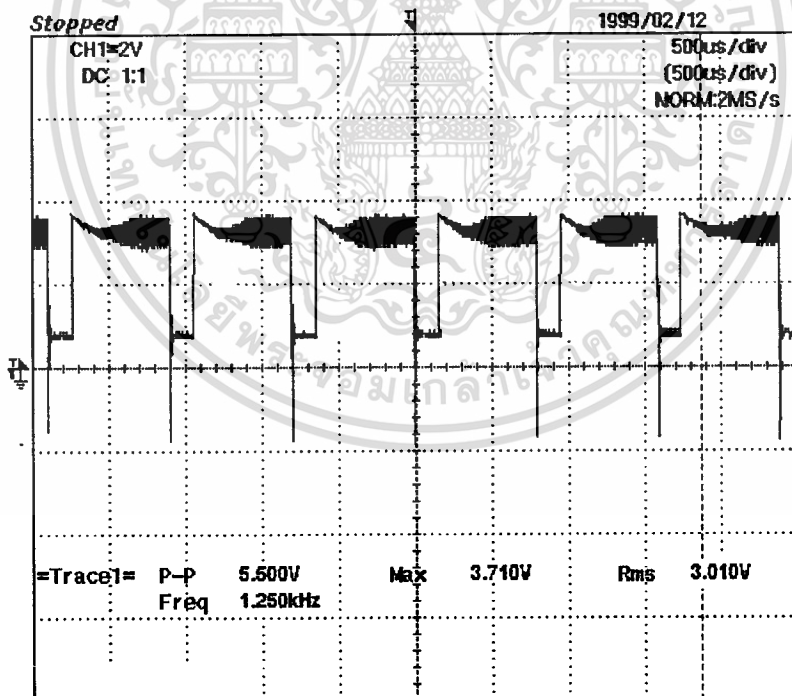


รูปที่ 5.13 แสดงกราฟแรงดันและกระแสในการทดสอบแบตเตอรี่ 60 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ลักษณะของกระแสเบสขณะเริ่มทดสอบ



(ข) ลักษณะของกระแสเบสหลังจากทดสอบไป 30 นาที

รูปที่ 5.14 แสดงลักษณะของกระแสเบสในการทดสอบเบตเตอร์ี่ 60 V 50 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

## บทวิจารณ์และสรุป

จากผลการทดสอบแบตเตอรี่จะเห็นได้ว่าเครื่องทดสอบพิกัดกำลังของแบตเตอรี่นี้สามารถทำงานได้จริง มีความสามารถในการทดสอบหาค่าพิกัดกำลังอยู่ในระดับที่สามารถเชื่อถือได้ ดังเหตุได้จากผลการทดสอบนำมาคำนวณหาค่าพิกัดกำลังของแบตเตอรี่จะมีค่าใกล้เคียงกับพิกัดที่แผ่นป้ายของตัวแบตเตอรี่

เราสามารถนำเครื่องทดสอบนี้ไปใช้เป็นเครื่องจ่ายแรงดันคิซีคิงที่ได้แต่ว่าเราจะต้องทำการคิดตัวฟิวเตอร์เพื่อให้แรงดันที่ได้จากทรานซิสเตอร์กำลังที่ทำงานลักษณะเป็นสวิทช์ให้เรียบ ซึ่งในการนำไปใช้เราจะสามารถควบคุมกระแสที่จ่ายออกจากแบตเตอรี่ให้คงที่ได้

ปัญหาที่เจอในการดำเนินงาน ส่วนมากจะเจอปัญหาเรื่องหาอุปกรณ์ได้ไม่ครบจะเห็นได้จากการทดสอบไม่ได้ทดสอบถึงพิกัดแรงดันเพราะว่าไม่สามารถหาแบตเตอรี่มาทดสอบได้ แต่อย่างไรก็ตามในการทดสอบที่พิกัดสูงๆ ก็มีผลการทดสอบที่ไม่ต่างจากทดสอบที่พิกัดต่ำๆ เพราะว่าเราจัดให้ใช้ตัวต้านทานที่เป็นภาระคนละชุดกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**MOTOROLA**

**TL494**

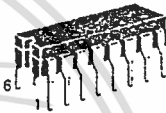
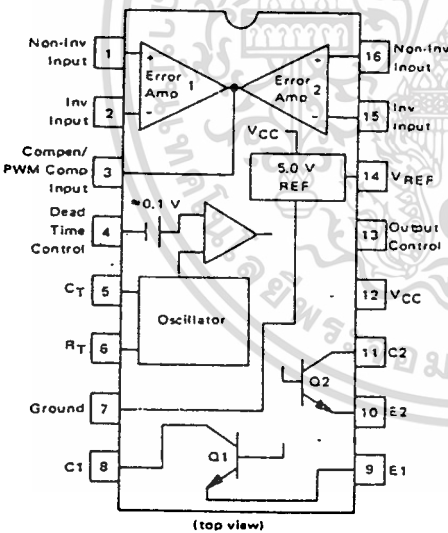
**SWITCHMODE  
PULSE WIDTH MODULATION  
CONTROL CIRCUITS**

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 Volt 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 CIRCUITS**

**SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUITS**



J SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 620-10



N SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648-08

**ORDERING INFORMATION**

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

The TL494C is specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I is specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# TL494

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V <sub>IR</sub>	-0.3 to 42	-0.3 to 42	-0.3 to 42	V
Power Dissipation (at T <sub>A</sub> ≤ 45°C)	P <sub>D</sub>	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>				°C
Plastic Package		125	125	—	°C
Ceramic Package		150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	0 to 70	-25 to 85	-55 to 125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>				°C
Plastic Package		-55 to 125	-55 to 125	—	
Ceramic Package		-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

## THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	N Suffix Plastic Package	J Suffix Ceramic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R <sub>θJA</sub>	80	100	°C/W
Derating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	45	50	°C

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V <sub>in</sub>	-0.3	—	V <sub>CC</sub> - 2.0	V
Current into Feedback Terminal	I <sub>fb</sub>	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I <sub>ref</sub>	—	—	10	mA
Timing Resistor	R <sub>T</sub>	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C <sub>T</sub>	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f <sub>osc</sub>	1.0	40	200	kHz

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 15 V, C<sub>T</sub> = 0.01 μF, R<sub>T</sub> = 12 kΩ unless otherwise noted.)

For typical values T<sub>A</sub> = 25°C, for min-max values T<sub>A</sub> is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

*Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

## REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I <sub>Q</sub> = 1.0 mA)	V <sub>ref</sub>	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V <sub>CC</sub> = 7.0 V to 40 V)	Reg <sub>line</sub>	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation (I <sub>Q</sub> = 1.0 mA to 10 mA)	Reg <sub>load</sub>	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V <sub>ref</sub> = 0 V)	I <sub>SC</sub>	15	35	75	15	35	75	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 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.

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	$V_{TH}$	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{Pin\ 3} = 0.7\ \text{V}$ )	$I_{I-}$	0.3	0.7	—	mA
<b>DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{Pin\ 4} = 0$ to $5.25\ \text{V}$ )	$I_{IB}\ (DT)$	—	-2.0	-10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) ( $V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{TH}$	— 0	2.8 —	3.3 —	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$f_{osc}$	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$\sigma_{f_{osc}}$	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ( $\Delta T_A = T_{low}$ to $T_{high}$ ) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	—	12	%
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION</b>					
Turn-On Threshold ( $V_{CC}$ Increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$ )	$V_{th}$	5.5	6.43	7.0	V
<b>TOTAL DEVICE</b>					
Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$ , All Other Inputs and Outputs Open) ( $V_{CC} = 15\ \text{V}$ ) ( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ )	$I_{CC}$	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ( $V_{Pin\ 4} = 2.0\ \text{V}$ ) (See Figure 12) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{CC} = 15\ \text{V}$ )	—	—	7.0	—	mA

\* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, or

$$\sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N - 1}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

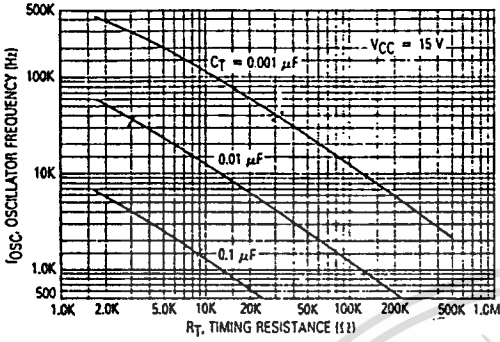


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

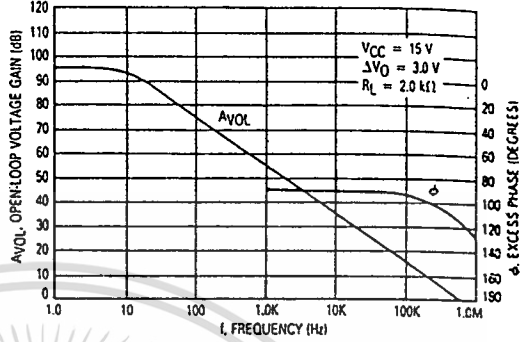


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

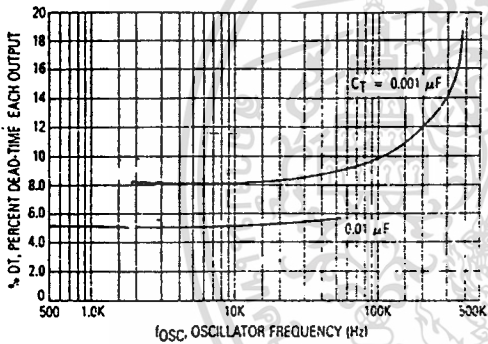


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

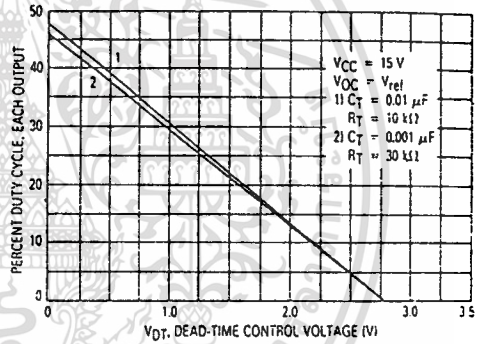


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

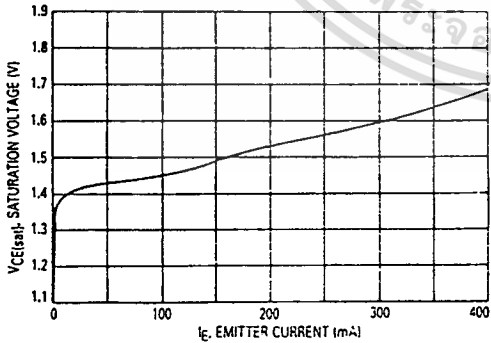
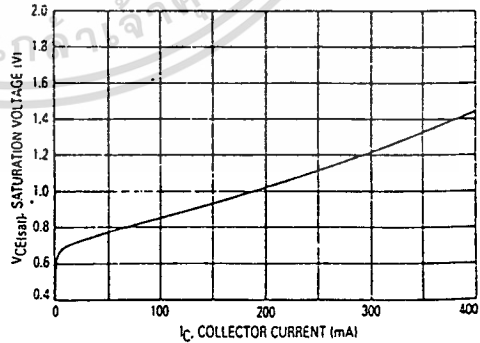


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 10 — STANDBY SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

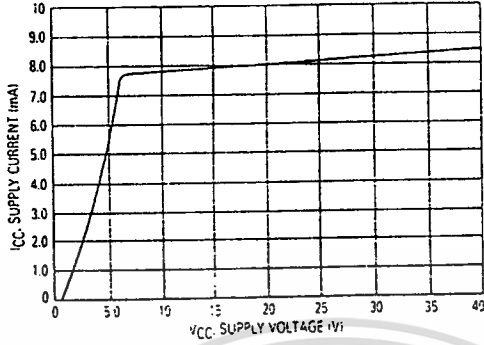


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

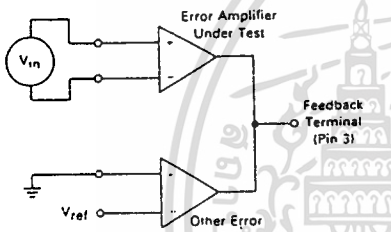


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

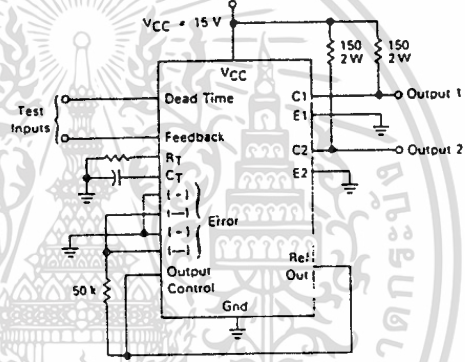


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

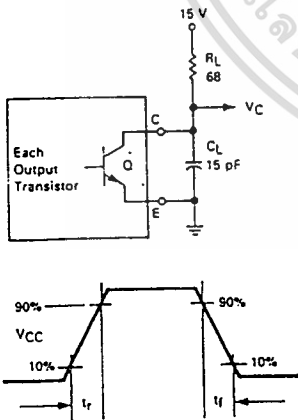
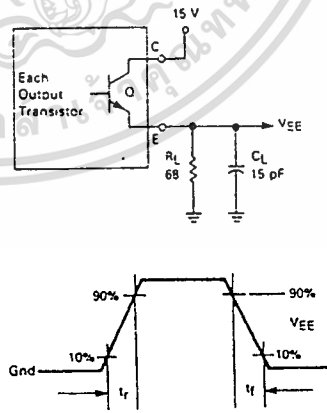


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 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.

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

## 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	$\mu\text{A}$
Emitter Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0\text{ V}$ )	$I_{E(off)}$	—	—	-100	—	—	-150	$\mu\text{A}$
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter ( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ ) Emitter-Follower ( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$ ) High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{A}$
	$I_{OCH}$	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_f$	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	

## ERROR AMPLIFIER SECTIONS

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	$\mu\text{A}$
Input Common-Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$V_{ICR}$	-0.3 to $V_{CC} - 2.0$	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain ( $\Delta V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$f_C$	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$\phi_m$	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$ , $V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	PSRR	—	100	—	dB
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	-4.0	—	mA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

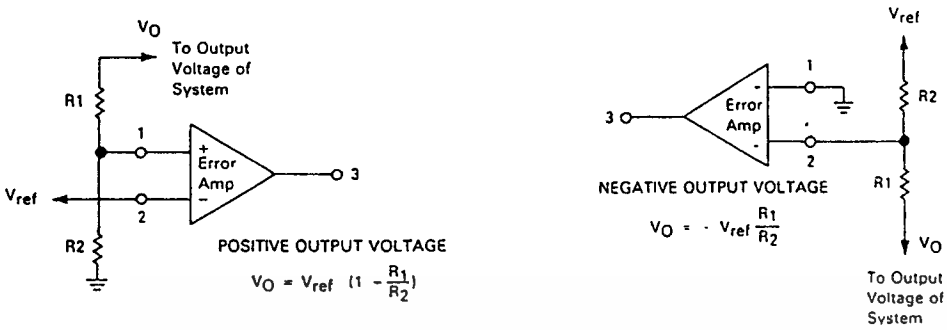


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

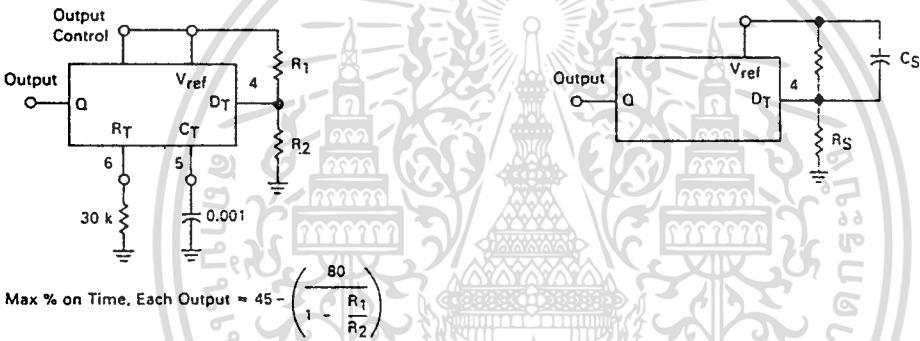
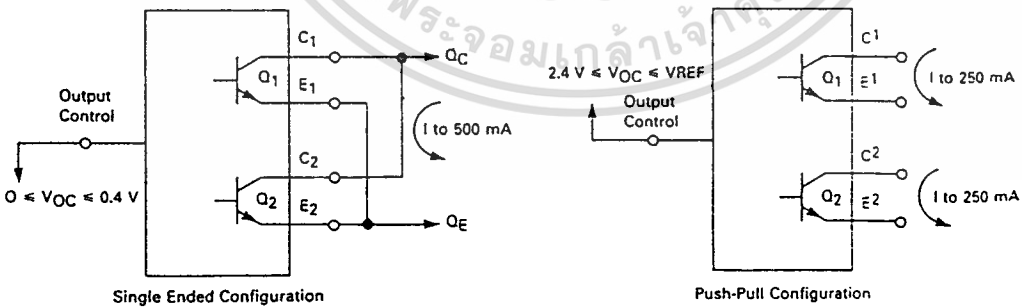


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

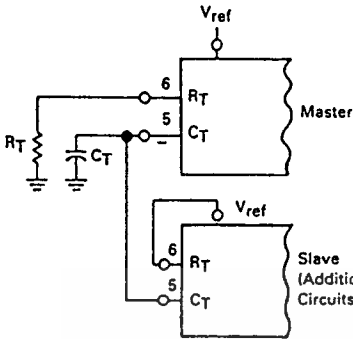


FIGURE 20 — OPERATION WITH  $V_{IN} > 40$  V USING EXTERNAL ZENER

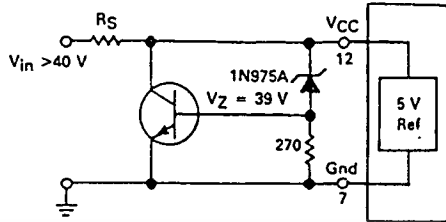
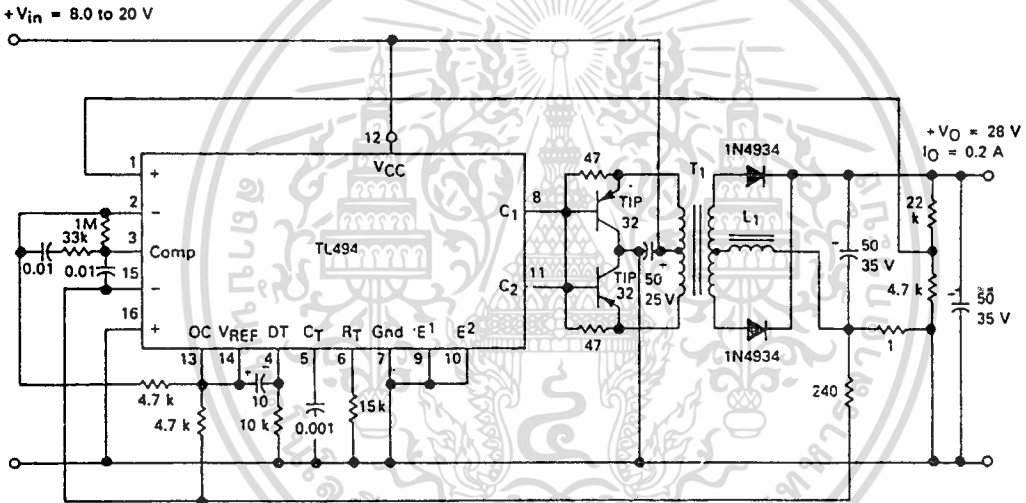


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



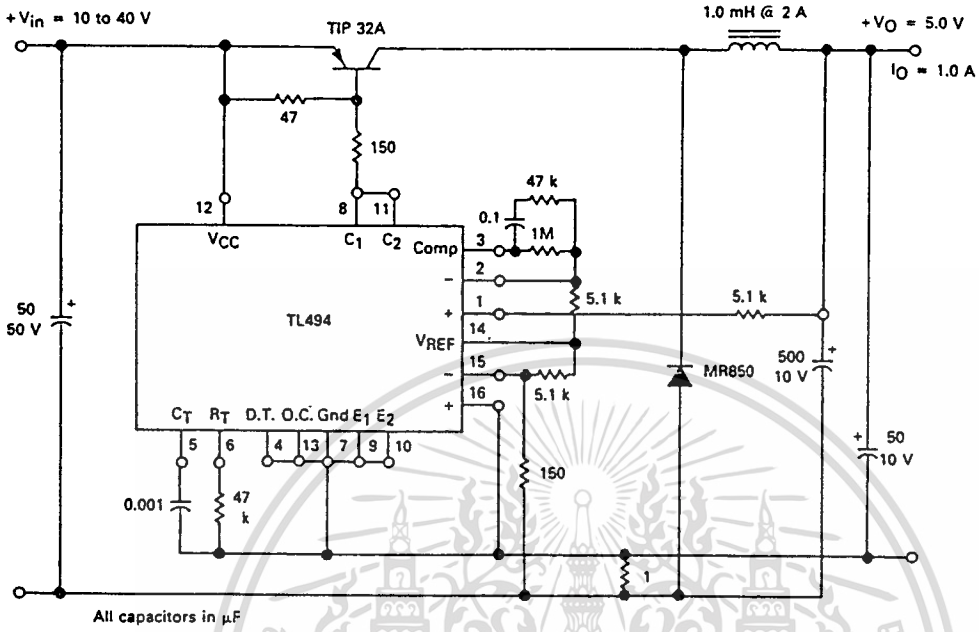
- L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
- T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG  
Secondary: 120T C.T. #36 AWG  
Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10$ V to 40 V	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1$ mA to 1 A	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1.0$ A	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28$ V, $I_O = 1$ A	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 0.2 \text{ to } 200 \text{ mA}^*$	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%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

## 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:

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

For more information refer to Figure 4.

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 to 3.3 V.

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 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from  $-0.3$  V to  $(V_{CC} - 2$  V), 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 non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

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 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of  $\pm 1.5\%$  with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Input	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Output Control		
Grounded	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At $V_{ref}$	Push-pull operation	0.5

**MOTOROLA  
SEMICONDUCTOR  
TECHNICAL DATA**

**NPN  
2N3055  
PNP  
MJ2955**

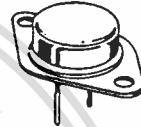
**COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS**

... designed for general-purpose switching and amplifier applications.

- DC Current Gain -  $h_{FE} = 20-70 @ I_C = 4 \text{ Adc}$
- Collector-Emitter Saturation Voltage -  
 $V_{CE(sat)} = 1.1 \text{ Vdc (Max) } @ I_C = 4 \text{ Adc}$
- Excellent Safe Operating Area

**15 AMPERE  
POWER TRANSISTORS  
COMPLEMENTARY SILICON**

**60 VOLTS  
115 WATTS**



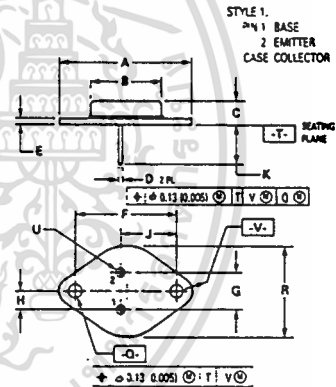
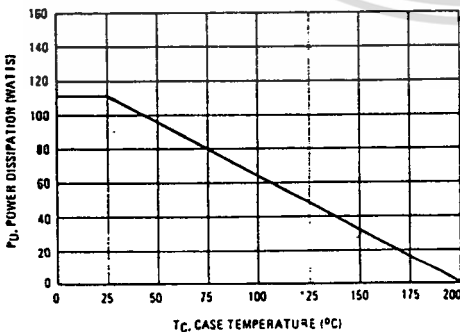
**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	60	Vdc
Collector-Emitter Voltage	$V_{CER}$	70	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CB}$	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EB}$	7	Vdc
Collector Current - Continuous	$I_C$	15	Aadc
Base Current	$I_B$	7	Aadc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	115 0.657	Watts W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.52	$^\circ\text{C/W}$

**FIGURE 1 - POWER DERATING**



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	29.17	—	1.150
B	—	21.08	—	0.830
C	4.35	8.25	0.250	0.325
D	3.97	1.09	0.038	0.043
E	1.40	1.77	0.055	0.070
F	20.15 BSC	—	1.187 BSC	—
G	10.92 BSC	—	0.430 BSC	—
H	5.46 BSC	—	0.215 BSC	—
J	16.89 BSC	—	0.665 BSC	—
K	11.78	12.19	0.460	0.480
Q	3.92	4.19	0.151	0.165
R	—	26.67	—	1.050
U	4.83	5.33	0.190	0.210
V	3.92	4.19	0.151	0.165

- NOTES:  
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.  
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.  
 3. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH REFERENCED TO-204AA OUTLINE SHALL APPLY.

**CASE 1-06  
TO-204AA  
(TO-3)**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

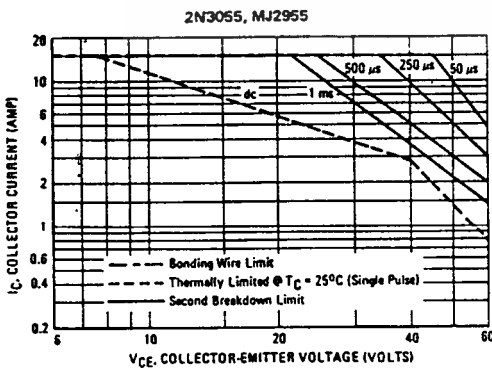
## 2N3055 NPN/MJ2955 PNP

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>*OFF CHARACTERISTICS</b>				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ( $I_C = 200\text{ mA dc}, I_B = 0$ )	$V_{CE(sus)}$	60	—	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) ( $I_C = 200\text{ mA dc}, R_{BE} = 100\text{ Ohms}$ )	$V_{CER(sus)}$	70	—	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 30\text{ Vdc}, I_B = 0$ )	$I_{CEO}$	—	0.7	mA dc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 100\text{ Vdc}, V_{BE(off)} = 1.5\text{ Vdc}$ ) ( $V_{CE} = 100\text{ Vdc}, V_{BE(off)} = 1.5\text{ Vdc}, T_C = 150^\circ\text{C}$ )	$I_{CEX}$	—	1.0 5.0	mA dc
Emitter Cutoff Current ( $V_{BE} = 7.0\text{ Vdc}, I_C = 0$ )	$I_{EBO}$	—	5.0	mA dc
<b>*ON CHARACTERISTICS (1)</b>				
DC Current Gain ( $I_C = 4.0\text{ A dc}, V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 10\text{ A dc}, V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ )	$h_{FE}$	20 5.0	70 —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 4.0\text{ A dc}, I_B = 400\text{ mA dc}$ ) ( $I_C = 10\text{ A dc}, I_B = 3.3\text{ A dc}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	1.1 3.0	Vdc
Base-Emitter On Voltage ( $I_C = 4.0\text{ A dc}, V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$ )	$V_{BE(on)}$	—	1.5	Vdc
<b>SECOND BREAKDOWN</b>				
Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased ( $V_{CE} = 40\text{ Vdc}, t = 1.0\text{ s}; \text{Nonrepetitive}$ )	$I_{s/b}$	2.87	—	A dc
<b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>				
Current Gain – Bandwidth Product ( $I_C = 0.5\text{ A dc}, V_{CE} = 10\text{ Vdc}, f = 1.0\text{ MHz}$ )	$f_T$	2.5	—	MHz
*Small-Signal Current Gain ( $I_C = 1.0\text{ A dc}, V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}, f = 1.0\text{ kHz}$ )	$h_{fe}$	15	120	—
*Small-Signal Current Gain Cutoff Frequency ( $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}, I_C = 1.0\text{ A dc}, f = 1.0\text{ kHz}$ )	$f_{hfe}$	10	—	kHz

\* Indicates Within JEDEC Registration. (2N3055)  
 (1) Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300\ \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

FIGURE 2 – ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate  $I_C$ - $V_{CE}$  limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate. The data of Figure 2 is based on  $T_C = 25^\circ\text{C}$ ;  $T_{j(pk)}$  is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated for temperature according to Figure 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2N3055 NPN/MJ2955 PNP

NPN  
2N3055

PNP  
MJ2955

FIGURE 3 – DC CURRENT GAIN

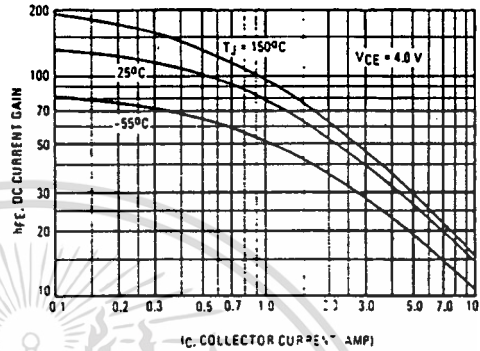
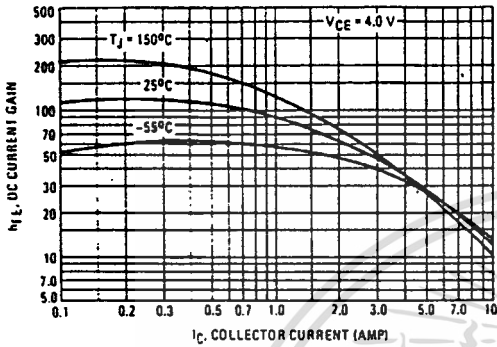


FIGURE 4 – COLLECTOR SATURATION REGION

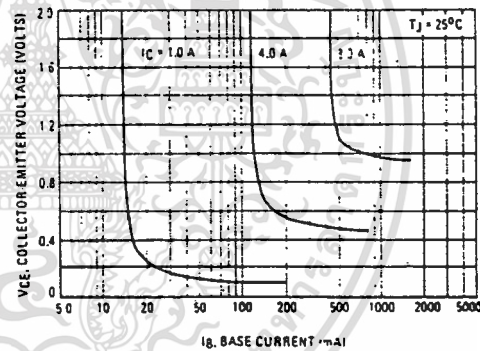
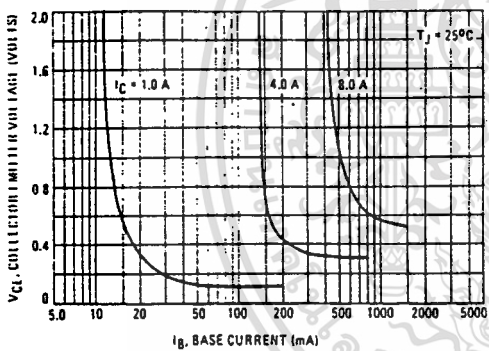
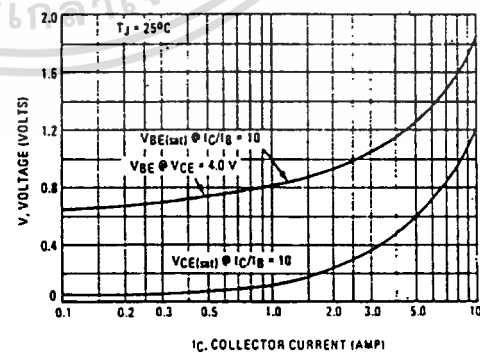
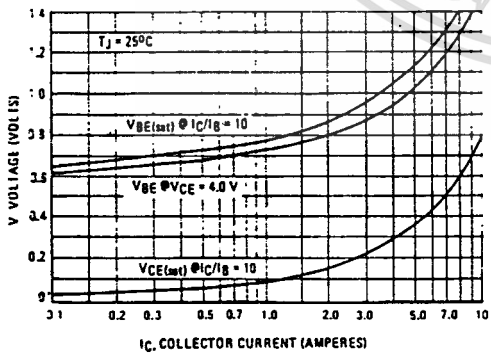


FIGURE 5 – "ON" VOLTAGES



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
TECHNICAL DATA

**BD136,-6,-10,-16**  
**BD138,-6,-10,-16**  
**BD140,-6,-10,-16**

PLASTIC MEDIUM POWER  
SILICON PNP TRANSISTOR

... designed for use as audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi complementary circuits.

- Available in HFE groups -6, -10, -16
- DC Current Gain— $h_{FE} = 40$  (Min) @  $I_C = 0.15$  Adc
- BD 136, 138, 140 are complementary with BD 135, 137, 139

**1.5 AMPERE**  
**POWER TRANSISTOR**

PNP SILICON

45, 60, 80 VOLTS  
10 WATTS

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Type	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	BD 136	45	Vdc
		BD 138	60	
		BD 140	80	
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	BD 136	45	Vdc
		BD 138	60	
		BD 140	100	
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$		5	Vdc
Collector Current	$I_C$		1.5	A dc
Base Current	$I_B$		0.5	A dc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	$P_D$		1.25	Watts
		Derate above $25^\circ\text{C}$	10	
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	$P_D$		12.5	Watt
		Derate above $25^\circ\text{C}$	100	
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$		-55 to +150	$^\circ\text{C}$

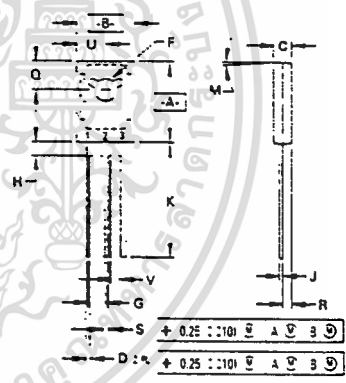
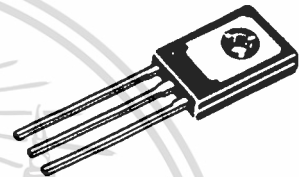
**THERMAL CHARACTERISTICS**

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$\theta_{JC}$	10	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$\theta_{JA}$	100	$^\circ\text{C/W}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_C = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Type	Min	Max	Unit
Collector-Emitter Sustaining Voltage* ( $I_C = 0.03$ Adc, $I_B = 0$ )	$BV_{CEO}$	BD 136	45	—	Vdc
		BD 138	60	—	
		BD 140	80	—	
Collector Cutoff Current ( $V_{CB} = 30$ Vdc, $I_E = 0$ ) ( $V_{CB} = 30$ Vdc, $I_E = 0$ , $T_C = 125^\circ\text{C}$ )	$I_{CBO}$		—	0.1	$\mu\text{A dc}$
			—	10	
Emitter Cutoff Current ( $V_{BE} = 5.0$ Vdc, $I_C = 0$ )	$I_{EBO}$		—	10	$\mu\text{A dc}$
DC Current Gain ( $I_C = 0.005$ A, $V_{CE} = 2$ V) ( $I_C = 0.15$ A, $V_{CE} = 2$ V)	$h_{FE}$		25	—	—
			40	250	
( $I_C = 0.5$ A, $V_{CE} = 2$ V)			25	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage* ( $I_C = 0.5$ Adc, $I_B = 0.05$ Adc)	$V_{CE(sat)}$		—	0.5	Vdc
Base-Emitter On Voltage* ( $I_C = 0.5$ Adc, $V_{CE} = 2.0$ Vdc)	$V_{BE(on)}$		—	1	Vdc

\* Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300 \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .



NOTES  
1. DIMENSIONS AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M-72  
2. CONTOUR AND DIMENSION NCH

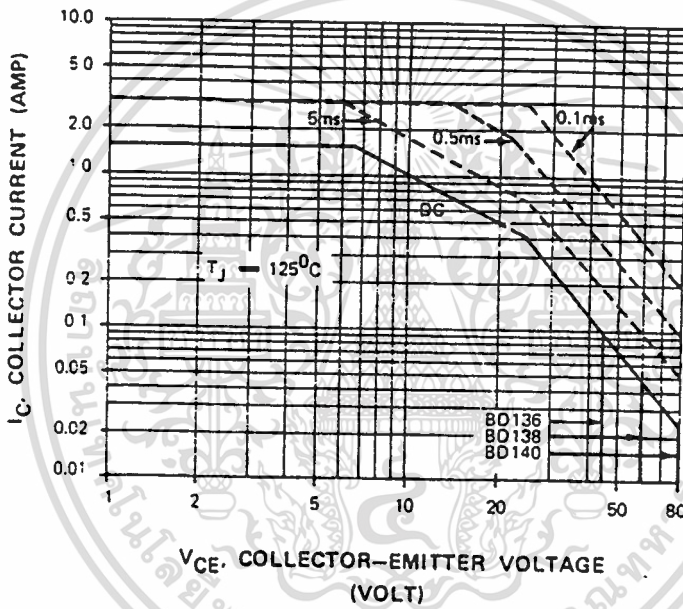
MILLIMETERS		INCHES		STYLE 1	
DIM	MIN	MAX	MIN		MAX
A	10.80	11.74	0.425	0.435	PIN 1: EMITTER 2: COLLECTOR 3: BASE
B	7.50	7.74	0.295	0.305	
C	2.25	2.50	0.085	0.095	
D	0.51	0.56	0.020	0.026	
F	2.83	3.17	0.115	0.125	
G	2.35	2.50	0.094	0.100	
H	1.27	1.41	0.050	0.055	
J	0.39	0.50	0.015	0.020	
K	14.81	15.83	0.575	0.625	
M	2.14	2.29	0.084	0.090	
Q	3.75	4.11	0.148	0.160	
R	1.75	1.90	0.065	0.075	
S	3.54	3.81	0.135	0.150	
U	3.25	3.51	0.125	0.135	
V	1.27	1.40	0.050	0.055	

CASE 77-06  
TO-225AA TYPE.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับผูกพันให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BD136,-6,-10,-16, BD138,-6,-10,-16, BD140,-6,-10,-16

FIGURE 1 – ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA





Available in HFE groups	Min.	Max.
(at $I_C = 0.15\text{ A}$ , $V_{CE} 2\text{ V}$ ) HFE group: -6	40	100
-10	63	160
-16	100	250

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

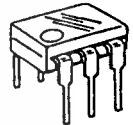
## 6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

These devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Convenient Plastic Dual-in-Line Package
- Most Economical Optoisolator
- High Input-Output Isolation Guaranteed — 7500 Volts Peak
- Meets or Exceeds All JEDEC Registered Specifications
- UL Recognized. File Number E54915 
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/ 883
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.

**4N25**  
**4N25A**  
**4N26**  
**4N27**  
**4N28**

6-PIN DIP  
 OPTOISOLATORS  
 TRANSISTOR OUTPUT



CASE 730A-02  
 PLASTIC

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

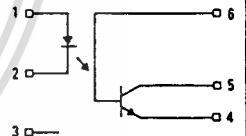
Rating	Symbol	Value	Unit
<b>INPUT LED</b>			
Reverse Voltage	$V_R$	3	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	60	mA
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Output Detector Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	120	mW
		1.41	mW/ $^\circ\text{C}$
<b>OUTPUT TRANSISTOR</b>			
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	$V_{ECO}$	7	Volts
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	70	Volts
Collector Current — Continuous	$I_C$	150	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ with Negligible Power in Input LED Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150	mW
		1.76	mW/ $^\circ\text{C}$

**TOTAL DEVICE**

Isolation Surge Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	$V_{ISO}$	7500	$V_{ac}$
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	250 2.94	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Ambient Operating Temperature Range	$T_A$	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	$T_{sol}$	260	$^\circ\text{C}$

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

**SCHEMATIC**



1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>INPUT LED</b>					
Forward Voltage ( $I_F = 10\text{ mA}$ )	$V_F$	—	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.15	Volts
			$T_A = -55^\circ\text{C}$	1.3	
			$T_A = 100^\circ\text{C}$	1.05	
Reverse Leakage Current ( $V_R = 3\text{ V}$ )	$I_R$	—	—	100	$\mu\text{A}$
Capacitance ( $V = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ )	$C_J$	—	18	—	$\text{pF}$
<b>OUTPUT TRANSISTOR</b>					
Collector-Emitter Dark Current ( $V_{CE} = 10\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$I_{CEO}$	—	4N25,25A,26,27	1	$\text{nA}$
			4N28	50	
( $V_{CE} = 10\text{ V}, T_A = 100^\circ\text{C}$ )	All Devices	—	1	100	$\mu\text{A}$
Collector-Base Dark Current ( $V_{CB} = 10\text{ V}$ )	$I_{CBO}$	—	0.2	—	$\text{nA}$
Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 1\text{ mA}$ )	$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	Volts
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$ )	$V_{(BR)CBO}$	70	100	—	Volts
Emitter-Collector Breakdown Voltage ( $I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$ )	$V_{(BR)ECO}$	7	7.8	—	Volts
DC Current Gain ( $I_C = 2\text{ mA}, V_{CE} = 5\text{ V}$ )	$h_{FE}$	—	500	—	—
Collector-Emitter Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}, V_{CE} = 0$ )	$C_{CE}$	—	7	—	$\text{pF}$
Collector-Base Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}, V_{CB} = 0$ )	$C_{CB}$	—	19	—	$\text{pF}$
Emitter-Base Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}, V_{EB} = 0$ )	$C_{EB}$	—	9	—	$\text{pF}$
<b>COUPLED</b>					
Output Collector Current ( $I_F = 10\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}$ )	$I_C$	—	4N25,25A,26	7	$\text{mA}$
			4N27,28	5	
Collector-Emitter Saturation Voltage ( $I_C = 2\text{ mA}, I_F = 50\text{ mA}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	0.15	0.5	Volts
Turn-On Time ( $I_F = 10\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$ )	$t_{on}$	—	2.8	—	$\mu\text{s}$
Turn-Off Time ( $I_F = 10\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$ )	$t_{off}$	—	4.5	—	$\mu\text{s}$
Rise Time ( $I_F = 10\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$ )	$t_r$	—	1.2	—	$\mu\text{s}$
Fall Time ( $I_F = 10\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$ )	$t_f$	—	1.3	—	$\mu\text{s}$
Isolation Voltage ( $f = 60\text{ Hz}, t = 1\text{ sec}$ )	$V_{ISO}$	7500	—	—	$\text{Vac(pk)}$
Isolation Resistance ( $V = 500\text{ V}$ )	$R_{ISO}$	10 <sup>11</sup>	—	—	$\Omega$
Isolation Capacitance ( $V = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ )	$C_{ISO}$	—	0.2	—	$\text{pF}$

### TYPICAL CHARACTERISTICS

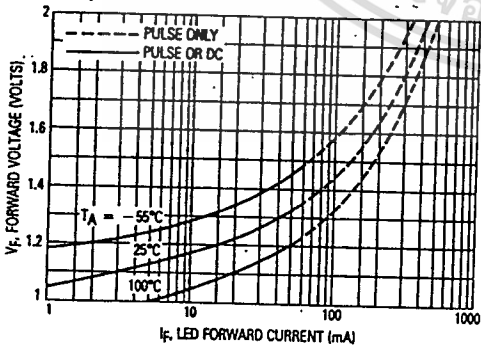


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

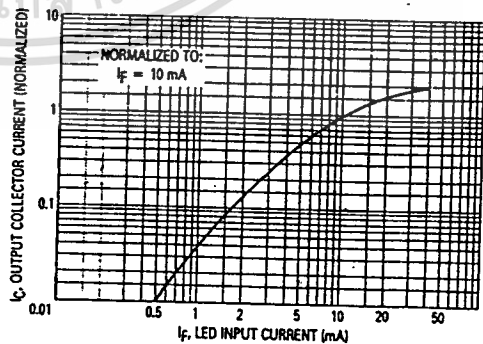


Figure 2. Output Current versus Input Current

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

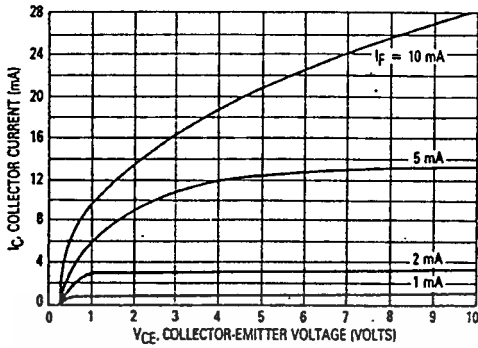


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

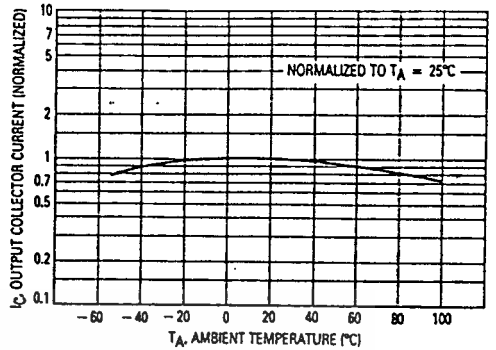


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

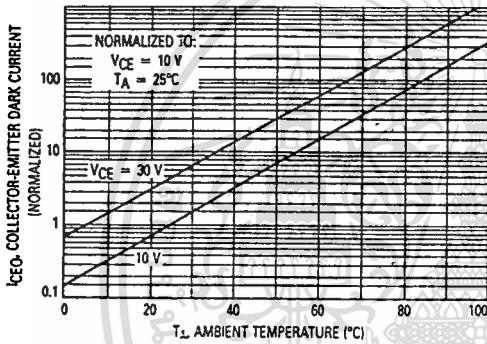


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

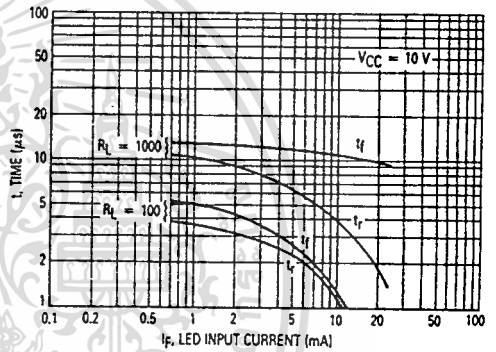


Figure 6. Rise and Fall Times

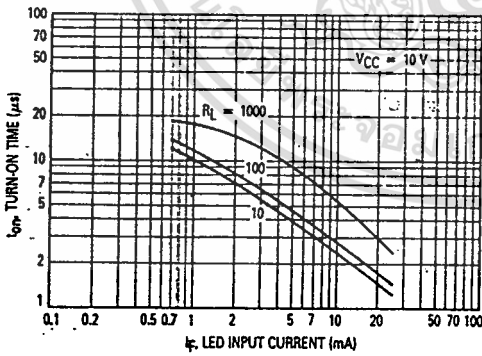


Figure 7. Turn-On Switching Times

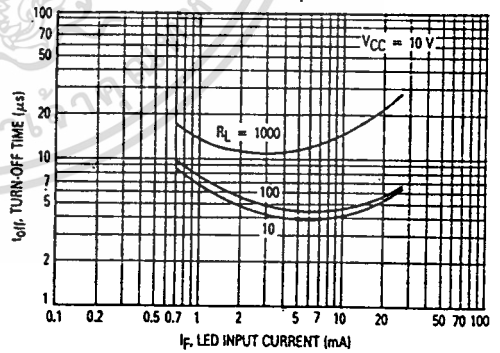


Figure 8. Turn-Off Switching Times

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

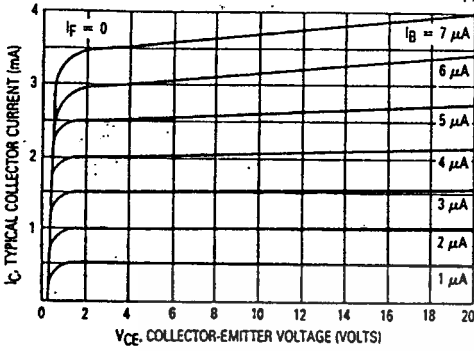


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

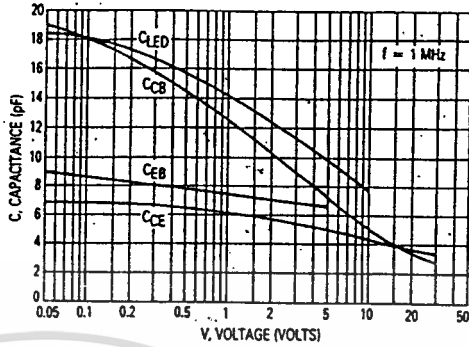


Figure 10. Capacitances versus Voltage

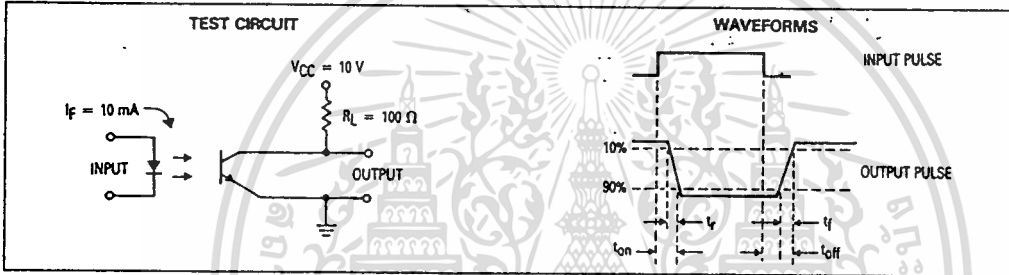
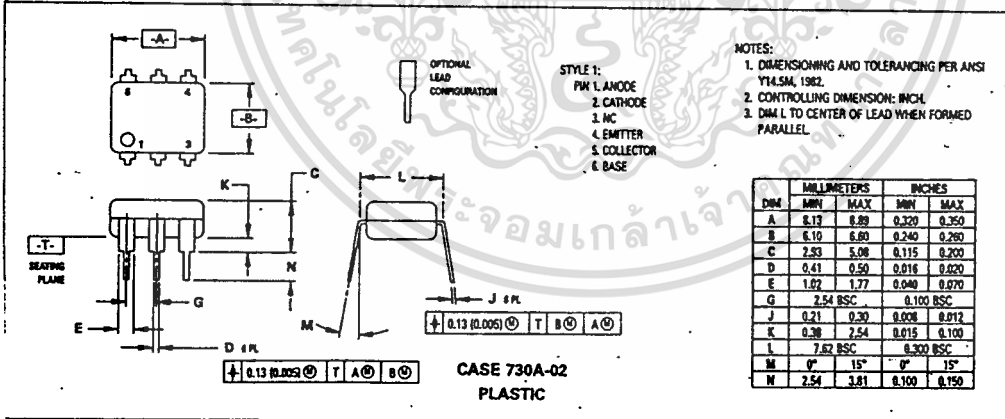
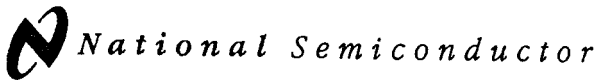


Figure 11. Switching Times

### OUTLINE DIMENSIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

## General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

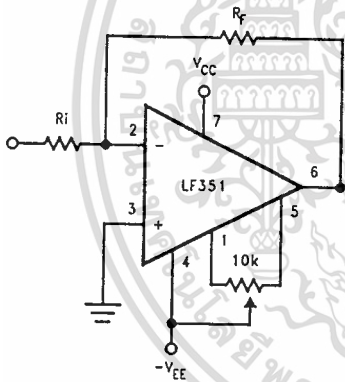
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

## Features

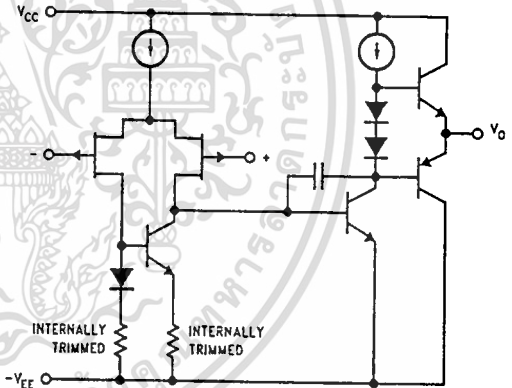
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10<sup>12</sup>Ω
- Low total harmonic distortion A<sub>V</sub>=10, R<sub>L</sub>=10k, V<sub>O</sub>=20 Vp-p, BW=20 Hz-20 kHz <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

## Typical Connection



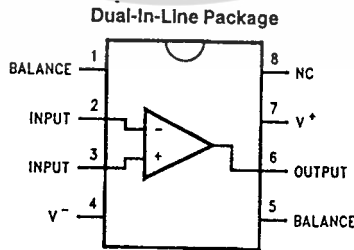
TL/H/5648-11

## Simplified Schematic



TL/H/5648-12

## Connection Diagrams



TL/H/5648-13

Order Number LF351M or LF351N  
See NS Package Number M08A or N08E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	± 18V
Power Dissipation (Notes 1 and 6)	670 mW
Operating Temperature Range	0°C to + 70°C
T <sub>J(MAX)</sub>	115°C
Differential Input Voltage	± 30V
Input Voltage Range (Note 2)	± 15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	- 65°C to + 150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	
Metal Can	300°C
DIP	260°C

$\theta_{JA}$		
N Package		120°C/W
M Package		TBD

Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 sec.)		260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 sec.)		215°C
Infrared (15 sec.)		220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD rating to be determined.

### DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10 k $\Omega$ , T <sub>A</sub> = 25°C Over Temperature		5	10 13	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10 k $\Omega$		10		$\mu V/^{\circ}C$
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	T <sub>J</sub> = 25°C, (Notes 3, 4) T <sub>J</sub> $\leq$ 70°C		25	100 4	pA nA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	T <sub>J</sub> = 25°C, (Notes 3, 4) T <sub>J</sub> $\leq$ 70°C		50	200 8	pA nA
R <sub>IN</sub>	Input Resistance	T <sub>J</sub> = 25°C		10 <sup>12</sup>		$\Omega$
A <sub>VOL</sub>	Large Signal Voltage Gain	V <sub>S</sub> = $\pm$ 15V, T <sub>A</sub> = 25°C V <sub>O</sub> = $\pm$ 10V, R <sub>L</sub> = 2 k $\Omega$ Over Temperature	25	100		V/mV
			15			V/mV
V <sub>O</sub>	Output Voltage Swing	V <sub>S</sub> = $\pm$ 15V, R <sub>L</sub> = 10 k $\Omega$	$\pm$ 12	$\pm$ 13.5		V
V <sub>CM</sub>	Input Common-Mode Voltage Range	V <sub>S</sub> = $\pm$ 15V	$\pm$ 11	+ 15		V
					- 12	
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>S</sub> $\leq$ 10 k $\Omega$	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I <sub>S</sub>	Supply Current			1.8	3.4	mA

### AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		13		V/ $\mu s$
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		4		MHz
$e_n$	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega, f = 1000 \text{ Hz}$		25		nV/ $\sqrt{Hz}$
$i_n$	Equivalent Input Noise Current	$T_J = 25^\circ C, f = 1000 \text{ Hz}$		0.01		pA/ $\sqrt{Hz}$

**Note 1:** For operating at elevated temperature, the device must be derated based on the thermal resistance,  $\theta_{JA}$ .

**Note 2:** Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

**Note 3:** These specifications apply for  $V_S = \pm 15V$  and  $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$ .  $V_{OS}$ ,  $I_B$  and  $I_{OS}$  are measured at  $V_{CM} = 0$ .

**Note 4:** The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every  $10^\circ C$  increase in the junction temperature,  $T_J$ . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation,  $P_D$ .  $T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$  where  $\theta_{JA}$  is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

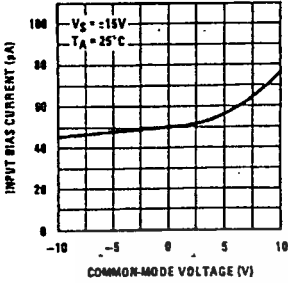
**Note 5:** Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From  $\pm 15V$  to  $\pm 5V$ .

**Note 6:** Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.

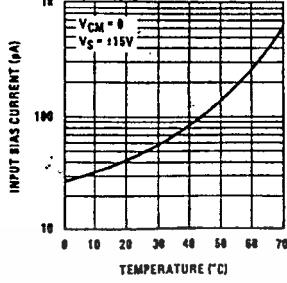


# Typical Performance Characteristics

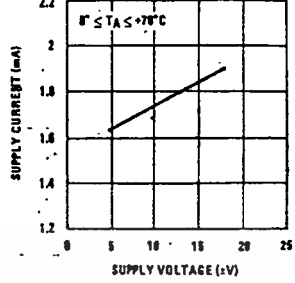
Input Bias Current



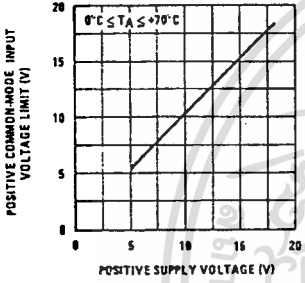
Input Bias Current



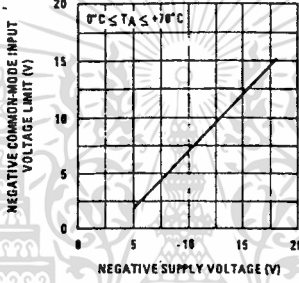
Supply Current



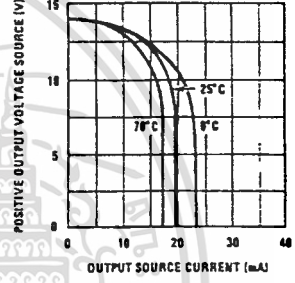
Positive Common-Mode Input Voltage Limit



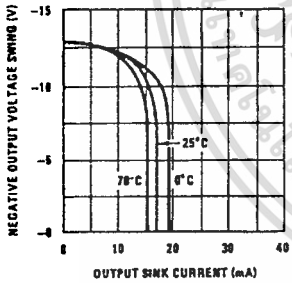
Negative Common-Mode Input Voltage Limit



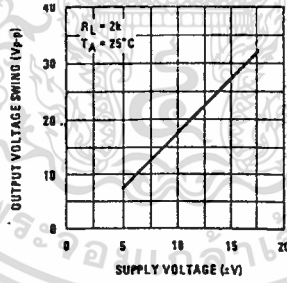
Positive Current Limit



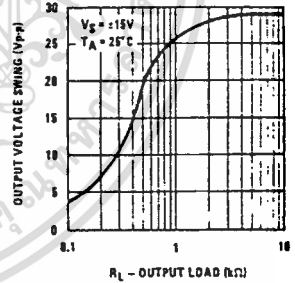
Negative Current Limit



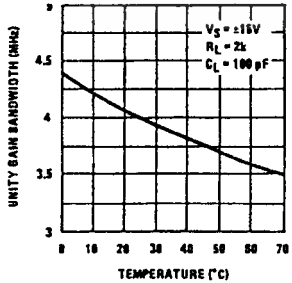
Voltage Swing



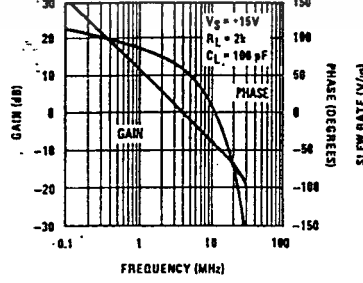
Output Voltage Swing



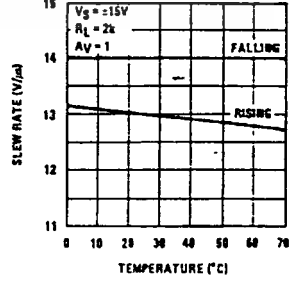
Gain Bandwidth



Bode Plot

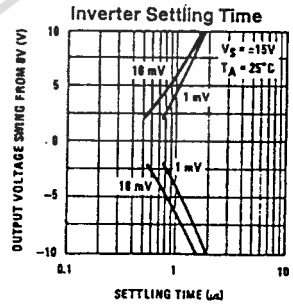
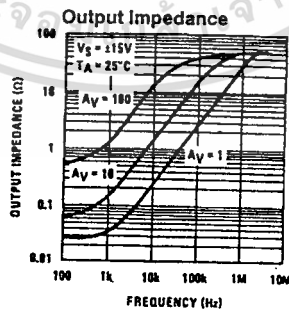
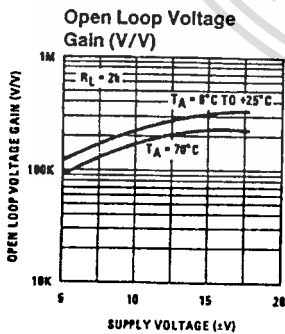
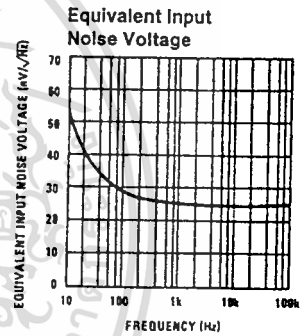
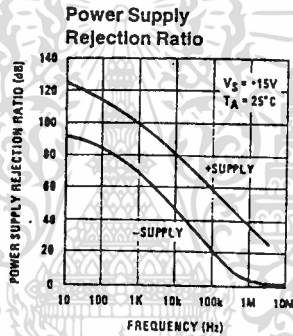
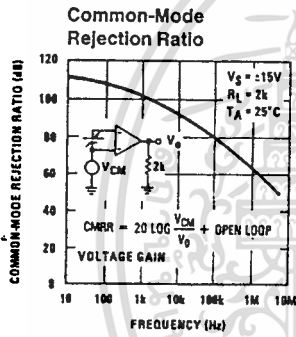
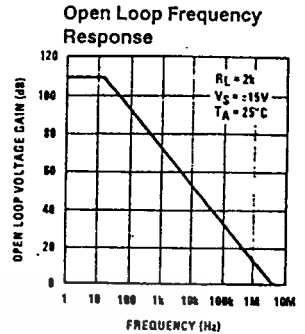
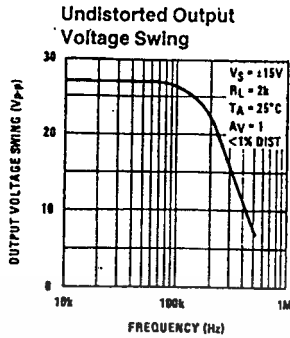
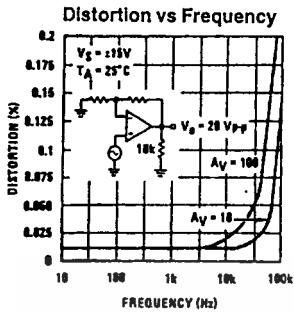


Slew Rate



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

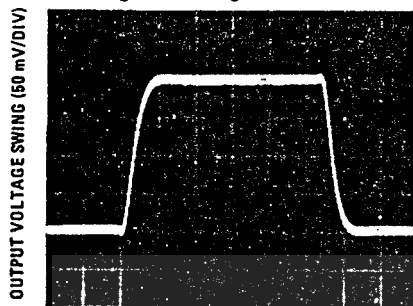
Typical Performance Characteristics (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Pulse Response

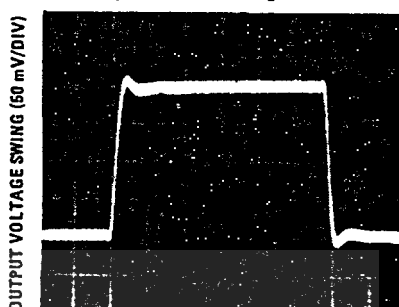
Small Signal Inverting



TIME (0.2  $\mu$ s/DIV)

TL/H/5648-4

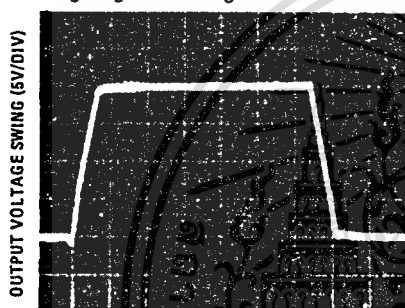
Small Signal Non-Inverting



TIME (0.2  $\mu$ s/DIV)

TL/H/5648-5

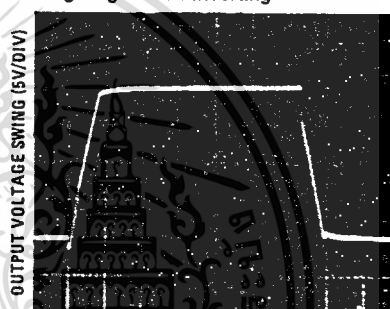
Large Signal Inverting



TIME (2  $\mu$ s/DIV)

TL/H/5648-6

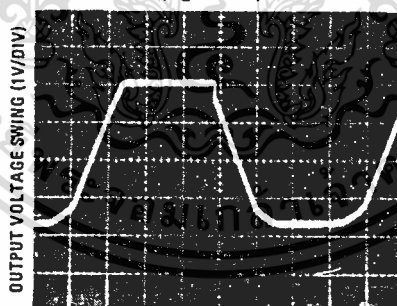
Large Signal Non-Inverting



TIME (2  $\mu$ s/DIV)

TL/H/5648-7

Current Limit ( $R_L = 100\Omega$ )



TIME (5  $\mu$ s/DIV)

TL/H/5648-8

## Application Hints

The LF351 is an op amp with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II™). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will

cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output.

Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Application Hints (Continued)**

common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifier will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

The LF351 is biased by a zener reference which allows normal circuit operation on  $\pm 4V$  power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The LF351 will drive a 2 k $\Omega$  load resistance to  $\pm 10V$  over the full temperature range of 0°C to +70°C. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

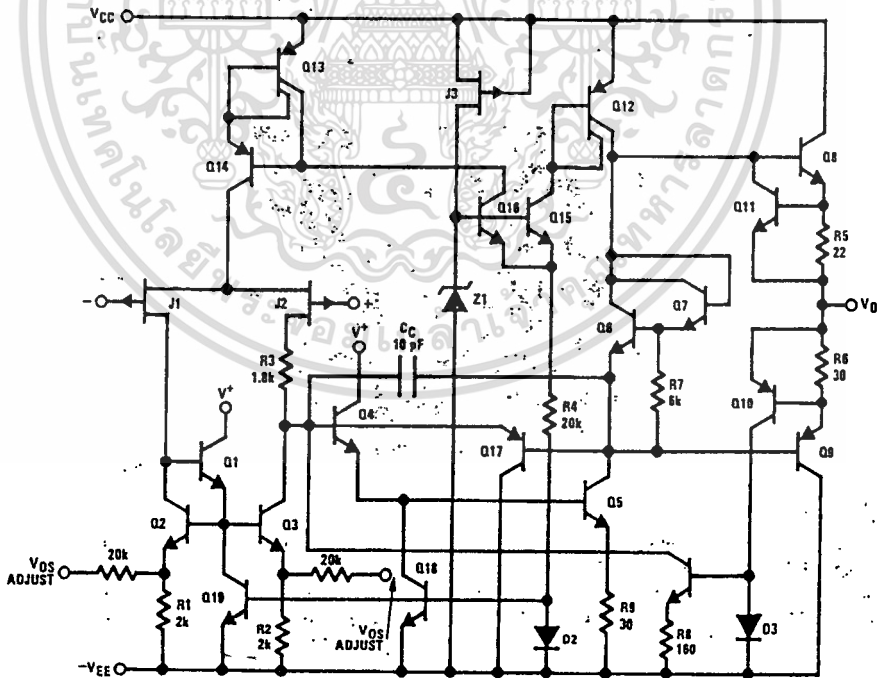
Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed back-

wards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

**Detailed Schematic**

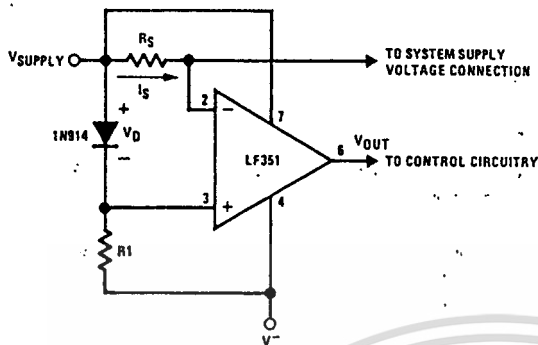


TL/H/5648-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

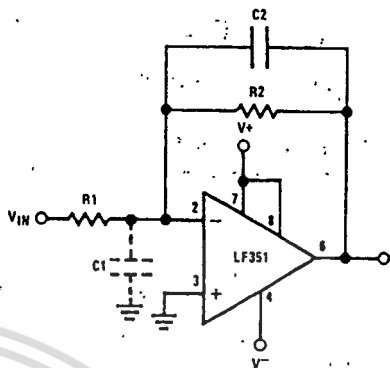
# Typical Applications

Supply Current Indicator/Limiter



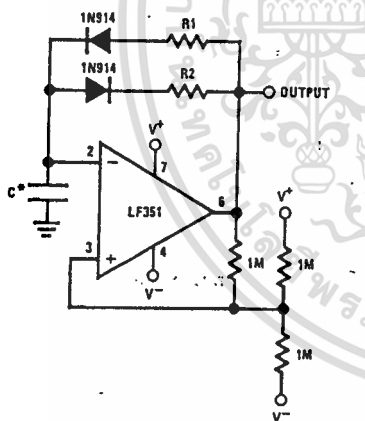
•  $V_{OUT}$  switches high when  $R_S I_S > V_D$

Hi- $Z_{IN}$  Inverting Amplifier



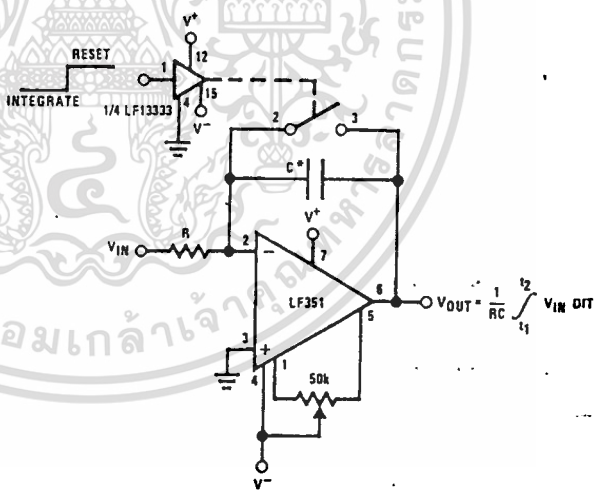
Parasitic input capacitance  $C_1 \approx 3$  pF for LF351 plus any additional layout capacitance) interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate, add  $C_2$  such that:  $R_2 C_2 \approx R_1 C_1$ .

Ultra-Low (or High) Duty Cycle Pulse Generator



- $t_{OUTPUT HIGH} \approx R_1 C \ln \frac{4.8 - 2V_S}{4.8 - V_S}$
  - $t_{OUTPUT LOW} \approx R_2 C \ln \frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$
- where  $V_S = V^+ + |V^-|$
- \*low leakage capacitor

Long Time Integrator



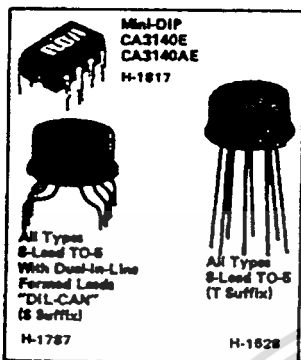
- \*Low leakage capacitor
- 50k pot used for less sensitive  $V_{OS}$  adjust

TL/H/5648-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Linear Integrated Circuits

## CA3140, CA3140A, CA3140B Types



## BIMOS Operational Amplifiers

With MOS/FET Input/Bipolar Output

### FEATURES:

- **MOS/FET Input Stage**
  - (a) Very high input impedance ( $Z_{IN}$ ) — 1.5 T $\Omega$  typ.
  - (b) Very low input current ( $I_I$ ) — 10 pA typ. at  $\pm 15$  V
  - (c) Low input-offset voltage ( $V_{IO}$ ) — to 2 mV max.
  - (d) Wide common-mode input-voltage range ( $V_{ICR}$ ) — can be swung 0.5 volt below negative supply-voltage rail
  - (e) Output swing complements input common-mode range
  - (f) Rugged input stage — bipolar diode protected

The CA3140B, CA3140A, and CA3140 are integrated-circuit operational amplifiers that combine the advantages of high-voltage PMOS transistors with high-voltage bipolar transistors on a single monolithic chip. Because of this unique combination of technologies, this device can now provide designers, for the first time, with the special performance features of the CA3130 COS/MOS operational amplifiers and the versatility of the 741 series of industry-standard operational amplifiers.

The CA3140, CA3140A, and CA3140 BIMOS operational amplifiers feature gate-protected MOS/FET (PMOS) transistors in the input circuit to provide very-high-input impedance, very-low-input current, and high-speed performance. The CA3140B operates at supply voltages from 4 to 44 volts; the CA3140A and CA3140 from 4 to 38 volts (either single or dual supply). These operational amplifiers are internally phase-compensated to achieve stable operation in unity-gain follower operation, and, additionally, have access terminals for a supplementary external capacitor if additional frequency roll-off is desired. Terminals are also provided for use in applications requiring input offset-voltage nulling. The use of PMOS field-effect transistors in the input stage results in common-mode input-voltage capability down to 0.5 volt below the negative-supply terminal, an important attribute for single-supply applications. The output stage uses bipolar transistors and includes built-in protection against damage from load-terminal short-circuiting to either supply-rail or to ground.

The CA3140 Series has the same 8-lead terminal pin-out used for the "741" and other industry-standard operational amplifiers. They are supplied in either the standard 8-lead TO-5 style package (T suffix), or in the 8-lead dual-in-line formed-lead TO-5 style package "DIL-CAN" (S suffix). The CA3140 is available in chip form (H suffix). The CA3140A and CA3140 are also available in an 8-lead dual-in-line

- Directly replaces industry type 741 in most applications
- Includes numerous industry operational amplifier categories such as general-purpose, FET input, wideband (high slew rate)
- Operation from 4-to-44 volts Single or Dual supplies
- Internally compensated
- Characterized for  $\pm 15$ -volt operation and for TTL supply systems with operation down to 4 volts
- Wide bandwidth — 4.5 MHz unity gain at  $\pm 15$  V or 30 V; 3.7 MHz at 5 V
- High voltage-follower, slew rate — 9 V/ $\mu$ s
- Fast settling time — 1.4  $\mu$ s typ. to 10 mV with a 10-V<sub>p-p</sub> signal
- Output swings to within 0.2 volt of negative supply
- Storable output stage

### APPLICATIONS:

- Ground-referenced single-supply amplifiers in automobile and portable instrumentation
- Sample and hold amplifiers
- Long-duration timers/multivibrators (microseconds—minutes—hours)
- Photocurrent instrumentation
- Peak detectors ■ Active filters
- Comparators
- Interface in 5 V TTL systems & other low-supply voltage systems
- All standard operational amplifier applications
- Function generators ■ Tone controls
- Power supplies ■ Portable instruments
- Intrusion alarm systems

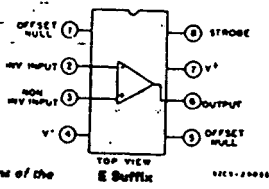
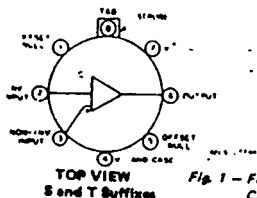
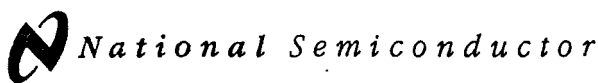


Fig. 1 — Functional diagrams of the CA3140 series.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# LM710 Voltage Comparator

## General Description

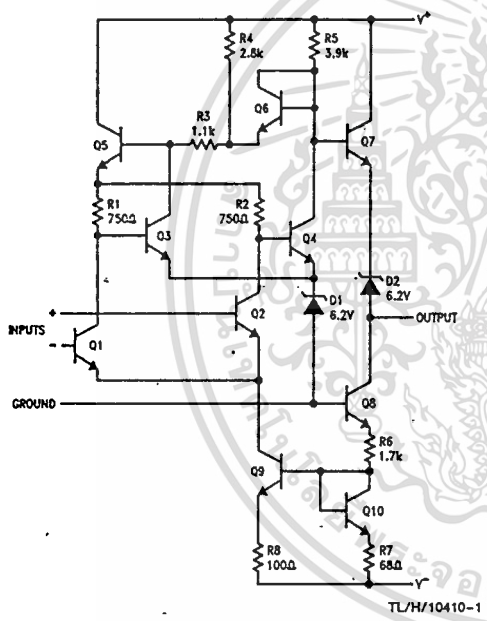
The LM710 series are high-speed voltage comparators intended for use as an accurate, low-level digital level sensor or as a replacement for operational amplifiers in comparator applications where speed is of prime importance. The circuit has a differential input and a single-ended output, with saturated output levels compatible with practically all types of integrated logic.

The device is built on a single silicon chip which insures low offset and thermal drift. The use of a minimum number of stages along with minority-carrier lifetime control (gold doping) makes the circuit much faster than operational amplifiers in saturating comparator applications. In fact, the low

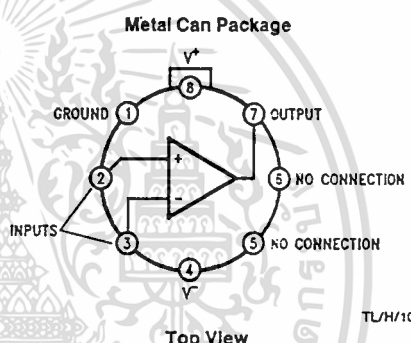
stray and wiring capacitances that can be realized with monolithic construction make the device difficult to duplicate with discrete components operating at equivalent power levels.

The LM710 series are useful as pulse height discriminators, voltage comparators in high-speed A/D converters or go, no-go detectors in automatic test equipment. They also have applications in digital systems as an adjustable-threshold line receiver or an interface between logic types. In addition, the low cost of the units suggests them for applications replacing relatively simple discrete component circuitry.

## Schematic and Connection Diagrams

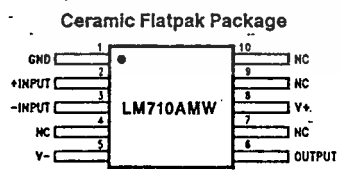


TL/H/10410-1



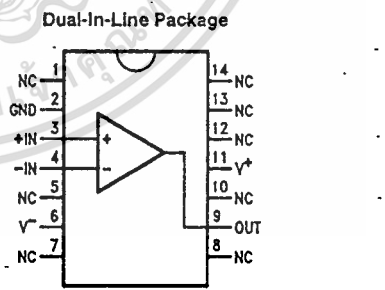
TL/H/10410-2

Order Number LM710AMH/883\*, LM710H, LM710H/883 or LM710CH  
See NS Package Number H08C



TL/H/10410-9

Order Number LM710AMW/883\*  
See NS Package Number W10A



TL/H/10410-3

Order Number LM710AMJ/883\* or LM710CN  
See NS Package Number N14A or J14A

\*Also available per JM38510/10301

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Absolute Maximum Ratings

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

Positive Supply Voltage	+14V
Negative Supply Voltage	-7V
Peak Output Current	10 mA
Output Short Circuit Duration	10 seconds
Differential Input Voltage	±5V
Input Voltage	±7V

## Power Dissipation

TO-99 (Note 1)	700 mW
Plastic Dual-In-Line Package (Note 2)	950 mW
Operating Temperature Range	
LM710	-55°C to +125°C
LM710C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C

## Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM710			LM710C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$R_S \leq 200\Omega$ , $V_{CM} = 0V$ , $T_A = 25^\circ C$		0.6	2.0		1.6	5.0	mV
Input Offset Current	$V_{OUT} = 1.4V$ , $T_A = 25^\circ C$		0.75	3.0		1.8	5.0	$\mu A$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		13	20		16	25	$\mu A$
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$	1250	1700		1000	1500		
Output Resistance	$T_A = 25^\circ C$		200			200		$\Omega$
Output Sink Current	$V_{OUT} = 0$ , $T_A = 25^\circ C$ $\Delta V_{IN} \geq 5 mV$ $\Delta V_{IN} \geq 10 mV$	2.0	2.5		1.6	2.5		mA mA
Response Time	$T_A = 25^\circ C$ (Note 4)		40			40		ns
Input Offset Voltage	$R_S \leq 200\Omega$ , $V_{CM} = 0V$			3.0			6.5	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $R_S \leq 50\Omega$		3.0	10		5.0	20	$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$T_A = T_{A MAX}$ $T_A = T_{A MIN}$		0.25 1.8	3.0 7.0			7.5 7.5	$\mu A$ $\mu A$
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$25^\circ C \leq T_A \leq T_{MAX}$ $T_{MIN} \leq T_A \leq 25^\circ C$		5.0 15	25 75		15 24	50 100	nA/°C nA/°C
Input Bias Current	$T_A = T_{MIN}$		27	45		25	40	$\mu A$
Input Voltage Range	$V^- = -7V$	±5.0			±5.0			V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 200\Omega$	80	100		70	98		dB
Differential Input Voltage Range		±5.0			±5.0			V
Voltage Gain		1000			800			V/V
Positive Output Level	$-5 mA \leq I_{OUT} \leq 0$ $V_{IN} \geq 5 mV$ $V_{IN} \geq 10 mV$	2.5	3.2	4.0	2.5	3.2	4.0	V V
Negative Output Level	$V_{IN} \geq 5 mV$ $V_{IN} \geq 10 mV$	-1.0	-0.5	0	-1.0	-0.5	0	V V
Output Sink Current	$V_{IN} \geq 5 mV$ , $V_{OUT} = 0$ $T_A = 125^\circ C$ $T_A = -55^\circ C$	0.5 1.0	1.7 2.3					mA mA
	$V_{IN} \geq 10 mV$ , $V_{OUT} = 0$ $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$				0.5			mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM710			LM710C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Positive Supply Current	$V_{IN} \geq 5 \text{ mV}$		5.2	9.0				mA
	$V_{IN} \geq 10 \text{ mV}$					5.2	9.0	mA
Negative Supply Current	$V_{IN} \geq 5 \text{ mV}$		4.6	7.0				mA
	$V_{IN} \geq 10 \text{ mV}$					4.6	7.0	mA
Power Consumption	$I_{OUT} = 0$							mW
	$V_{IN} \geq 5 \text{ mV}$		90	150				mW
	$V_{IN} \geq 10 \text{ mV}$						150	mW

Note 1: Rating applies for ambient temperatures of 25°C; derate linearly at 5.6 mW/°C for ambient temperatures above 25°C.

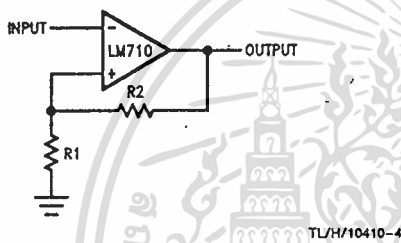
Note 2: Derate linearly at 9.5 mW/°C for ambient temperatures above 25°C.

Note 3: These specifications apply for  $V^+ = 12\text{V}$ ,  $V^- = -6\text{V}$ ,  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  for LM710 and  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$  for LM710C unless otherwise specified: The input offset voltage and input offset current (see definitions) are specified for a logic threshold voltage of 1.8V at  $-55^\circ\text{C}$ , 1.4V at  $25^\circ\text{C}$ , and 1V at  $125^\circ\text{C}$  for LM710 and 1.5V at  $0^\circ\text{C}$ , 1.4V at  $25^\circ\text{C}$ , and 1.2V at  $70^\circ\text{C}$  for LM710C.

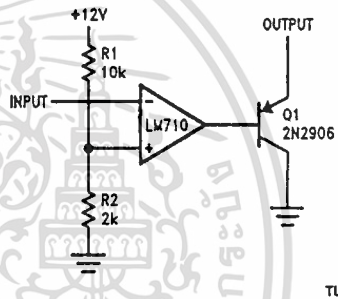
Note 4: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive (LM710) or a 10 mV overdrive (LM710C).

## Typical Applications

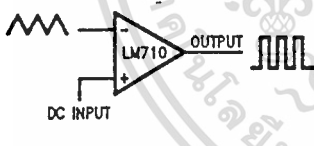
Schmitt Trigger



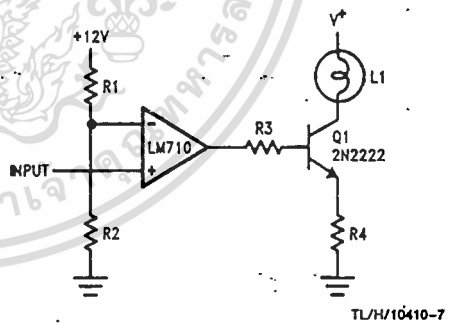
Line Receive with Increased Output Sink Current



Pulse Width Modulator

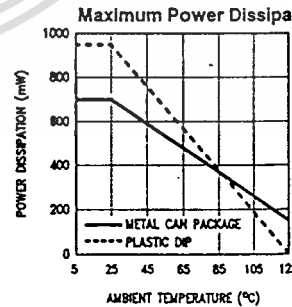
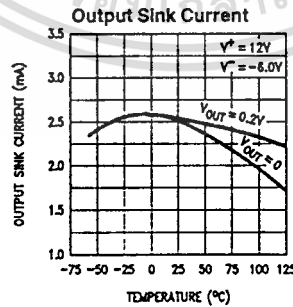
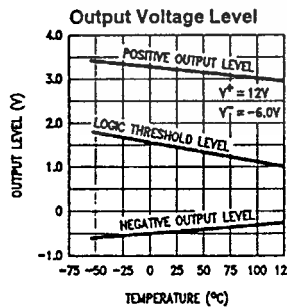
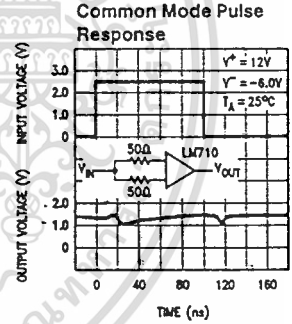
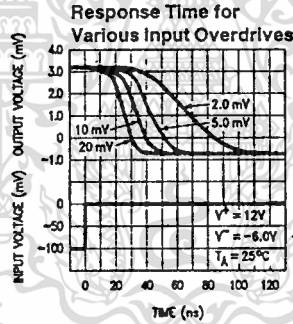
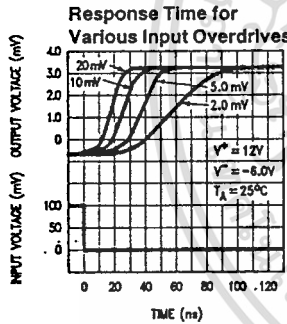
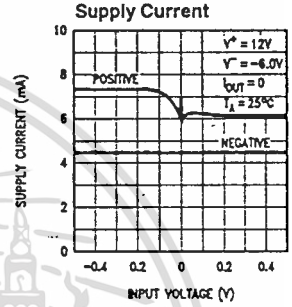
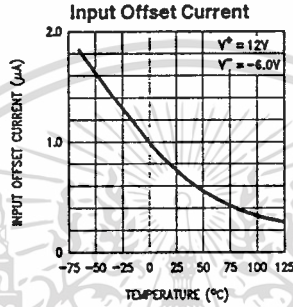
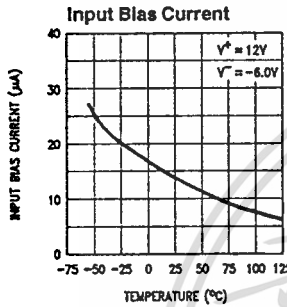
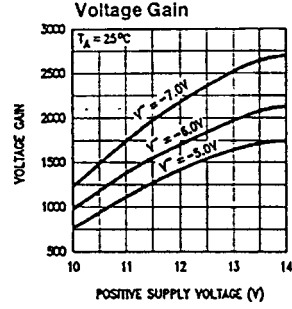
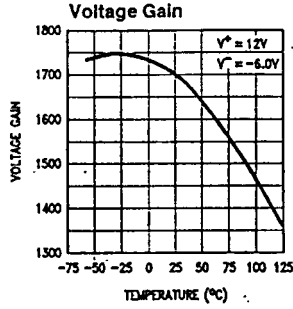
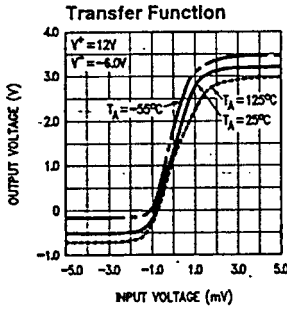


Level Detector with Lamp Driver



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้คงไม่สามารถสำเร็จลุล่วงได้ หากไม่ได้รับความช่วยเหลือหรือได้รับคำแนะนำจากบุคคลดังต่อไปนี้

1. ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ ผู้ให้คำปรึกษา คำแนะนำในการทำโครงการ ตลอดจนให้ความเอื้อเฟื้ออุปกรณ์ต่างๆ มาโดยตลอด
2. เพื่อนๆ ทุกคนที่คอยให้กำลังใจและให้ความช่วยเหลือต่างๆ ตลอดมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

1. สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย, สมบูรณ์มัลลานนท์, “แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบเชิงเส้น”  
Physics center, กรุงเทพฯ, 2538.
2. สมบูรณ์ มัลลานนท์, สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย, “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง”  
Physics center, กรุงเทพฯ, 2537.
3. สุวัฒน์ แซ่ตัน, “เทคนิคและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย”, บริษัทเอน เทล ไทยจำกัด,  
พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ, 2521
4. Muhammad H. Rashid, “Power electronics circuits, devices, and applications  
Prentice Hall, Second Edition



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้