



ปีการศึกษา 2531

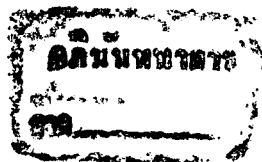
เรื่อง งดร้องขายเสียง 100 วัดตติตรณนต์

โดย

พ.อ.อ.ประเสริฐ เพียรพิทักษ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของ 023239 วันที่มี 10.ส.ค.2532

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2531

เรื่อง เครื่องขยายเสียง 100 วัตต์ ตีครกยนต์

ผู้จัดทำ พ.อ.อ. ประเสริฐ เพียรพิทักษ์



(อาจารย์ อุตัย ศรีธีระวิโรจน์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สาขาวิชา อิเลคทรอนิกส์

สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

023239

เครื่องขยายเสียง 100 วัตต์ ตีตรงยนต์

ประเสริฐ เพียรพิทักษ์

ได้รับการพิจารณาอนุมัติให้นับ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา

ตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะกรรมการตรวจสอบปริญญาโท

ประธานกรรมการ

กรรมการ

กรรมการ

วันที่.....เดือน.....พ.ศ.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริกษานิพนธ์ ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความกรุณาของ
ท่านอาจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ ที่ให้คำแนะนำและรายละเอียดในการออกแบบ
นายสุพันธ์ ยิ้มมัน เอื้อเฟื้ออุปกรณ์
น.ส.อุบลวรรณ ฉิมพาลี ช่วยในการพิมพ์
ข้าพเจ้าจึงขอขอบคุณท่านทั้งหลายในที่นี้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชื่อปริญญาพนธ์ เครื่องขยายเสียง 100 วัตต์ติดรถยนต์
 ชื่อผู้เขียน พันจ่าอากาศเอกประเสริฐ เพ็ชรพิทักษ์
 ปริญญาพนธ์ อุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันวิทยุติดรถยนต์ได้รับแรงดันไฟฟ้า 12 โวลต์ จากแบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน ถ้าต้องการใช้แรงดัน 12 โวลต์ เพื่อที่จะใช้กับเครื่องขยายเสียง วัตต์สูงๆ โดยตรง คงเป็นไปได้ยากเพราะใช้กระแสสูงมาก เพื่อที่จะขับกำลังขยายได้ถึง 50 วัตต์ ต่อข้างๆ และอุปกรณ์โซลิตสเตทที่ใช้ต้องทนกระแสสูงมาก และการสร้างยุ่งยากจึงต้องหาวิธีการแก้ปัญหา โดยการลดกระแสให้ต่ำลง โดยเพิ่มแรงดันขึ้นจากไฟ ดีซี 12 โวลต์ เป็นแรงดันไฟ ดีซี 30-40 โวลต์ เพื่อจะใช้กับแอมป์ขยาย 50 วัตต์

ซึ่งปัญหาส่วนใหญ่อยู่ที่การสร้าง สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เพราะต้องการสร้างควมดีในการสวิตชิงสูง เพื่อ ไม่ให้รบกวนกับวิทยุและเครื่องขยาย ต้องใช้ไดโอดและทรานซิสเตอร์ที่ทำงานสวิตชิงด้วยความเร็วสูงในการสร้าง

สารบัญ

บทคัดย่อ		หน้า
บทที่		ข
1.	บทนำ	1
2.	ไคโอด	2
3.	ความรู้ทั่วไปเกี่ยวกับทรานซิสเตอร์	23
4.	เพาเวอร์ซัพพลาย	49
5.	วงจรขยายสัญญาณ 50 วัตต์	65
6.	บทสรุป	70
เอกสารอ้างอิง		72
ภาคผนวก		
ผนวก ก.	คุณสมบัติของอุปกรณ์	74
ประวัติการศึกษา		113

บทที่ 1

บทนำ

วิทยุติตรถยนต์โดยทั่วไปจะมีกำลังขยายต่ำ เพราะจำกัดด้วยแหล่งจ่ายที่
ได้จาก แบตเตอรี่ซึ่งมีเพียง 12 โวลท์ ไม่สามารถที่จะขับเพาเวอร์แอมป์วัตต์สูงๆ
ได้ จึงต้องศึกษาการทำงาน และออกแบบวงจรสวิทช์เพาเวอร์ซึ่งหลาย
ออกแบบให้ทำงานในการสวิทช์ความถี่สูง โดยหาอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติ ที่ตอบสนอง
การทำงานที่ความถี่สูงด้วย จากคุณสมบัติภายในตัว ไอซี TL 494 ทำให้ออกแบบ
วงจรได้สะดวก จึงใช้เป็นชุดกำเนิดความถี่ ซึ่งสามารถใช้อุปกรณ์ความถี่
และคาปาซิเตอร์ ต่อภายนอกเท่านั้น ก็ได้ความถี่ที่ต้องการ การเพิ่มแรงดันให้สูงขึ้น
จะต้องใช้เทอร์รอยด์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ สเตปอัพแรงดันขึ้น เพราะถ้าใช้แกนเหล็ก
จะทำให้แกนเหล็กอิ่มตัว

สำหรับเครื่องขยายเสียงทดลอง ใช้เครื่องขยายเสียงที่ขยายกำลังเพียง
50 วัตต์ แต่สร้างขึ้น 2 ชุด เพื่อขยายสัญญาณซีกซ้าย และซีกขวา ซึ่งรวมกำลัง
ขยายแล้วก็จะได้ถึง 100 วัตต์ ซึ่งก็คงจะเพียงพอสำหรับนักนิยมเครื่องเสียงติด
รถยนต์

บทที่ 2

ไดโอด (DIODE)

ไดโอดเป็นสิ่งประดิษฐ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่มีผู้รู้จักมานานแล้ว ไดโอดเป็นส่วนสำคัญส่วนหนึ่งของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ทั่วไป ในสมัยก่อนไดโอดมักจะเป็นแบบหลอดสูญญากาศ ปัจจุบันความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีเป็นไปอย่างรวดเร็ว จึงทำให้สิ่งประดิษฐ์ชนิดใหม่ซึ่งทำด้วยสารกึ่งตัวนำได้เข้ามาแทนที่หลอดสูญญากาศ ไดโอดที่ทำมาจากสารกึ่งตัวนำมีสองขั้ว และมีขนาดเล็กใช้งานได้ง่าย เราจะได้เรียนรู้ถึงไดโอดชนิดต่างๆ ซึ่งพบเห็นกันในปัจจุบัน ทั้งในวงจรทั่วไป วงจรภาคแสดง (Display Unit) และทางด้านไมโครเวฟ ในที่นี้จะเน้นหนักเกี่ยวกับลักษณะสมบัติทางฟิสิกส์ แรงดัน กระแส ผลของอุณหภูมิและการใช้งานอย่างง่าย

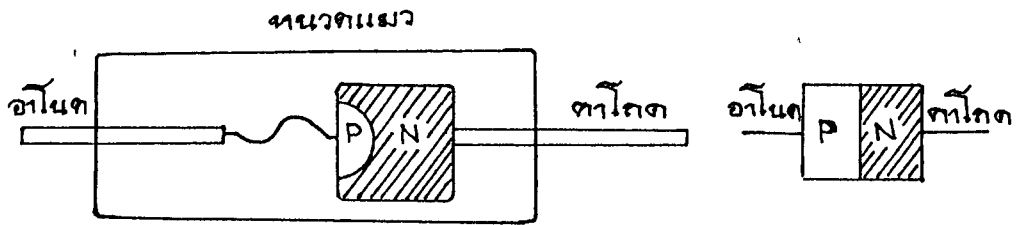
ชนิดของไดโอด

ไดโอดที่ทำจากสารกึ่งตัวนำ แบ่งได้ตามชนิดของเนื้อสารที่ใช้ เช่น เป็นชนิดเยอรมันเนียมหรือชนิดซิลิกอน นอกจากนี้ไดโอดยังแบ่งตามลักษณะ ตามกรรมวิธีที่ผลิตคือ .-

1. ไดโอดชนิดจุดสัมผัส (Point-Contact Diode) ไดโอดชนิดนี้เกิดจากการนำเอาสารเยอรมันเนียมชนิด N มาแล้วอัดสายเล็กๆ ซึ่งเป็นลวดพลาทินัม (Platinum) เส้นหนึ่งเข้าไป (เรียกว่า หนดแมว) จากนั้นจึงให้กระแสค่าสูงๆ ไหลผ่านรอยต่อระหว่างสาย และผลึก จะทำให้เกิดสารชนิด P ขึ้นรอบารอยสัมผัสในผิวกเยอรมันเนียม ดังรูปที่ 1 บางทีก็เรียกไดโอดชนิดนี้ว่า ไดโอดชนิด หนดแมว ซึ่งนิยมใช้ในวงจรตีเทคเตอร์ และวงจรมิกเซอร์ แต่เนื่องจากลักษณะสมบัติของแรงดัน และกระแสไม่แน่นอน จึงไม่เหมาะสมสำหรับงานด้านอิเล็กทรอนิกส์ ทั่วไป

2. ไดโอดชนิดหัวต่อ P-N (P-N Junction Diode) เป็นไดโอดที่สร้างขึ้นจากการนำเอาสารกึ่งตัวนำชนิด N มาแล้วแพร่อนุภาคอะตอมของสารบางชนิดเข้าไปในเนื้อสาร เกิดเป็นสาร P ขึ้นบางส่วน แล้วจึงต่อขั้วออกใช้งาน ไดโอดชนิดนี้มีบทบาทในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ และมีที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย

ในบทนี้จะกล่าวถึงไดโอดชนิดหัวต่อ P-N เท่านั้น



รูปที่ 1. ลักษณะโครงสร้างของไดโอดชนิดจุดสัมผัสและชนิดหัวต่อ P-N

ลักษณะสมบัติของไดโอด

ไดโอดที่ใช้ในวงจรมีสัญลักษณ์ เป็นรูปลูกศรมชี้ตัวขวางไว้ ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2. สัญลักษณ์ของไดโอดและวิธีดูขั้วของไดโอด

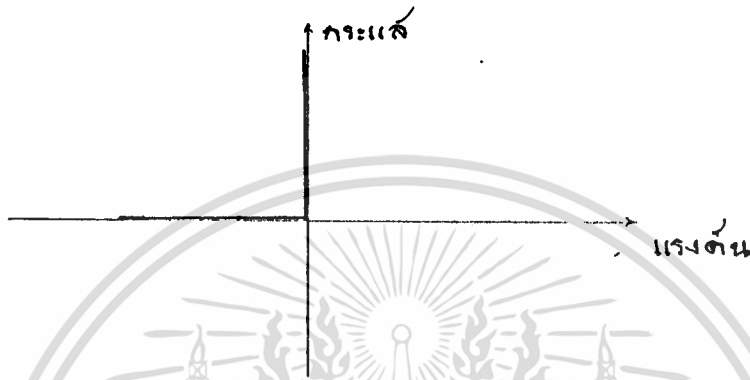
ตัวลูกศรเป็นสัญลักษณ์แทนสารกึ่งตัวนำชนิด P ซึ่งเป็นขั้วอาโนด (ขั้วบวก) ของไดโอด ลูกศรจะชี้ในทิศทางที่โฮลเคลื่อนที่ ส่วนขีดคั่นเป็นสารกึ่งตัวนำชนิด N ซึ่งเป็นขั้วคาโทด (ขั้วลบ) ดังนั้นเราจะสามารถพิจารณาว่าไดโอดไบแอสตรง หรือไบแอสกลับได้ง่ายๆ โดยพิจารณาว่าถ้าขั้วอาโนดมีศักดาไฟฟ้าเป็นบวกมากกว่าขั้วคาโทดแล้ว ไดโอดจะถูกไบแอสตรง ถ้าขั้วอาโนดมีศักดาไฟฟ้าเป็นบวกน้อยกว่าคาโทด ก็แสดงว่า ไดโอดถูกไบแอสกลับ

โดยทั่วไปเราถือว่าขณะที่ไดโอดถูกไบแอสตรง เปรียบเสมือนว่าเกิดลัดวงจรตรงส่วนที่เป็นไดโอด ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านไดโอดจึงมีค่าสูง และถือว่าแรงดัน

คร่อมไดโอดเป็นศูนย์ แต่ขณะที่ไดโอดถูกไบแอสกลับจะเปรียบเสมือนว่าเป็นวงจรเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะไม่มีกระแสไหลผ่านเลยและแรงดันคร่อมไดโอดจะมีค่าเท่ากับแรงดันไบแอสกลับที่ป้อนให้ไดโอด ไดโอดที่มีคุณสมบัติเช่นนี้เราเรียกว่า ไดโอดอุดมคติ (Ideal diode) แต่สำหรับไดโอดที่มีข้ออยู่จริงฯ ขณะที่ถูกไบแอสตรงจะมีกระแสไหลผ่านได้สูง และมีแรงดันคร่อมไดโอดเพียงเล็กน้อยอยู่ในช่วงประมาณ 0.1 ถึง 1.5 โวลท์ ส่วนขณะถูกไบแอสกลับจะมีกระแสไหลผ่านน้อยมากเพียงไม่กี่ไมโครแอมแปร์



รูป 3. ลักษณะสมบัติของไดโอดอุดมคติ

ตารางเปรียบเทียบลักษณะสมบัติของไดโอดเมื่อไบแอสตรงและไบแอสกลับ

ไบแอสตรง	ไบแอสกลับ
1. มีกระแสไหลผ่านไดโอด	1. ไม่มีกระแสไหลผ่านไดโอด
2. ถือว่าไดโอดมีความต้านทานน้อยมาก	2. ถือว่าไดโอดมีความต้านทานสูง
3. โดยทั่วไปถือว่าไดโอดลัดวงจร	3. โดยทั่วไปถือว่าไดโอดเปิดวงจร

ลักษณะสมบัติระหว่างแรงดันและกระแสของไดโอด

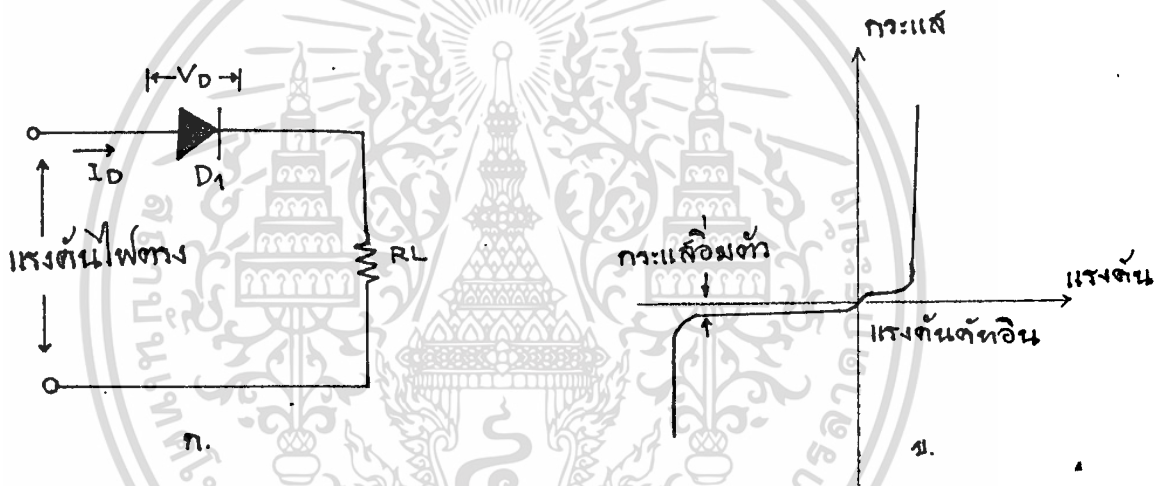
เนื่องจากความต้านทานของตัวไดโอดขึ้นอยู่กับทิศทางกระแสไฟฟ้า ดังนั้นจึงถือว่าสิ่งประดิษฐ์ไดโอดเป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ให้คุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น

ลักษณะสมบัติระหว่างแรงดันและกระแสจะเป็นตัวแสดงให้เห็นความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลผ่านตัวไดโอด (I/D) กับค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวไดโอด (V/D) ทั้งในทิศทางไบแอสตรงและไบแอสกลับดังแสดงในรูปที่ 4 ค่าของแรงดันที่คร่อมไดโอดจะมีค่าเป็นบวกเมื่อไบแอสตรง และเป็นลบเมื่อไบแอสกลับ

ลักษณะสมบัติทางด้านไบแอสตรงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านไดโอด เมื่อใส่

แรงดันแก๊ดโอดด้วยค่าหนึ่งแรงดันนี้คือแรงดันที่เราเรียกว่า แรงดันคัทอิน (cutin voltage) ของไดโอด (โดยทั่วไปถือว่ากระแสเริ่มจะไหลได้จะต้องมีค่าประมาณ 1% ของกระแสสูงสุดที่ไดโอดจะทนได้)

เส้นกราฟทางด้านไบแอสกลับจะเกือบทับกับแกน V/D เพราะว่ายังมีกระแสไหลได้อยู่บ้างแต่มีค่าน้อยมาก กระแสส่วนนี้เรียกว่ากระแสอ้อมตัวย้อนกลับ (reverse saturation current) และเมื่อเพิ่มแรงดันไบแอสกลับจะเกิดลักษณะพิเศษบางอย่างขึ้น คือจะเกิดมีกระแสไหลได้มากโดยที่แรงดันไม่เปลี่ยนแปลงและจะทำให้ไดโอดพัง จึงเรียกแรงดันนี้ว่าแรงดันพัง (breakdown voltage) ดังนั้นในการใช้งาน ถ้าแรงดันด้านไบแอสกลับมีค่าเกินกว่าแรงดันพัง (V/z) จะเป็นอันตรายต่อไดโอด



รูป 5. กระแสของวงจรไบแอสในรูป (ก) แสดงลักษณะกราฟสมบัติระหว่างแรงดัน (ข)

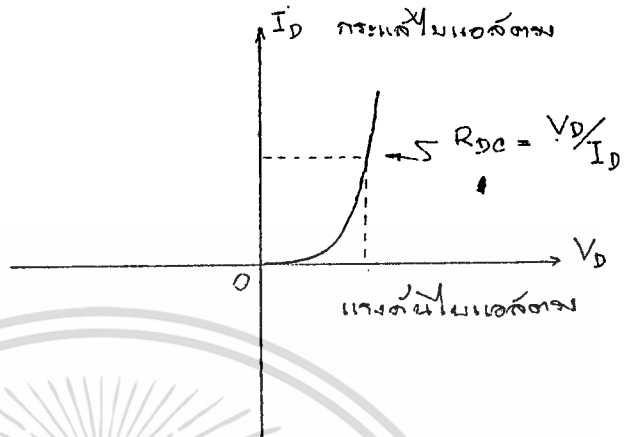
พิจารณาการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านไบแอส ตรงกับอุดมทฤษฎีตามทฤษฎีตรงจุดแรงดันคัทอิน (Cutin Voltage) การเปลี่ยนแปลงของแรงดันจะมีค่าลดลง 2.1 มิลลิโวลต์ต่อองศาเซนติเกรด สำหรับไดโอดชนิดเยอรมันเนียม และลดลง 2.3 มิลลิโวลต์ต่อองศาเซนติเกรดสำหรับซิลิกอนไดโอด ในทางปฏิบัติใช้ค่าเฉลี่ยประมาณ 2.5 มิลลิโวลต์ซึ่งก็ปลอดภัยในการออกแบบ

ความต้านทานในตัวไดโอด

ความต้านทานในตัวไดโอดพอที่จะแบ่งออกตามชนิดของแรงดันที่ให้กับตัวไดโอด

ซึ่งแยกออกเป็นความต้านทานทางไฟตรง หรือทางสแตติกและความต้านทานทางไฟสลับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทานทางไฟตรง (Static resistance) จากลักษณะสมบัติ แรงดัน และกระแสของไดโอด จะไม่เป็นลักษณะเชิงเส้น ดังนั้นความต้านทานในตัวไดโอด จึงไม่คงที่ จากกฎของโอห์มจะให้ความต้านทานทางไฟตรงที่จุดทำงานขณะไม่มีสัญญาณอื่น ใดเข้ามาเป็น $R_{DC} = \frac{V_D}{I_D}$



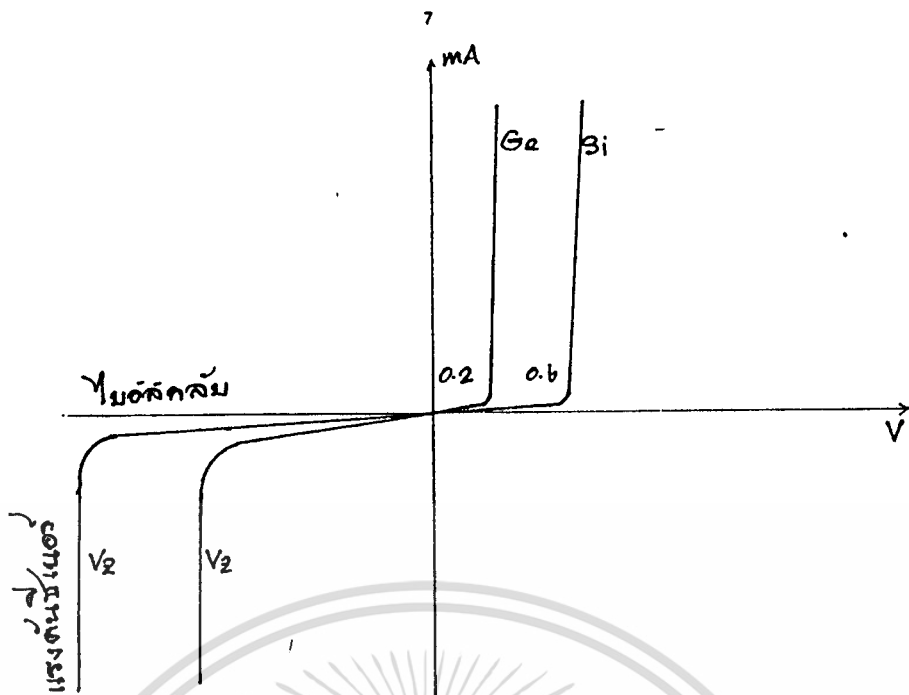
รูปที่ 6 แสดงค่าความต้านทานในไดโอดทางไฟตรง

ความต้านทานไฟตรง หรือความต้านทานสแตติกของไดโอดตัวเดียวกันอาจไม่เท่ากันก็ได้ ถ้าจุดทำงานสำหรับไฟตรงเปลี่ยนไปอันเนื่องมาจากแรงดันไฟตรงคร่อมไดโอดเปลี่ยนแปลงหรือมีการเปลี่ยนโพล ในกรณีที่จุดทำงานเลื่อนไปทางด้านที่กระแสมากขึ้น จะทำให้ค่าความต้านทานไฟตรงลดลง เพราะที่จุด $R_{dc} = V/I$ I เพิ่มขึ้นกราฟจะชันกว่าเดิม คือที่จุดนี้กระแสไหลผ่านไดโอดจะมีค่ามากขึ้นกว่าเดิม แต่แรงดันสูงขึ้นไม่มากนัก จึงทำให้ความต้านทานไฟตรงน้อยลง

จากข้อมูลที่ผู้ผลิตให้มาจะบอกค่าแรงดันไบแอสตรงสูงสุด V_{fmax} และกระแสไบแอสกลับสูงสุด I_{rmax} ไว้ จะหาความต้านทานไฟตรงได้ต้องรู้ลักษณะแรงดัน และกระแสเพื่อจะหาค่ากระแสขณะไบแอสตรง I_f ที่จุดกำหนด V_f ได้ เมื่อทราบค่า I_f ก็สามารคว่าความต้านทานทางไฟตรงได้ และถ้าจะหาความต้านทานไฟตรงทางไบแอสกลับ ต้องรู้ค่าแรงดัน V_r ณ.จุดทำงาน ค่ากระแส I_r ซึ่งกำหนดไว้โดยดูจากกราฟลักษณะสมบัติ ตัวอย่างเช่น ซิลิกอนไดโอดมี $V_f=0.8V, I_r=0.1 A$ สมมุติว่าดูจากลักษณะสมบัติได้ $I_f=10A$ และ $V_r=50V$ คำนวณค่าความต้านไฟตรงจากสูตร $R_{dc}=V/I$

เนื่องจากไดโอดชนิดหัวต่อ D-N แบ่งเป็น 2 ชนิดคือ ชนิดซิลิกอน และชนิดเยอรมันเนียม ดังนั้นลักษณะสมบัติทางแรงดันและกระแสของไดโอดทั้งสองชนิด จะเห็นได้ชัดดังรูปที่ 5.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5. เปรียบเทียบลักษณะสมบัติของซิลิคอน และเยอรมันเนียมไดโอด

ค่ากระแสอิ่มตัวย้อนกลับสำหรับซิลิคอนไดโอด กับของ เยอรมันเนียมไดโอดยังมีค่าไม่เท่ากันด้วย ซิลิคอนไดโอดมีค่ากระแสอิ่มตัวน้อยกว่าของ เยอรมันเนียมไดโอดประมาณ 1000 เท่า

สำหรับค่าแรงดันคัทโธดทั้งของซิลิคอน และเยอรมันเนียมจะมีค่าไม่เท่ากัน ค่าแรงดันคัทโธดของซิลิคอนไดโอดมีค่าประมาณ 0.6 โวลท์ ส่วนของเยอรมันเนียมไดโอดมีค่าประมาณ 0.2 โวลท์ ส่วนแรงดันพังเมื่อไม่คิดเครื่องหมายแรงดัน แล้วแรงดันพังของเยอรมันเนียมไดโอดจะมีค่าน้อยกว่าของซิลิคอนไดโอด

ผลของอุณหภูมิที่มีต่อ ไดโอด

เมื่ออุณหภูมิเปลี่ยนแปลงจะมีผลต่อลักษณะสมบัติทางแรงดัน และกระแสของ ไดโอด เนื่องจากสารกึ่งตัวนำจะมีจำนวนโฮล และอิเล็กตรอนอิสระที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิและสิ่งแวดลอม ดังนั้นในการออกแบบวงจรจึงจำเป็นต้องทราบว่า กระแสไดโอดเมื่อไบแอสกลับจะเปลี่ยนแปลงอย่างไรกับอุณหภูมิ และแรงดันคร่อมไดโอดขณะไบแอสตรงจะเปลี่ยนแปลงอย่างไรกับอุณหภูมิ เมื่อกระแสที่ไหลผ่านไดโอดคงที่

พิจารณาถึงการเปลี่ยนแปลงของกระแสทางด้านไบแอสกลับเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น กระแสอิ่มตัวในไดโอดจะเกิดการเปลี่ยนแปลง สมการของกระแสอิ่มตัว ซึ่งหาได้โดยวิธี

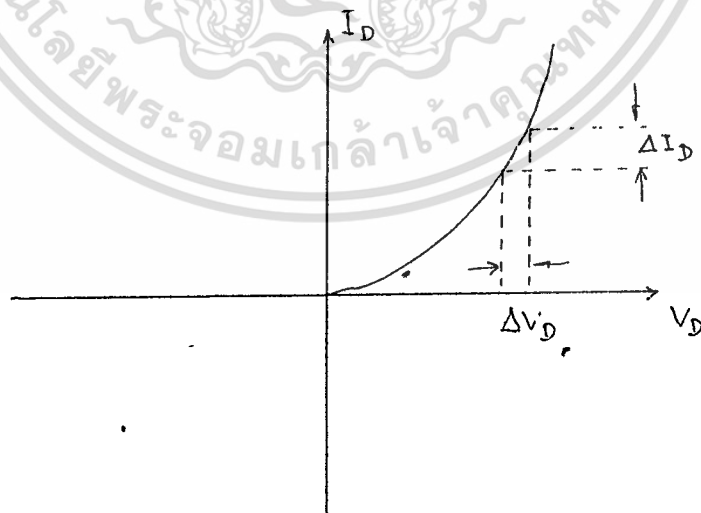
การทางเทคโนโลยีของสารกึ่งตัวนำ ซึ่งจะได้สุทธูรยุงยาก และไม่จำเป็นต้องนำมากล่าว
ณ.ที่นี้ อย่างไรก็ตามจากสมการของกระแสอิมิตัวทางคณิตศาสตร์พบว่า การเปลี่ยนแปลง
ของกระแสอิมิตัวจะเพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิประมาณ 7% ทุกๆ องศาเซนติเกรด หรือเพิ่มขึ้น
เป็นสองเท่าของๆ เดิมทุกๆ 10 องศาเซนติเกรด

$$\text{ขณะไบแอสตรง} \quad R_{De} = \frac{0.8}{10 \times 10^{-3}} = 80$$

$$\text{ขณะไบแอสกลับ} \quad R_{De} = \frac{50}{0.1 \times 10^{-6}} = 500$$

ความต้านทานทางไฟสลบ (Dynamic resistance) เมื่อไดโอดทำงาน
ในขณะที่มีค่าสัญญาณแรงดันไฟสลบขนาดเล็กๆ บอนเข้ามาค่าความต้านทานที่เกิดขึ้นที่
ไดโอด จะเกิดการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ค่าความต้านทานนี้จะแตกต่างจากความ
ต้านทานทางไฟตรง เราเรียกค่าความต้านทานนี้ว่า ความต้านทานทางไฟสลบ การหา
ค่าความต้านทานทางไฟสลบ หาค่าได้จากอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อม
ตัวไดโอดที่เปลี่ยนไปกับค่า การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลในตัวไดโอด

เนื่องจากการทำงานของไดโอด เมื่อสัญญาณเข้ามา ณ.จุดที่ไดโอดทำงาน
ก็จะมีค่าไม่คงที่ ไม่นั่นนอน เกิดการเปลี่ยนแปลงตามลักษณะสมบัติ แต่เมื่อคิดการ
เปลี่ยนแปลงกระแสไบแอสตรงค่าเฉลี่ย ของกระแส และแรงดันแล้วจะสามารถหาค่า
ความต้านทานทางไดนามิก หรือความต้านทานต่อไฟสลบได้ ดังรูปที่ 7



รูปที่ 7. แสดงการหาความต้านทานทางไฟสลบ



การหาค่าความต้านทานนี้อาจทำได้โดย

$$R_{ac} = \frac{\text{ช่วงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมไดโอด}}{\text{ช่วงการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด}}$$

$$\frac{V_d}{I_d}$$

การพังในตัวไดโอด

คงยังจำได้ว่าเมื่อทำการไบแอสตัวไดโอดแบบไบแอสกลับ ไดโอดจะมีคุณสมบัติเหมือนกับตัวต้านทานที่มีค่าสูงมาก จึงมีกระแสจากพาหะส่วนน้อยไหลผ่านตัวไดโอดที่เรียกว่า กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ ใต้น้อย แต่เมื่อเพิ่มแรงดันไบแอสกลับให้กับไดโอดจนถึงค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่า แรงดันพังทลาย (breakdown voltage) หรือ แรงดันซีเนอร์ (Zener voltage) อิเล็กตรอนในไบโอดจะได้รับพลังงานจากสนามไฟฟ้าที่เกิดจากแรงดันนี้มากพอที่จะหลุดจากอะตอมแล้ว วิ่งไปชนอิเล็กตรอนตัวอื่นให้หลุดจากอะตอมด้วย อิเล็กตรอนที่หลุดออกมาก็รับพลังงานจากแรงดันไบแอสกลับ แล้ววิ่งไปชนอิเล็กตรอนตัวอื่นต่อไปให้หลุดออกมาอีก เป็นเช่นนี้เรื่อยไป ดังนั้นจึงมีอิเล็กตรอนอิสระหลุดออกจากอะตอมเป็นจำนวนมาก การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนจำนวนมากนี้ทำให้เกิดกระแสย้อนกลับไหลผ่านไดโอดมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เหมือนกับว่าไดโอดลดค่าความต้านทานภายในตัวของมันเองอย่างทันทีทันใด ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่า การพังแบบอวาแลนซ์ (avalanche breakdown) หรือ การพังแบบซีเนอร์ (Zener breakdown) กระแสย้อนกลับในขณะนี้นักจะไหลผ่านรอยต่อของไดโอดไม่เท่ากันทุกจุด จุดใดที่กระแสไหลมากก็จะได้รับความร้อนมาก จนรอยต่ออาจทะลุได้ทำให้หมดสภาพการเป็นไดโอด

นอกจากนี้การพังไดโอดยังเกิดขึ้นได้อีกเมื่ออุณหภูมิของตัวไดโอดมีค่าสูงมาก ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดการเพิ่มของกระแสอย่างรวดเร็ว ปรากฏการณ์เช่นนี้อาจเกิดขึ้นได้เมื่อให้กระแสไบแอสตรงมีค่าสูงมาก การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เพราะความร้อนที่เกิดขึ้นจะไม่สามารถระบายออกสู่สิ่งแวดล้อมได้ทัน ซึ่งเรียกว่าการเพิ่มหนีของอุณหภูมิ ตัวไดโอดจะมีอุณหภูมิสูงขึ้นเรื่อยๆ จนกระแสที่ไหลผ่านตัวมันเกินขีด

จำกัด อาจทำให้ไดโอดพังเสียหายได้

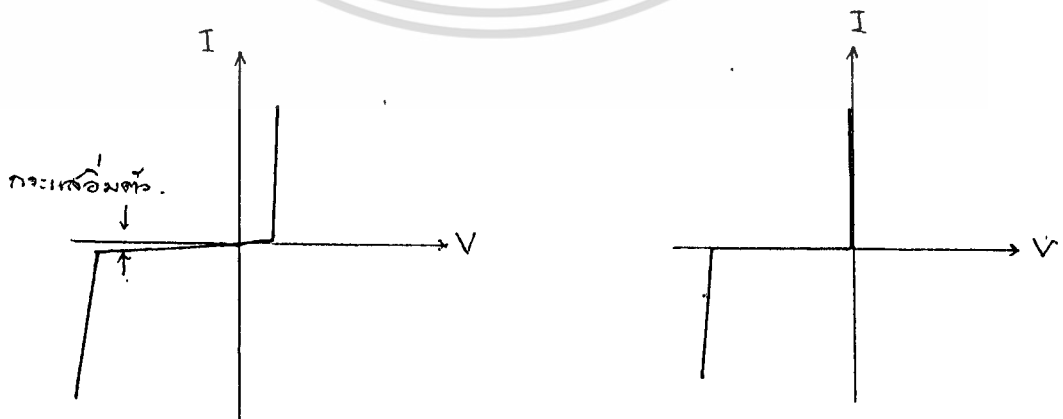
ซีเนอร์ไดโอด

ไดโอดธรรมดาเมื่อทำการไบแอสกลับจนถึงค่าแรงดันพัง จะทำให้เกิดการเสียหายได้ ซีเนอร์ไดโอดเป็นซิลิกอนไดโอดชนิดพิเศษที่กระแสวิกกลับ สามารถไหลเฉลี่ยตลอดทั่วพื้นที่รอยต่อของไดโอด จึงสามารถทนกระแสวิกกลับได้สูงมาก ดังนั้น ซีเนอร์ไดโอดจึงสามารถใช้ควบคุมแรงดันโดยใช้แรงดันที่ตกคร่อมตัวมันเองเป็นตัวควบคุม สัญลักษณ์ของตัวซีเนอร์ไดโอดเขียนได้ดังรูปที่ 8.



รูปที่ 8. สัญลักษณ์ของซีเนอร์ไดโอด

ซีเนอร์ไดโอดทางอุดมคติจะควบคุมแรงดันได้ต่อเมื่อถูกไบแอสกลับ กล่าวคือ จะมีกระแสไหลผ่านไดโอดได้ก็ต่อเมื่อไบแอสกลับจนถึงค่าแรงดันซีเนอร์เท่านั้น สำหรับกรณีไบแอสตรง ซีเนอร์ไดโอดจะทำหน้าที่เหมือนไดโอดธรรมดา คือ เสมือนกับเป็นตัวลัดวงจรดังลักษณะสมบัติดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

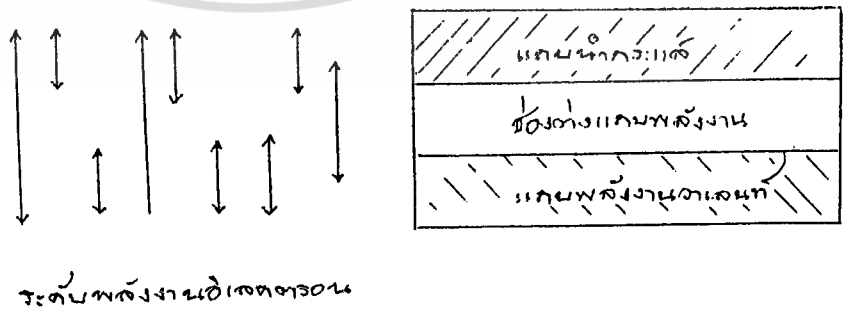
รูปที่ 9. ลักษณะสมบัติของซีเนอร์ไดโอดทางอุดมคติ
ลักษณะสมบัติของซีเนอร์ไดโอดจริง

ลักษณะสมบัติทางด้านไบแอสกลับจะปรากฏแรงดันคร่อมซีเนอร์ไดโอด มีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากค่าแรงดันซีเนอร์เล็กน้อย เมื่อกระแสไหลผ่านไดโอดมาก ๆ ทางด้านไบแอสตรงก็มีลักษณะสมบัติคล้ายไดโอดธรรมดาที่ถูกไบแอสตรง แม้ว่าแรงดันตกคร่อมตัวซีเนอร์ไดโอดจะไม่ถึง แรงดันซีเนอร์ก็มีกระแสจำนวนเล็กน้อยไหลผ่านได้ เป็นกระแสรั่วไหลดังแสดงในรูปลักษณะสมบัติข้างต้น

ดังนั้นการใช้ซีเนอร์ไดโอดจำเป็นต้องใช้ช่วงของแรงดันซีเนอร์ให้เป็นประโยชน์ โดยให้กระแสไหลเข้าทางคาโอดไปออกทางแอนโอด เพื่อมันจะทำงานในขณะไบแอสกลับ การผลิตซีเนอร์ไดโอดที่มีค่าแรงดันซีเนอร์ไดโอดต่างๆ กัน ใช้วิธีการได้บสารเจือปนให้มากน้อยต่างกัน ถ้าได้บมากค่าแรงดันซีเนอร์ต่ำ ได้บน้อยค่าแรงดันซีเนอร์สูง โดยทั่วไปซีเนอร์ไดโอดจะมีค่าแรงดันซีเนอร์ใช้งานได้ดี ในย่าน 2.4 ถึง 200 โวลต์ ความคลาดเคลื่อน 5% ถึง 20% ทนได้กำลังได้ตั้งแต่ 1/4 วัตต์ ถึง 50 วัตต์

ผลของทันเนล

การพังแบบอวาแลนซ์ (avalanche breakdown) ขึ้นอยู่กับพลังงานที่วาเลนซ์อิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำที่ได้รับเพิ่มขึ้น ทำให้มันสามารถหลุดออกมาจากบอนด์ได้อิเล็กตรอนที่มีพลังงานอยู่ในแถบวาเลนซ์ไม่สามารถที่จะหลุดออกมาจากการเกาะเกี่ยวกับอะตอมข้างเคียงได้ ระดับแถบพลังงานของสารกึ่งตัวนำที่แสดงพลังงานที่อยู่ในแถบวาเลนซ์ แถบต้องห้ามและแถบนำกระแส ดังรูป



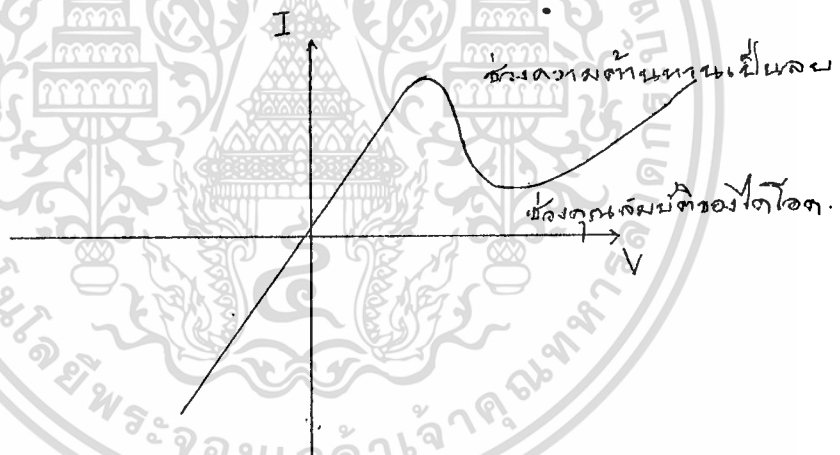
รูป 10. อิเล็กตรอนบางตัวจะได้รับพลังงานและจะเคลื่อนจากแถบพลังงานวาเลนซ์ไปสู่แถบนำกระแสเป็นผลของทันเนล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กตรอนจะมีพลังงานอยู่ในแถบใดก็ได้ ดังนั้นจึงมีอิเล็กตรอนเคลื่อนที่อยู่ในเนื้อสารและทำให้เกิดโฮลด้วย เมื่ออิเล็กตรอนอิสระเข้าไปแทนที่โฮลก็จะเกิดการเปลี่ยนแปลงระดับพลังงานโดยมันจะคลายพลังงานออกให้กับอิเล็กตรอนตัวอื่น และมีอิเล็กตรอนอีกเป็นจำนวนมากที่มีพลังงานสูงอยู่ในแถบต้องห้าม เมื่อมันได้รับพลังงานสูงขึ้นไปอีกมันอาจจะอยู่ในแถบของการนำกระแสได้ แต่เมื่อทำการโด้บสารกึ่งตัวนำทั้ง P และ N อย่างสูง จะทำให้มีอิเล็กตรอนและโฮลเป็นจำนวนมาก ดังนั้นเมื่อป้อนแรงดันเพียงเล็กน้อยอิเล็กตรอนก็สามารถเข้ามาอยู่ในแถบนำกระแสได้ และข้ามรอยต่อเข้ามา

ทันเนลไดโอด

ทันเนลไดโอด (Tunnel diode) ต่างจากไดโอดธรรมดาตรงที่ลักษณะสมบัติแรงดันและกระแสบางช่วงเป็นแบบความต้านทานลบ กล่าวคือเมื่อเพิ่มแรงดันจะเกิดค่าค่าหนึ่งแทนที่กระแสจะสูงขึ้น มันกลับลดลงดังแสดงในรูปที่ 11.



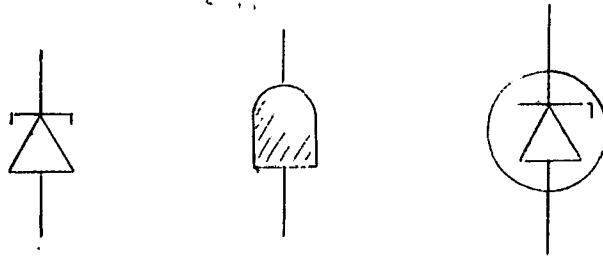
รูปที่ 11. ลักษณะสมบัติของทันเนลไดโอด

เหตุที่ลักษณะสมบัติบางช่วงเป็นความต้านทานลบ เพราะว่ามี การโด้บสาร ด้านใด ด้านหนึ่งของหัวต่อ P-N ให้มีสารเจือปนมากกว่าปกติ ถึงเป็นร้อยเท่า พันเท่า ซึ่งการโด้บมาก ๆ เช่นนี้ทำให้หัวต่อที่เรียกว่า ดิพลักชันบางมาก เมื่อให้ไบแอสตรงจึงทำให้พาหะสามารถวิ่งทะลุรอยต่อไปยังหัวอีกด้านหนึ่งได้ ดังนั้นกระแสจะสูงขึ้นจนถึงค่าสูงสุด (ดูรูปที่ 11.) หลังจากนั้นเมื่อเพิ่มแรงดันอีก กระแสจะลดลงเพราะพาหะที่วิ่งทะลุรอยต่อลดน้อยลงจนถึงค่า ค่าหนึ่ง พอเพิ่มแรงดันสูงกว่านี้อีกจะเป็นลักษณะแบบ

ไดโอดธรรมดา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

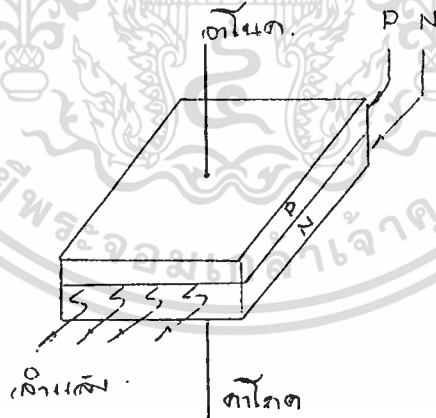
สัญลักษณ์ของทันเนลไดโอดที่ไว้กันมีดังนี้



รูปที่ 12. สัญลักษณ์ของทันเนลไดโอด

ไดโอดเปล่งแสง

ไดโอดเปล่งแสง (light-emitting diode) เรียกว่า LED คือ ไดโอดซึ่งสามารถเปล่งแสงออกมาได้ แสงที่เปล่งออกมาประกอบด้วยคลื่นความถี่เดียว และเฟสต่อเนื่องกัน ซึ่งต่างกับแสงธรรมดาที่ตาคนมองเห็น อันประกอบด้วยคลื่นซึ่งมี เฟส และความถี่ต่าง ๆ กันมารวมกัน ไดโอดซึ่งสามารถให้แสงออกมาได้ทั้งชนิดที่เป็น สารกึ่งตัวนำของเหลว ก๊าซ ในที่นี้จะกล่าวถึงชนิดที่เป็นสารกึ่งตัวนำเท่านั้น



รูปที่ 13. ไดโอดเปล่งแสง

ไดโอดชนิดนี้เหมือนไดโอดทั่วๆ ไปที่ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำชนิด P และ N ประกอบกัน มีผิวข้างหนึ่งเรียบเป็นมันคล้ายกระจก เมื่อไดโอดถูกไบแอสตรงจะทำให้ อิเล็กตรอนที่สารกึ่งตัวนำชนิด N มีพลังงานสูงขึ้นจนสามารถวิ่งข้ามรอยต่อไปรวมกับ โฮลใน P ก่อให้เกิดพลังงานในรูปของ ประจุโฟตอนซึ่งจะส่งแสงออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประยุกต์ LED ไปใช้งานเป็นไปอย่างกว้างขวาง ส่วนมากใช้ในภาคแสดงผล (display Unit) LED โดยทั่วไปมี 2 ชนิดใหญ่ๆ คือ LED ชนิดที่ตาคนเห็นได้กับชนิดที่ตาคนมองไม่เห็น ต้องใช้โฟโตทรานซิสเตอร์มาเป็นตัวรับแสงแทนตาคน

สัญลักษณ์ของ LED เขียนได้ดังรูปที่ 14.



รูปที่ 14. สัญลักษณ์ของ LED

การใช้งานของ LED ที่เห็นได้บ่อยๆ คือภาคแสดงผลของเครื่องคำนวณอิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ ที่ใช้ LED ซึ่งมี 7 ส่วนแสดงเป็นตัวเลขดังรูป



รูปที่ 15. รูป LED เจ็ดส่วนใช้ในภาคแสดงผล

เมื่อนำ LED มาประกอบกับโฟโตทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นตัวรับแสงจากโฟโตทรานซิสเตอร์จะให้กระแสที่เปลี่ยนแปลงกับความเข้มของแสงที่มาจากไดโอด อุปกรณ์ที่รวมกันระหว่าง LED กับโฟโตทรานซิสเตอร์ เรียกว่า โฟโตไดโอดเลชัน (Photo isolation)

ตัวเก็บประจุระหว่างหัวต่อของไดโอด

ค่าตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นระหว่างหัวต่อของไดโอดเกิดขึ้นได้ สองอย่างคือ

เกิดจากประจุที่เกิดขึ้นบริเวณดีพลีเคชันประการหนึ่ง ตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นด้วยเหตุนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรียกว่า ตัวเก็บประจุทรานซิสชัน (Transition capacitance) การเกิดตัวเก็บประจุอีกแบบหนึ่ง คือการเกิดจากการแพร่ของพาหะในแต่ละด้านซึ่งเรียกตัวเก็บประจุแบบนี้ว่า ตัวเก็บประจุดิฟฟิวชัน (diffusion capacitance)

ค่าตัวเก็บประจุทรานซิสชัน (C_t) เกิดเนื่องจากตรงรอยต่อระหว่างสาร P กับ N จะมีแถบประจุที่เรียกว่า สเปซชาร์จ (space charge) ซึ่งจะขยายตัวมากขึ้นเมื่อไดโอดถูกไบแอสกลับ และจะหดสั้นลงเมื่อถูกไบแอสตรง การเปลี่ยนแปลงของช่วงกว้างของรอยต่อจะเป็นผลทำให้ประจุบริเวณรอยต่อเกิดการเปลี่ยนแปลงซึ่งประจุนี้ก็จะเปลี่ยนแปลงไปกับค่าแรงดันที่ทำการไบแอสค่าตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้น คือค่าอัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของประจุกับแรงดันที่ทำการไบแอส

ส่วนตัวเก็บประจุที่เกิดจากการแพร่ หรือตัวเก็บประจุดิฟฟิวชัน (C_d) เกิดขึ้นเมื่อไดโอดถูกไบแอสตรง จะทำให้รอยต่อแคบลง เกิดการคายประจุในซีก P และซีก N ประจุที่คายจะเป็นพาหะข้างน้อย คือมีโฮลวิ่งจากด้าน N ไปสู่ P และอิเล็กตรอนวิ่งจาก P ไปสู่ N ดังนั้นจึงเกิดการเปลี่ยนแปลงของประจุ เมื่อทำการไบแอสตรงด้วยแรงดันสูงขึ้นการเปลี่ยนแปลงของประจุมักมากขึ้น

สรุปค่าตัวเก็บประจุบริเวณรอยต่อมีทั้งค่า C_t และ C_d เมื่อไดโอดถูกไบแอสกลับจะไม่มี C_d เพราะว่กระแสผ่านไดโอดถือว่าเป็นศูนย์ ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุในตอนี้จะมีแต่ค่า C_t เท่านั้น

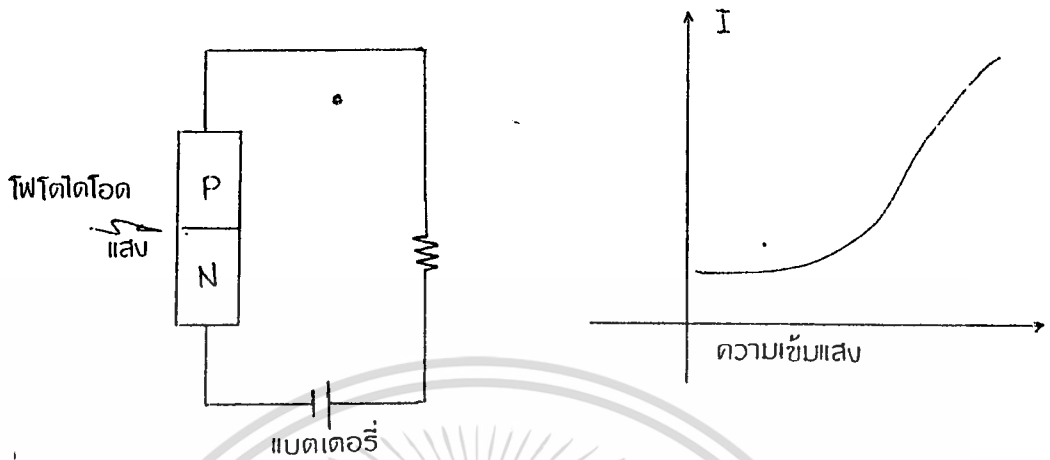
เมื่อไดโอดถูกไบแอสตรงจะมีทั้ง C_t และ C_d แต่ค่าของ C_d ในขณะนี้จะมค่าสูงกว่า C_t มากเพราะเมื่อไบแอสตรงไดโอดจะนำกระแส มีกระแสไหลมากจะสูง ดังนั้นในตอนไบแอสตรงถือว่าค่าตัวเก็บประจระหว่างรอยต่อมีค่าประมาณเท่ากับค่าของ C_d

โฟโตไดโอด (Photo diode)

อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำจะนำกระแสได้ ก็เนื่องจากการให้พลังงานเพื่อดึงอิเล็กตรอนให้หลุดจาก บอนด์ เป็นผลทำให้เกิดอิเล็กตรอนอิสระและโฮล และเมื่อให้แรงดันไฟฟ้าจะเกิดสนามไฟฟ้าในแท่งสารนั้น เป็นผลทำให้ประจุอิเล็กตรอนและโฮลเคลื่อนที่ จากที่เราได้ศึกษามาแล้วว่าการให้พลังงานกับวาเลนซ์อิเล็กตรอนนั้นทำได้หลายวิธี เช่นการให้ความร้อน แสง เป็นต้น โฟโตไดโอดจึงมีหลักการทำงานโดยอาศัยแสงในการเพิ่มพลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานให้กับอิเล็กตรอนในเนื้อสารกึ่งตัวนำ



รูปที่ 16. แสดงวงจรโฟโตไดโอดและกราฟแสดงความสัมพันธ์ของกระแสกับ ความเข้มของแสง

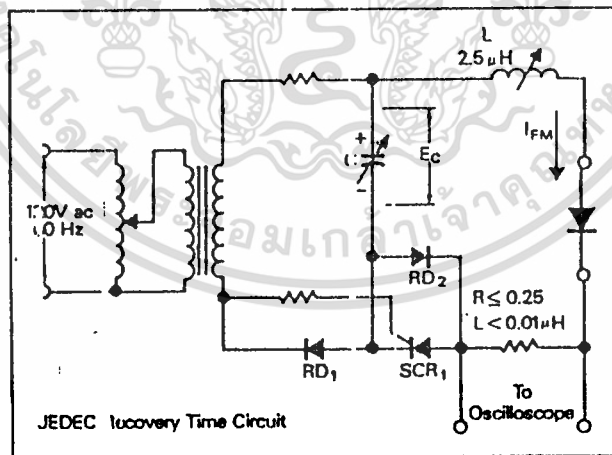
วงจรโฟโตไดโอดเบื้องต้นคือเป็นวงจรความต้านทานโหลด และแหล่งจ่ายไฟตรงดังรูปที่ 16. โดยปกติไดโอดจะถูกไบแอสตรง แต่ในขณะที่ไบแอสตรงนี้จำนวนอิเล็กตรอนและโฮลที่ในเนื้อสารมีจำนวนไม่มากนัก ดังนั้นกระแสที่ไหลในวงจรจึงมีส่วนน้อย แต่ครั้นเมื่อส่วนของสารกึ่งตัวนำมีแสงส่องถูก จะทำให้เนื้อสารถูกอิเล็กตรอนอิสระและโฮลเกิดขึ้นเป็นจำนวนมาก จำนวนอิเล็กตรอนอิสระที่เกิดขึ้นจะแปรโดยตรงกับความเข้มของแสง แต่ครั้นเมื่อเพิ่มความเข้มของแสงจนถึงค่าหนึ่ง จะไม่มีการเพิ่มอิเล็กตรอนอิสระอีกแล้ว ในช่วงนี้เราเรียกช่วงอิ่มตัว (Saturation region)

ในขณะที่ไม่มีแสงตกกระทบบจำนวนกระแสที่ไหลผ่านตัวไดโอดนี้เรียกว่า - กระแสดำ (dark current)

ไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว (Fast recovery diode)

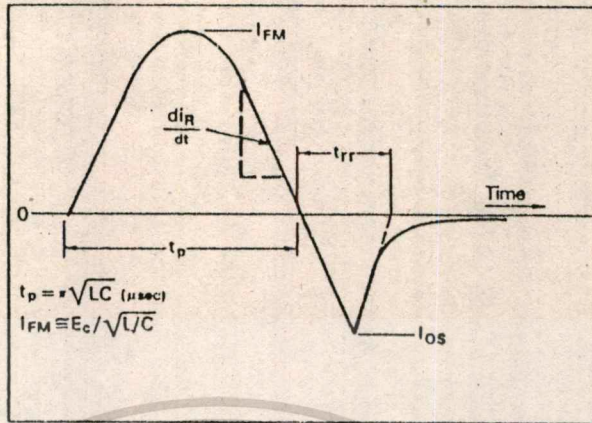
ในวงจรขอปเปอร์ วงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรสวิตชิงเรคทูเรเตอร์ และวงจรอื่น ๆ ที่ต้องการให้ไดโอดนำกระแสอยู่ เปลี่ยนเป็นหยุดนำกระแสอย่างรวดเร็ว จำเป็นต้องใช้ไดโอดที่มีคุณสมบัติกลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว โดยเฉพาะวงจรที่มีความถี่สูง จะลดความสูญเสียลงเมื่อใช้ไดโอดที่กลับคืนสภาวะใหม่ได้เร็ว

คุณสมบัติของไดโอดที่กลับคืนจากสภาวะนำกระแสสู่สภาวะหยุดนำกระแสของไดโอดแสดงในรูป 17 คือขณะไดโอดนำกระแสจะมีประจุไฟฟ้ามาประจุที่รอยต่อของสาร P และ N เหมือนกับคาปาซิเตอร์ และเมื่อมีแรงดันไบอัสย้อนกลับอย่างทันทีทันใด จะมีกระแสไหลย้อนกลับผ่านไดโอดในเวลาชั่วขณะหนึ่ง ช่วงเวลานี้เรียกว่า Reverse Recovery Time (t_{rr})



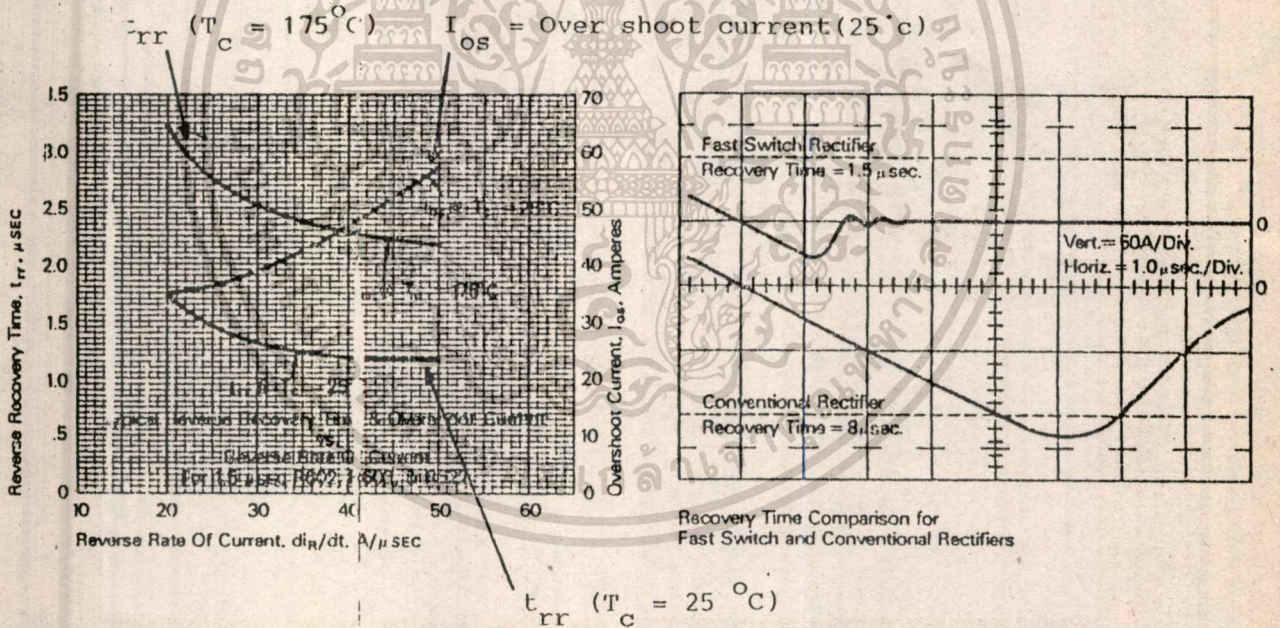
ก) วงจรทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Recovery Time Waveform

(ข) สัตถุภาพของกระแสผ่านไดโอด



Recovery Time Comparison for Fast Switch and Conventional Rectifiers

(ก) Recovery time แปรเปลี่ยนตาม $\frac{di}{dt}$ และอุณหภูมิ

(ง) เปรียบเทียบ Recovery time ระหว่างไดโอดทั่ว ๆ ไป และไดโอดชนิดกลับคืนสภาวะได้เร็ว

รูป 17 การกลับคืนสู่สภาวะหยุดพักกระแสของไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAST RECOVERY RECTIFIERS

1A	2A	3A	6A	8A
FR 101 50 V	FR 201 50 V	FR 301 50 V	FR 601 50 V	FR 801 50 V
FR 102 100 V	FR 202 100 V	FR 302 100 V	FR 602 100 V	FR 802 100 V
FR 103 200 V	FR 203 200 V	FR 303 200 V	FR 603 200 V	FR 803 200 V
FR 104 400 V	FR 204 400 V	FR 304 400 V	FR 604 400 V	FR 804 400 V
FR 105 600 V	FR 205 600 V	FR 305 600 V	FR 605 600 V	FR 805 600 V
FR 107 1000 V	FR 207 1000 V	FR 306 800 V	FR 606 800 V	
		FR 307 1000 V	FR 607 1000 V	

SILICON RECTIFIERS

1A	3A	6A	15A
RL 104 400 V	IN 5400 50 V	6A05 50 V	BR 1505 50 V
RL 107 1000 V	IN 5401 100 V	6A1 100 V	BR 151 100 V
	IN 5402 200 V	6A2 200 V	BR 152 200 V
	IN 5404 400 V	6A4 400 V	BR 154 400 V
	IN 5406 600 V	6A8 800 V	BR 156 600 V
	IN 5408 1000 V	6A10 1000 V	
2.1A			
RL 252 100 V			
RL 254 400 V			

BRIDGE RECTIFIERS

1A	1A	1.5A	25A
DB 101 50V	RS 101 50 V	W 005M 50 V	BR 2505 50 V
DB 102 100 V	RS 102 100 V	W 01M 100 V	BR 251 100 V
DB 103 200 V	RS 103 200 V	W 02M 200 V	BR 252 200 V
DB 104 400 V	RS 104 400 V	W 04M 400 V	BR 254 400 V
	RS 105 600 V	W 06M 600 V	BR 256 600 V

3A	6A	10A	35A
BR 305 50 V	BR 605 50 V	BR 1005 50 V	BR 3505 50 V
BR 31 100 V	BR 61 100 V	BR 101 100 V	BR 351 100 V
BR 32 200 V	BR 62 200 V	BR 102 200 V	BR 352 200 V
BR 34 400 V	BR 64 400 V	BR 104 400 V	BR 354 400 V
BR 36 600 V	BR 66 600 V	BR 106 600 V	BR 356 600 V
			BR 358 800 V
			BR 3510 1000 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเรกติไฟร์ Rectifier Circuit)

หลายคนรู้จักและคุ้นเคยกับวงจรเรกติไฟร์ดีอยู่แล้ว เพราะเราสามารถพบเห็นได้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป เนื่องจากเป็นวงจรที่สามารถแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงได้ โดยมีอุปกรณ์ประกอบเพิ่มเติมเช่น ทราานส์ฟอร์มเมอร์ และตัวเก็บประจุ เป็นต้น ซึ่งจากความคุ้นเคยกับบางวงจรนี้เอง อาจทำให้บางคนคิดว่า เราไม่มีความจำเป็นที่จะต้องศึกษาในรายละเอียดของวงจรนี้มากนัก จึงอาจมองข้ามไป แต่เมื่อใดก็ตามที่เราต้องศึกษาเกี่ยวกับอิเล็กทรอนิกส์กำลัง หรืออิเล็กทรอนิกส์อุตสาหกรรมแล้ว วงจรนี้จะเป็นวงจรที่เราควรจะต้องให้ความสนใจอย่างมากทีเดียว เนื่องจากปริมาณกระแส

ที่ไหลผ่านโวลต์เตจที่ตกคร่อมอุปกรณ์หรือประเภทของโหลด (load) ที่ต่อกับวงจร จะมีอิทธิพลต่อการทำงานของวงจรและความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นได้อย่างมาก ซึ่งเราจะได้พิจารณาแยกเป็นประเภทไปดังต่อไปนี้

วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟร์เฟสเดียว (single phase half wave rectifier)

วงจรประเภทนี้แสดงได้ดังรูปที่ 18 (ก) โดยเราให้โวลต์เตจที่แหล่งจ่ายไฟเป็น V_s ซึ่งเป็นสัญญาณไซน์ (sine wave) ที่มีแอมพลิจูดเป็น V_M ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$V_s = V_M \sin \omega t$$

เมื่อโหลดเป็นความต้านทานอย่างง่าย ทำให้โวลต์เตจที่โหลด (V_L) และกระแสที่โหลด (I_L) มีเฟสตรงกัน และจึงได้รูปคลื่นดังรูปที่ 18 (ข) ซึ่งมีกระแส

สูงสุด (I_M) เป็น

$$I_M = \frac{V_M}{R_L}$$

และเนื่องจากโวลต์เตจตกคร่อมไดโอด (V_D) สามารถหาได้จาก

$$V_D = V_s - V_L$$

ซึ่งจะทำให้ได้รูปคลื่นดังรูปที่ 18 (ข) ที่มีแรงดันย้อนกลับสูงสุด (peak reverse voltage) เป็น V_M ดังนั้น อัตราทนแรงดันย้อนกลับของไดโอดจึงไม่ควรต่ำกว่า V_M

เราสามารถหาค่ากระแสเฉลี่ยได้จาก

$$\begin{aligned} I_{\text{mean}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_M \sin \omega t \, d(\omega t) \\ &= \frac{I_M}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_0^\pi \\ &= \frac{I_M}{\pi} \end{aligned}$$

และทำนองเดียวกัน เราจะหาโวลต์เตจเฉลี่ยได้

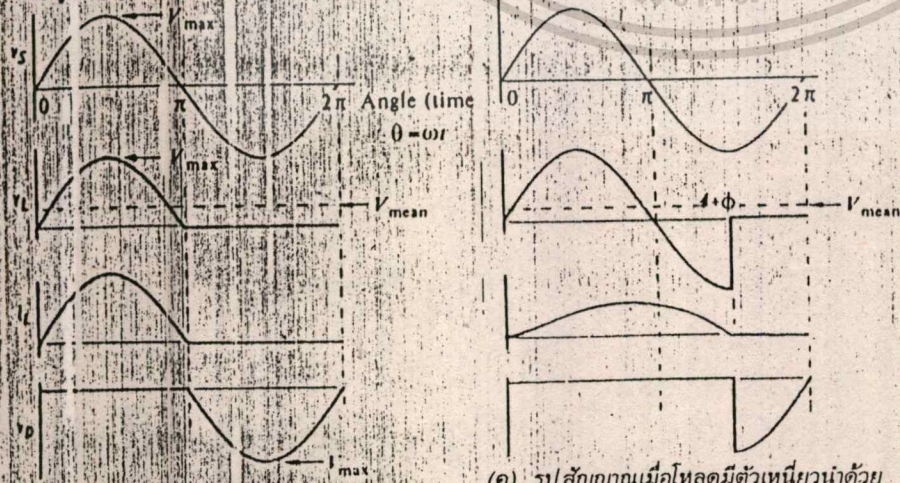
$$\begin{aligned} V_{\text{mean}} &= I_{\text{mean}} R_L \\ &= \frac{I_M}{\pi} R_L \\ &= \frac{V_M}{\pi} \text{ ด้วย} \end{aligned}$$

ดังนั้นค่าพลังงานเฉลี่ยทางต้านเข้าที่พู่ของวงจร (P_{av}) หาได้จาก

$$\begin{aligned} P_{av} &= V_{\text{mean}} I_{\text{mean}} \\ &= \frac{V_M}{\pi} \times \frac{I_M}{\pi} \\ &= \frac{V_M}{\pi} \times \frac{V_M}{\pi R_L} \\ &= \frac{V_M^2}{\pi^2 R_L} \end{aligned}$$



(ข) รูปสัญญาณเมื่อโหลดเป็นความต้านทานอย่างง่าย



(ค) รูปสัญญาณเมื่อโหลดมีตัวเหนี่ยวนำด้วย

รูปที่ 18 วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟร์เฟสเดียว

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนั้น เรายังได้อีกว่า

$$I_{rms} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_M \sin \omega t)^2 d\omega t \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$= I_M \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{(1 - \cos 2\omega t)}{2} d\omega t \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$= \frac{I_M}{2}$$

ซึ่งในทำนองเดียวกัน เราจะได้

$$V_{rms} = \frac{V_M}{2}$$

และได้พลังงานจากแหล่งจ่ายไฟ

(P_{ac}) เป็น

$$P_{ac} = V_{rms} I_{rms}$$

$$= \frac{V_M}{2} \times \frac{V_M}{2R_L}$$

$$= \frac{V_M^2}{4R_L}$$

ดังนั้นเราสามารถคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจร (η) ได้จาก

$$\eta = \frac{P_{av}}{P_{ac}}$$

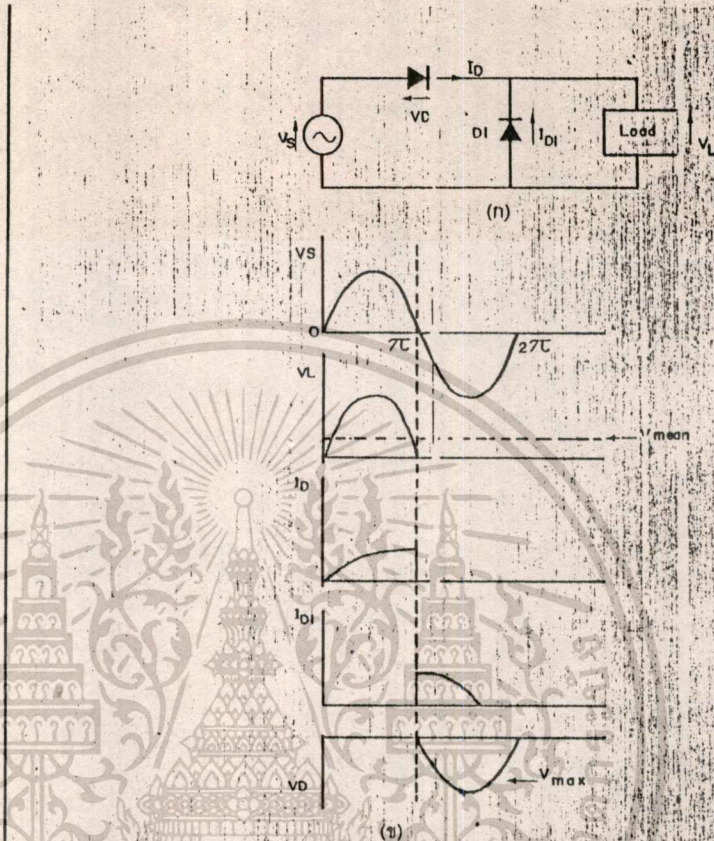
$$= \frac{V_M^2}{\pi^2 R_L} \times \frac{4R_L}{V_M^2}$$

$$= \frac{4}{\pi^2}$$

$$= 0.4053 \text{ หรือ } 40.53\%$$

ซึ่งจะเห็นว่าวงจรเรกติไฟร์ประเภทนี้จะมีประสิทธิภาพต่ำมาก เราจึงไม่นิยมนำวงจรนี้ไปเป็นวงจรเรกติไฟร์ในอุตสาหกรรม

ในการใช้งานวงจรเรกติไฟร์ทั่ว ๆ



รูปที่ 9 วงจรเรกติไฟร์เมื่อมีฟริลไดโอด (ก) การต่อวงจร (ข) รูปสัญญาณ

ไปโหลดที่เราใช้มักจะไม่เป็นความต้านทานเพียงอย่างเดียว แต่จะมีตัวเหนี่ยวนำ (inductance) เข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ซึ่งจะเป็นผลให้เราได้รูปคลื่นดังรูปที่ 18 (ค) โดยเราจะเห็นว่าเมื่อโวลต์เตจเพิ่มขึ้น กระแสที่ไหลผ่านโหลดก็จะค่อย ๆ เพิ่มขึ้น แต่ผลของตัวเหนี่ยวนำจะทำให้กระแสเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งโวลต์เตจจ่ายให้ตกเป็นศูนย์ ก็ยังคงมีกระแสไหลอยู่ซึ่งกระแสนี้จะไหลผ่านไดโอด ทำให้ไดโอดนำกระแสต่อไป โวลต์เตจจากแหล่งจ่ายไฟจึงยังคงปรากฏที่โหลดอยู่ จนกระทั่งกระแสส่วนนี้หมดไป

หากเราให้ ϕ เป็นมุมที่ถูกเหนี่ยวนำออกไป หลังจากหนึ่งครึ่งไซเคิลแล้ว เราจะได้

$$V_{mean} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi+\phi} V_M \sin \omega t d(\omega t)$$

$$= \frac{V_M}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_0^{\pi+\phi}$$

$$= \frac{V_M}{2\pi} [1 - \cos(\pi + \phi)]$$

ซึ่งเราจะเห็นว่าหาก ϕ มีค่าเท่าใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

π มากเท่าใด ก็จะเป็นผลให้ V_{mean} ที่ได้ ลดลงมากเท่านั้น

เนื่องจากโวลต์เตจคร่อมโพลด (V_L) คือ

$$V_L = RI_L + \frac{LdI_L}{dt}$$

จะทำให้ เราได้

$$I_L = \frac{V_M}{Z} [\sin(\omega t - \phi)]$$

$$+ 1^{(-R/L)} \sin \phi]$$

$$\text{โดยที่ } \phi = \tan^{-1} \left[\frac{\omega L}{R} \right]$$

$$\text{และ } Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

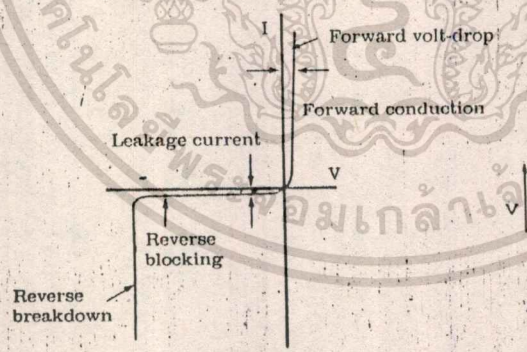
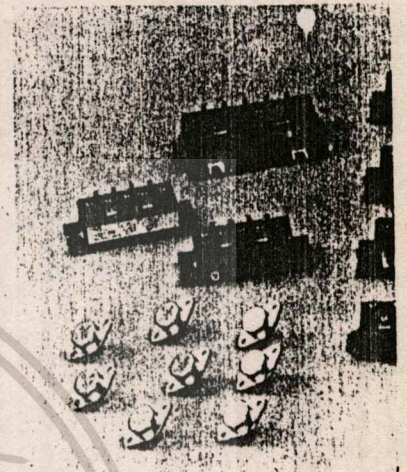
ดังนั้นเราจะหาค่ากระแสเฉลี่ย (I_{mean}) ได้เป็น

$$I_{mean} = \frac{V_M}{2\pi R} [1 - \cos(\pi + \phi)]$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าหาก L มีค่าเพิ่มขึ้น จะทำให้ ϕ มีค่าเพิ่มขึ้น และเป็นผลให้ กระแสเฉลี่ยมีค่าลดลง ประสิทธิภาพของ วงจรก็จะต้องลดลงไป

ในกรณีนี้เราสามารถแก้ไขได้โดย ต่อฟรียูไดโอด (freewheel diode) คร่อมโพลดไว้ดังรูปที่ 18 (ก) เพื่อป้องกันไม่ให้โวลต์เตจช่วงที่เป็นลบปรากฏที่โหลด และกระแสส่วนที่เกินออกมาก็จะไหลวน

อยู่ในฟรียูไดโอด ทำให้ไดโอดที่ใช้เร็คติไฟร์ สามารถหยุดนำกระแสได้ ดังแสดงด้วยรูปคลื่นในรูปที่ 19 (ข)



บทที่ 3

ความรู้ทั่วไปเกี่ยวกับทรานซิสเตอร์

นับตั้งแต่ปี พ.ศ. 2488 เป็นต้นมา เทคโนโลยีทางด้านสารกึ่งตัวนำก็ได้รับการค้นคว้าพัฒนาอย่างกว้างขวาง อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ทำจากสารกึ่งตัวนำ ได้มีผู้ทยอยค้นคิดเป็นจำนวนมาก จนกระทั่งปัจจุบันถึงแม้จะกล่าวได้ว่าเป็นยุคของเทคโนโลยีทางด้านไมโครอิเล็กทรอนิกส์แล้วก็ตาม ทรานซิสเตอร์ก็มีบทบาทสำคัญอยู่มาก เพราะสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง ตัวนั้นจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่จะต้องศึกษาและทำความรู้จักกับทรานซิสเตอร์ ทั้งทางด้านโครงสร้างรูปร่าง ตลอดจนถึงลักษณะสมบัติและการใช้งาน ในบทนี้จะได้กล่าวถึงความรู้ทั่วไปของตัวทรานซิสเตอร์ และการทำงานเบื้องต้น

ชนิดของทรานซิสเตอร์

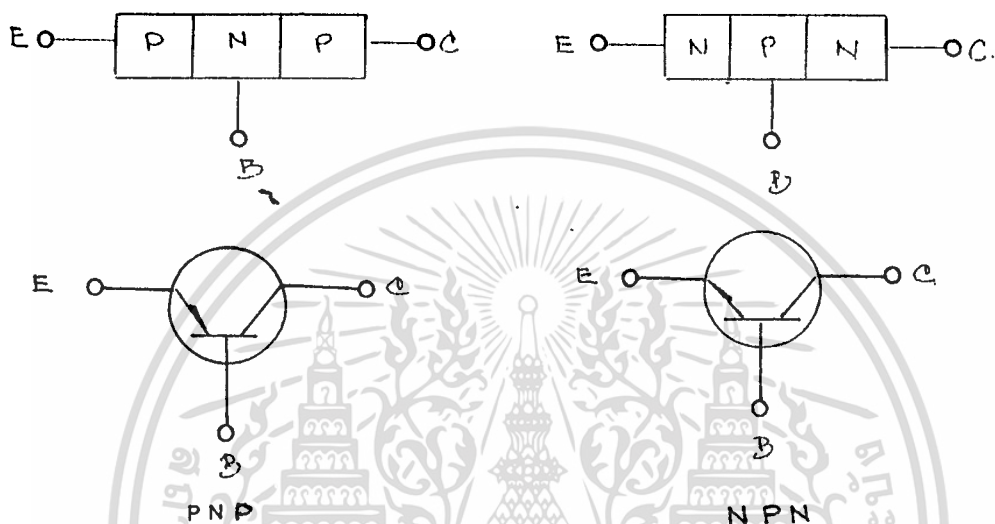
การแบ่งทรานซิสเตอร์ออกเป็นชนิดย่อยๆ ย่อมแล้วแต่ผู้ที่แบ่งว่าจะแบ่งออกในรูปลักษณะอย่างไร เช่น ถ้าแบ่งในรูปของการใช้งานก็อาจแบ่งได้ เช่น สวิตซ์ทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์กำลัง ทรานซิสเตอร์ความถี่สูง ฯลฯ

การแบ่งที่เป็นที่รู้จักกันดีอีกแบบหนึ่ง คือ แบ่งตามตัวโครงสร้างของตัวทรานซิสเตอร์ หรือจากเนื้อสารที่ใช้ทำตัวทรานซิสเตอร์ที่เรียกว่าสารกึ่งตัวนำ หรือ เซมิคอนดักเตอร์ ถ้าคุณสมบัติของเนื้อสารสามารถให้อิเล็กตรอนไปถึงอะตอมหรือเนื้อสารอื่นได้ ก็เรียกเนื้อสารนั้นว่าเป็นชนิด N และทำนองกลับกันถ้าเนื้อสารสามารถรับอิเล็กตรอนได้ ก็เรียกเนื้อสารนั้นว่าชนิด P สารกึ่งตัวนำที่ใช้กันมากเป็นพวกซิลิกอนและเยอรมันเนียม ซึ่งทั้งสองนี้สามารถนำมาทำให้เป็นสารกึ่งตัวนำได้ทั้งชนิด N และชนิด P

ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่เกิดจากการเอาสารกึ่งตัวนำชนิด P และชนิด N มารวมกันโดยทำให้เกิดรอยต่อระหว่างเนื้อสารนี้สองรอยต่อ ถ้าตัวทรานซิสเตอร์ที่มีสารชนิด P อยู่สองหัวท้าย และชนิด N อยู่กลางก็เรียกว่า ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ในทำนองกลับกันถ้ามีสารชนิด P อยู่บริเวณกลาง และมีสารชนิด N อยู่หัวท้ายก็เรียกว่าชนิด NPN

รอยต่อจากเนื้อสารทั้ง 3 นี้ มีจุดต่อเป็นขาของทรานซิสเตอร์ เพื่อใช้เชื่อมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โยงหรือบัดกรีกับอุปกรณ์อื่น ดังนั้นทรานซิสเตอร์จึงมี 3 ขา มีชื่อเรียกว่า คอลเลคเตอร์ (Collector) ใช้สัญลักษณ์ C อิมิตเตอร์ (emitter) ใช้สัญลักษณ์ E และ เบส (base) ใช้สัญลักษณ์ B รูปร่างของโครงสร้างและสัญลักษณ์ของตัวทรานซิสเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.



รูปที่ 2. สัญลักษณ์และโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และชนิด PNP

การทำสารทั้งชนิด N และ P มารวมกันให้เกิดรอยต่อ ตลอดจนถึงการสกัดเนื้อสารเหล่านี้เป็นเทคนิคที่ยุ่ยากและเป็นอีกแขนงวิชาหนึ่ง ซึ่งในขั้นต้นนี้เรายังไม่จำเป็นต้องทราบรายละเอียดเกี่ยวกับขบวนการผลิตเหล่านี้ ดังนั้นการรู้จักกับทรานซิสเตอร์ในขั้นนี้ เราจะรู้จักกับมันแต่เพียงคุณสมบัติและการใช้งานของตัวมันเท่านั้น

การที่จะบอกว่าทรานซิสเตอร์ตัวใดเป็น NPN หรือ PNP นั้น โดยทั่วไปผู้ผลิตจะบอกมาในหนังสือคู่มือ หรือข้อมูลของบริษัทผู้ผลิตอยู่แล้ว ในบางครั้งผู้ผลิตอาจสร้างสัญลักษณ์ที่เป็นที่รู้จักกันอย่างง่าย ๆ เป็นตัวบ่งบอกว่าทรานซิสเตอร์เบอร์ใดเป็นชนิด NPN หรือชนิด PNP เช่น ทรานซิสเตอร์ของบริษัทผู้ผลิตญี่ปุ่น จะกำหนดเบอร์ของทรานซิสเตอร์เป็นกลุ่มตัวเลขของตัวอักษรเหล่านี้คือ 2SA, 2SB, 2SC, 2SD สัญลักษณ์ที่เป็นตัวอักษรคือ SA, SB, SC, SD จะเป็นตัวบอกว่าทรานซิสเตอร์นั้นเป็น

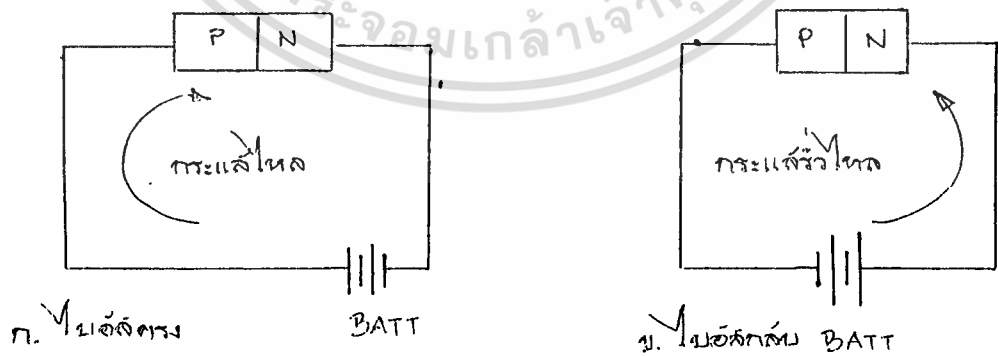
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์ชนิดอะไร เช่น 2SC และ 2SD เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN - ทรานซิสเตอร์ 2SA และ 2SB เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด PNP เป็นต้น อย่างไรก็ตามจะยึดถือเป็นมาตรฐานนักก็ได้ เพราะปัจจุบันทรานซิสเตอร์ที่ขึ้นต้นเบอร์ด้วย 2SA บางตัวก็เป็นชนิด NPN การจะทราบว่าเป็นชนิดใดนั้นจึงต้องอ่านจากหนังสือคู่มือ หรือทำการตรวจสอบด้วยเครื่องวัด

การทำงานของทรานซิสเตอร์

ในการอธิบายการทำงานของทรานซิสเตอร์ จำเป็นจะต้องเข้าใจในรูปของโฮล (hole) และอิเล็กตรอนอิสระที่มีผลต่อการไหลของกระแสไฟฟ้า จึงจะทำให้เข้าใจเหตุผลการทำงานต่างๆ และสามารถนึกภาพพจน์ได้อย่างชัดเจน คำว่า "การไบแอส" ในวิชาอิเล็กทรอนิกส์ การไบแอสก็คือ การทำให้สิ่งประดิษฐ์อิเล็กทรอนิกส์ (เช่น ทรานซิสเตอร์) อยู่ในสภาพที่พร้อมจะทำงานได้ พุดง่ายๆ ในการป้อนแรงดันให้กับขาต่างๆ ของสิ่งประดิษฐ์นั้นมีช่วงทำงานที่เหมาะสม

ในกรณีทรานซิสเตอร์ เราทราบอยู่แล้วว่ามี 3 ขา คือ ขาเบส (B) ,ขาอิมิตเตอร์ (E) และขาคอลเลคเตอร์ (C) หน้าที่ของเราก็คือ ป้อนแรงดันและกระแสแก่ขาทั้งสาม ให้มีค่าที่เหมาะสมเรียกว่า ไบแอส ให้ถูกต้อง ถ้าการไบแอสดี ทรานซิสเตอร์ก็ทำงานได้เต็มที่ และให้ผลลัพธ์ที่ดี เช่น ถ้าเป็นวงจรขยายเสียง เสียงที่ได้ก็จะดังที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ หรือให้การเพี้ยนน้อยที่สุด เป็นต้น



รูปที่ 3. การไบแอสสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ

การไบแอสให้กับสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำ แบ่งได้เป็น 2 ชนิด คือ การไบแอสตรง (Forward) และการไบแอสกลับ (Reverse bias)

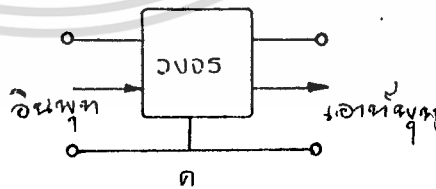
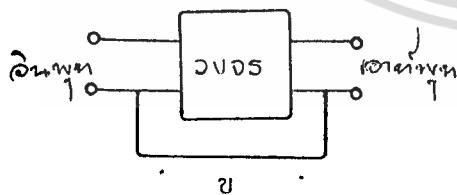
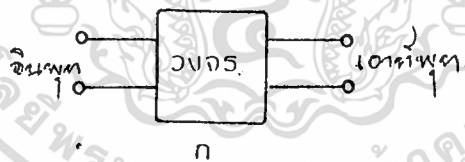
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การไบแอสตรง ก็คือการที่เราต่อขั้วแบตเตอรี่ให้ตรงกับชนิดของสารกึ่งตัวนำที่ขานั้นๆ เช่นการต่อขั้วบวกของแบตเตอรี่เข้ากับสารกึ่งตัวนำชนิด P และต่อขั้วลบของแบตเตอรี่เข้ากับสารชนิด N ลักษณะการต่อแบบนี้ ทำให้มีกระแสไหลผ่านสารกึ่งตัวนำได้มาก

ส่วนการไบแอสกลับ จะมีทิศทางการต่อขั้วแบตเตอรี่ต่างกับไบแอสตรง กล่าวคือต่อขั้วของแบตเตอรี่ให้ต่างกับชนิดของสารกึ่งตัวนำ โดยต่อขั้วลบเข้ากับสารชนิด P และต่อขั้วบวกเข้ากับสารชนิด N วิธีการไบแอสแบบนี้ตามอุดมคติไม่ควรจะมีกระแสไหลในวงจร แต่ในทางปฏิบัติมีกระแสรั่วไหลไปบ้าง

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เรามักเขียนระบบวงจรได้ง่ายๆ เป็นกล่องๆ หนึ่งมีขั้วต่อ 4 ขั้ว 2 ขั้วจะเป็นทางให้สัญญาณเข้า ดังนั้นสองขั้วแรกจึงเรียกว่า อินพุท (- Input) หรือขั้วเข้า ส่วนสองขั้วที่เหลือเป็นทางให้สัญญาณที่ได้จากวงจรออกไปเรา เรียกว่า เอาท์พุท (Output) หรือขั้วออก

ลักษณะของกล่องจะเป็นดังรูปที่ 4 และบ่อยๆ ครั้งอีกเช่นกันที่เรามักจะให้สัญญาณเข้าและสัญญาณออก มีสายร่วมกันหนึ่งสาย. สายนี้มีชื่อเรียกว่า สายร่วม (Common ถ้าสายร่วมต่อลงดิน (Earth) หรือลงแท่นเครื่อง (Chassis) ก็มักจะเรียกรวมกันไปว่า สายกราวนด์ (Ground) ยกเว้นแต่จะบ่งเฉพาะกันลงไป

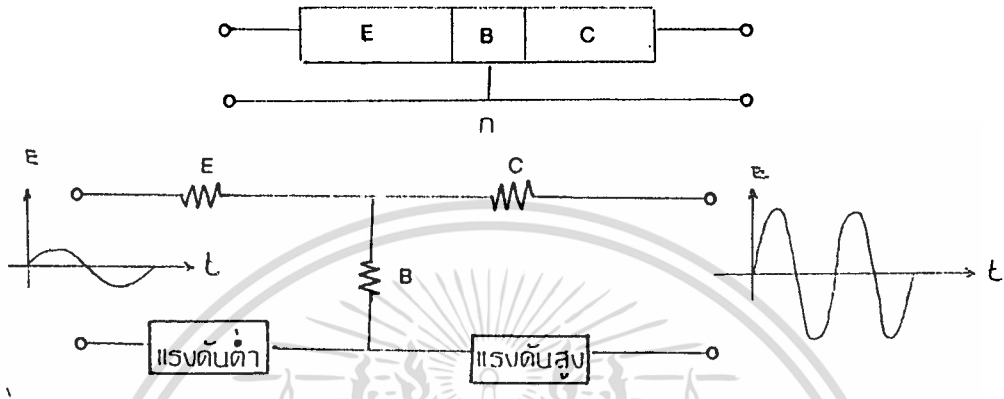


รูปที่ 4. การแทนวงจรด้วยกล่องที่มีอินพุท และเอาท์พุท

โดยหลักการเบื้องต้น ทราานซิสเตอร์สามารถขยายสัญญาณได้เช่นเดียวกับหลอดสุญญากาศเมื่อ ต่อตัวทรานซิสเตอร์เป็นรูปกล่อง แสดงอินพุทและเอาท์พุท ดังรูปที่ 4 แล้วจะได้ดังรูปที่ 5.ก ซึ่งสามารถเขียนแทนด้วยวงจรสมบูรณ์ ซึ่งประกอบด้วยวงจรอินพุท

เอกสารนี้ และวงจรเอาท์พุท ดังแสดงในรูปที่ 5.ข กระแสที่ไหลเข้าทางด้านวงจรอินพุทจะควบคุมไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

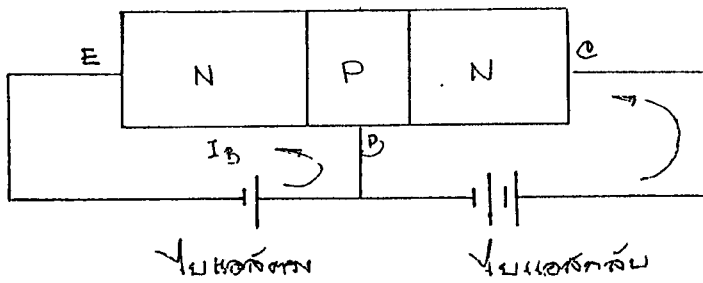
การไหลของกระแสทางด้านเอาต์พุต นั่นคือ เมื่อป้อนสัญญาณเข้าทางอินพุต จะเป็นผลทำให้เกิดกระแสไหลทางด้านอินพุต และจะมีกระแสไหลทางด้านเอาต์พุตด้วย แต่เนื่องจากวงจรทางด้านอินพุตเป็นวงจรแรงดันต่ำ และวงจรทางด้านเอาต์พุตมีแรงดันสูงกว่า จึงมีการขยายแรงดันให้มีค่าสูงขึ้น



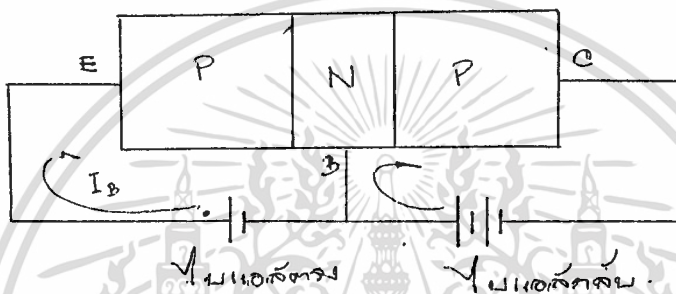
รูปที่ 5. การแทนตัวทรานซิสเตอร์ด้วยวงจรถ่วง

เมื่อเราจะเอาทรานซิสเตอร์มาใช้เป็นวงจรขยาย จึงต้องให้ไบแอสกับมัน และพยายามจัดวงจรให้มีลักษณะเหมือนดังรูปที่ 5.

เราจะมาเริ่มศึกษาวิธีการไบแอส จากรูปที่ 6. ตัวอย่างที่ใช้เป็นทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP จะเห็นว่าขาเบสและอิมิตเตอร์ได้รับการไบแอสตรง ขณะที่ขาเบสและคอลเลคเตอร์ได้รับไบแอสกลับ อาจจะสงสัยว่า ทำไมจึงต้องมีทั้งไบแอสตรงและไบแอสกลับ เหตุผลที่พอจะอธิบายกันได้ง่ายๆ ก็คือ เราใช้ขาเบสและอิมิตเตอร์เป็นขั้วเข้า ในเมื่อต้องการให้กระแสในวงจรอินพุต (หรือวงจรเข้า) มีลักษณะการเพิ่มและลดตามสัญญาณเข้า ขั้วเข้าจะต้องได้รับการไบแอสตรง สำหรับขั้วออกจะใช้ขาคอลเลคเตอร์และขาเบส ในกรณีวงจรเอาต์พุต หรือวงจรออกเราต้องการให้กระแสเอาต์พุตถูกควบคุมด้วยกระแสอินพุต จึงต้องพยายามไม่ให้กระแสเอาต์พุตขึ้นกับแรงดันของวงจรเอาต์พุต นั่นคือ จัดการไบแอสให้เป็นไบแอสกลับ ทั้งนี้เพราะกระแสที่เกิดขึ้นเนื่องจากเบตเตอร์รีในการไบแอสแบบนี้เป็นกระแสรั่วไหล ซึ่งมีค่าน้อยมากไม่ค่อยมีผลอะไรกับกระแสเอาต์พุตที่ต้องการ



ก

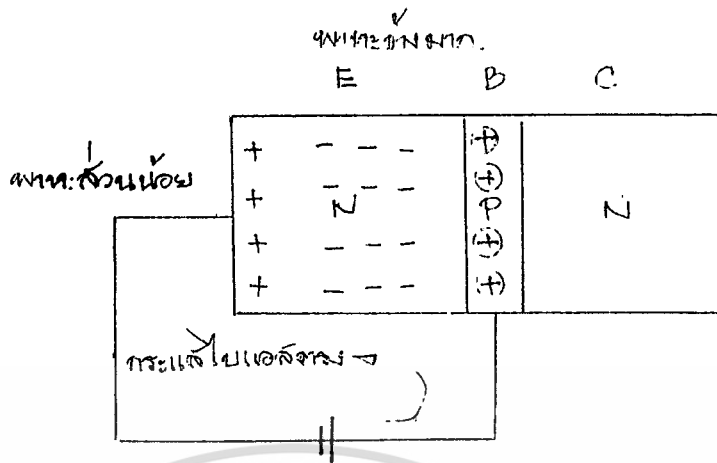


ข

รูปที่ 6. การจัดไบแอสให้กับทรานซิสเตอร์

มานึกดูว่ากระแสในวงจรจะมีขนาดและทิศทางอย่างไร ลองลำดับความคิดเป็นขั้นๆ กันอีกที โดยพิจารณาการทำงานของทรานซิสเตอร์ NPN โดยสมมุติว่าถ้าทรานซิสเตอร์ต่อเฉพาะวงจรอินพุตแต่เพียงอย่างเดียว เราจะเห็นว่าลักษณะเช่นนี้จะเป็นตัวไดโอดที่ต่อในลักษณะไบแอสตรง กระแสที่ไหลข้ามรอยต่อจึงเป็นกระแสของพาหะข้างมาก โดยการเกิดการรวมตัว (Recombination) ระหว่างโฮลและอิเล็กตรอนที่ตรงบริเวณรอยต่อ แต่อย่างไรก็ตามทรานซิสเตอร์ยังมีส่วนแตกต่างจากไดโอดในเรื่องของการผสมสารเจือปน หรือโด๊ป (Dope) ที่ทำให้พาหะข้างมากในแต่ละส่วนมีค่าแตกต่างกัน และปริมาณเนื้อสารทั้งด้าน P และ N ก็มีค่าต่างกันด้วย กล่าวคือส่วนของเบสของทรานซิสเตอร์จะมีขนาดเล็กบางๆ และมีจำนวนพาหะข้างมาก จากการโด๊ปน้อยกว่าทางด้านอิมิตเตอร์ ดังนั้นจึงมีจำนวนอิเล็กตรอนอิสระจากทางด้าน P ไหลเข้ามามากกว่า การเคลื่อนที่ของโฮลก็วิ่งไปรับอิเล็กตรอนที่บริเวณรอยต่อ ดังนั้น จึงมีอิเล็กตรอนอิสระเหลือจากการรวมตัว เกิดเป็นอิเล็กตรอนอิสระในส่วนที่เหลืออยู่ที่เนื้อสารทางด้านเบส ดังนั้นกระแสที่ไหลครบวงจรจึงมีได้ไม่มากนัก ขึ้นอยู่กับจำนวนโฮลทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7 การทำงานทางด้านวงจรมินิพิทของตัวทรานซิสเตอร์

ครันเมื่อต่อวงจรเฉพาะด้านเอาท์พุทแต่เพียงอย่างเดียว โดยการต่อไบแอสกลับระหว่างขั้ว เบสกับคอลเลคเตอร์ จึงเหมือนกับการไบแอสกลับไดโอดธรรมดา กระแสที่เกิดขึ้นจึงเป็นกระแสรั่วไหลที่เกิดจากพาหะข้างน้อยที่มารวมตัวกันที่รอยต่อ ในทรานซิสเตอร์ NPN จะมีพาหะข้างน้อยทางด้านคอลเลคเตอร์ในรูปของโฮล ส่วนในทรานซิสเตอร์ PNP จะมีพาหะข้างน้อยทางด้านคอลเลคเตอร์ในรูปของอิเล็กตรอนอิสระ

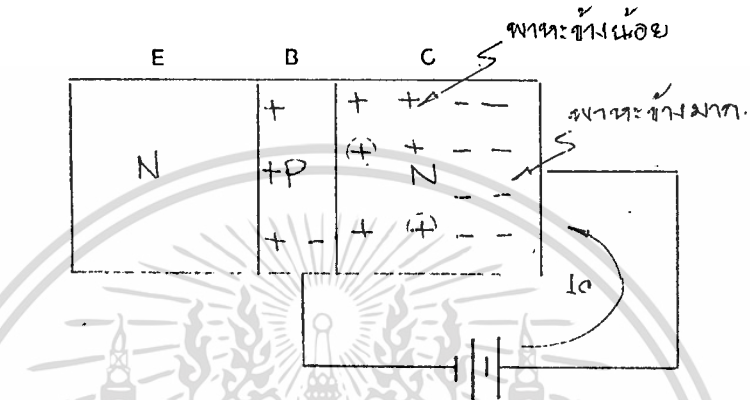
ส่วนของคอลเลคเตอร์จะต้องได้รับการไบป์ ให้จำนวนพาหะข้างน้อยมีค่ามากพอที่จะก่อให้เกิดกระแสไบแอสกลับได้ ส่วนในการไบแอสกลับที่รอยต่อระหว่างอิมิตเตอร์และเบส จะต้องมีการไหลของกระแสไบแอสกลับได้น้อย ดังนั้นในขณะที่ยังไม่ได้ต่อวงจรทางด้านอินพุท กระแสไบแอสกลับทางด้าน เอาท์พุทควรมีค่าน้อย

ครันเมื่อทำการต่อไบแอสทั้งสองแบบพร้อมๆ กัน ดังรูปที่ 9. อะไรจะเกิดขึ้น ผลก็ควรจะใกล้เคียงกับรูปที่ 7. และ 8. คือกระแสเบสและอิมิตเตอร์เป็นกระแสไบแอสตรงควรมีค่ามาก ส่วนกระแสคอลเลคเตอร์เป็นกระแสไบแอสกลับ ควรมีค่าน้อย

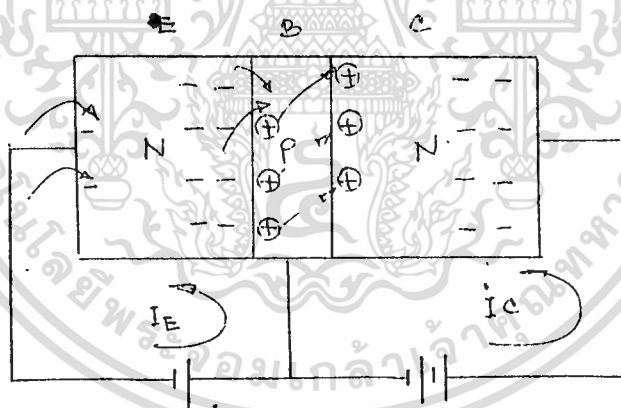
แต่เมื่อทดลองกันจริงๆ กลับไม่ได้ผลดังที่คาดเอาไว้ กล่าวคือ กระแสอิมิตเตอร์

และคอลเลคเตอร์ มีค่าสูงและเกือบเท่ากัน ส่วนกระแสเบสมีค่าน้อยมาก หากไม่จริงเป็นเช่นนั้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในพิธีการศึกษาศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำเห็นไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหตุผลนี้สามารถอธิบายได้โดยอาศัยคุณสมบัติทางฟิสิกส์ ของการเคลื่อนที่ของโฮล และ อิเล็กตรอนอิสระ ประการแรก เนื่องจากความกว้างของสารที่ใช้เป็นเบส มีค่าน้อย เมื่อเทียบกับอิมิตเตอร์และคอลเลคเตอร์ ประการที่สอง การเติมสารเจือปนลงใน อิมิตเตอร์และคอลเลคเตอร์มีค่าไม่เท่ากัน อิมิตเตอร์จะถูกเติมสิ่งเจือปนที่เป็นพาหะข้าง มากเป็นจำนวนมาก .ซึ่งจะเป็นผลทำให้พาหะข้างมากไหลเข้าไปเบสได้มาก (รูปที่ 8)



รูปที่ 8 การทำงานด้านเอาต์พุต



รูปที่ 9. การต่อทรานซิสเตอร์เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน

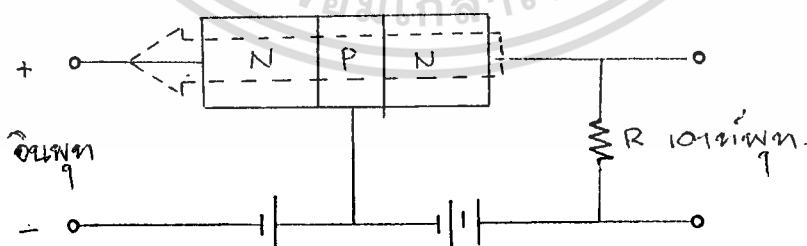
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กตรอนอิสระทางด้านอิมิตเตอร์จะเข้ามาด้านเบส แต่พาหะข้างมากของเบสมีจำนวนไม่มากนัก (รูปที่ 9. คือโฮล) ดังนั้นการรวมตัว (รีคอมไบเนชัน) จึงเป็นไปได้น้อย ขณะเดียวกันทางคอลเลคเตอร์ ถูกทำให้มีพาหะข้างน้อยเป็นจำนวนมาก ทำให้มีกระแสรั่วไหลที่มาจากเบสเป็นไปได้มาก ทั้งนี้เพราะที่เบสจะมีอิเล็กตรอนเหลือจากการเข้ามาจากอิมิตเตอร์ จึงเกิดการรวมตัวพาหะข้างน้อยทางด้านคอลเลคเตอร์ได้ จึงเกิดการไหลของกระแสอิเล็กตรอนจากอิมิตเตอร์ไปยังคอลเลคเตอร์ได้

โดยปกติแรงดันไบแอสตรงที่รอยต่ออิมิตเตอร์และเบสจะมีค่าน้อย มีค่าอยู่ราว 0.2 โวลต์ ถึง 0.7 โวลต์ ส่วนแรงดันไบแอสกลับทางด้านเบสและคอลเลคเตอร์จะมีค่าสูง อาจสูงถึง 10 โวลต์ หรือมากกว่านั้น เมื่อแรงดันไบแอสกลับค่าสูงมาก กระแสรั่วไหลก็จะมีค่าสูงเพิ่มขึ้นเล็กน้อยด้วย

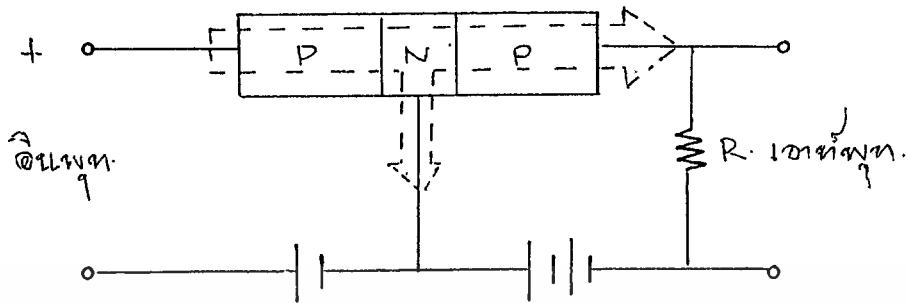
จากเหตุผลของการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระจากทางด้าน N ของขั้วคอลเลคเตอร์ ผ่านเบสไปยังคอลเลคเตอร์ เกิดการไหลของกระแสคอลเลคเตอร์ได้จำนวนมาก จึงเป็นเหตุผลที่เราไม่สามารถใช้ไดโอดธรรมดา 2 ตัว มาทำเป็นทรานซิสเตอร์ได้

สรุปทิศทางการไหลของกระแสต่างๆ สำหรับทรานซิสเตอร์ชนิด NPN ดังตัวอย่างที่ยกมา จะเป็นดังรูปที่ 10. ส่วนทรานซิสเตอร์ชนิด PNP ก็จะมีการทำงานเหมือนกับที่กล่าวมาแล้ว ผิดกันตรงที่ขั้วเบสเดอริ์และทิศทางการไหลของกระแส จะเป็นตรงกันข้ามเท่านั้นเอง ดังตัวแสดงในรูปที่ 11.



รูปที่ 10. แสดงทิศทางการไหลและปริมาณกระแสในทรานซิสเตอร์ชนิด NPN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 11. แสดงทิศทางการไหลและปริมาณกระแสต่างๆ ในทรานซิสเตอร์ชนิด PNP

เมื่อเปรียบเทียบรูปที่ 10. และ 11. จะเห็นลักษณะเปรียบเทียบกันระหว่างสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ชนิด PNP และ NPN ได้อย่างดี สรุปได้ว่าในทรานซิสเตอร์ชนิด PNP กระแสมีดเตอร์ จะพุ่งเข้าหาตัวทรานซิส ตามทิศทางลูกศรของสัญลักษณ์ที่ขา E แล้วแบ่งออกไปเป็น 2 ส่วน ส่วนใหญ่จะส่งออกไปทางขา C ส่วนน้อยจะพุ่งออกทางขา B สำหรับในทรานซิสเตอร์ชนิด NPN กระแสเบสและกระแสคอลเลคเตอร์ที่พุ่งเข้าหาตัวทรานซิสเตอร์ จะมารวมกันที่อิมิตเตอร์กลายเป็นกระแสมีดเตอร์ แล้วพุ่งออกนอกตัวทรานซิสเตอร์ไปตามทิศทางลูกศรของสัญลักษณ์

ไม่ว่าทิศทางการไหลของกระแสจะเป็นอย่างไรก็ตาม กระแสมีดเตอร์จะมีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสเบสและกระแสคอลเลคเตอร์เสมอ เขียนความหมายนี้ให้อยู่ในรูปสมการได้ว่า (1)

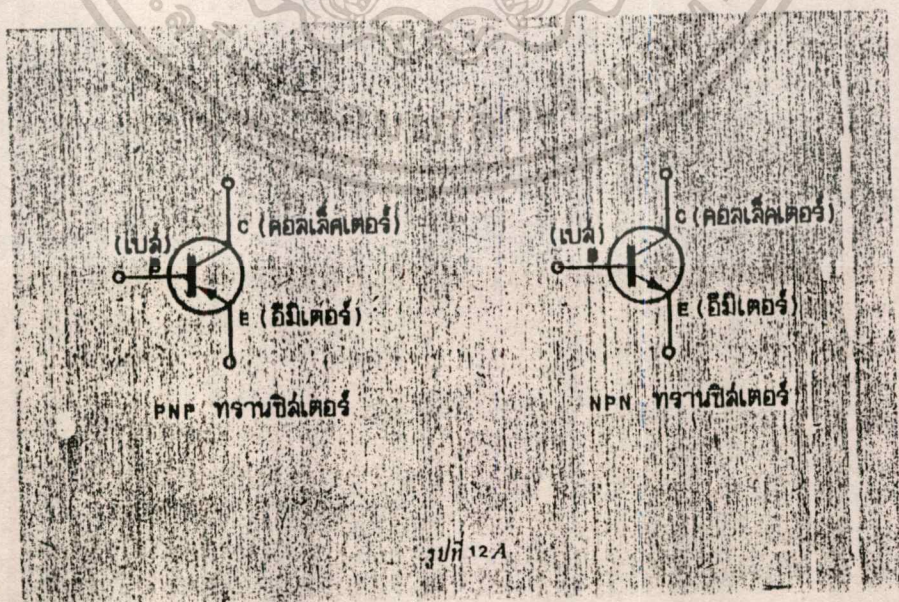
$$I_E = I_B + I_C$$

นั่นคือเมื่อเราทราบกระแส 2 ค่า เราก็จะหาค่ากระแสส่วนที่ 3 ได้จากสมการในที่นี้ขอให้เข้าใจก่อนว่า ทิศทางลูกศรที่ขาอิมิตเตอร์แสดงทิศทางการไหลของ "กระแสนิยม" (Conventional current) ไม่ใช่ทิศทางของ "กระแสอิเล็กตรอน" (Electron current)

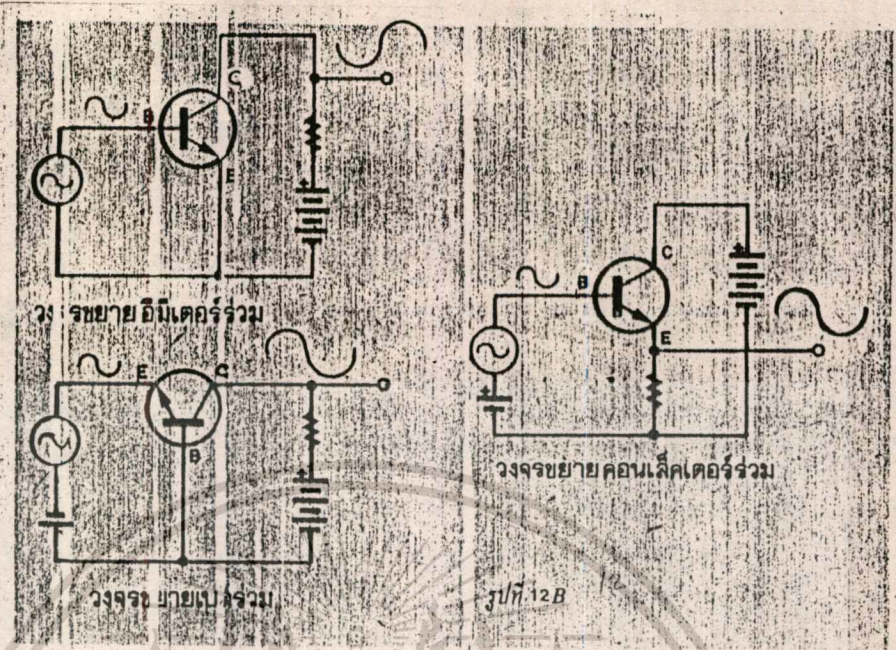
ทรานซิสเตอร์ (TRANSISTER)

คือ อุปกรณ์ประเภทรกึ่งตัวนำ (semiconductor) ที่มีโครงสร้างแตกต่างไปจาก ไดโอดคือ มีสามขั้ว ได้แก่ ขั้ว (ขา) อิมิตเตอร์, ขั้วเบส และขั้วคอลเล็คเตอร์ ทรานซิสเตอร์แบ่งได้เป็น 2 ชนิดคือ พีเอ็นพี (PNP) และ เอ็นพีเอ็น (NPN) ให้ดูรูปที่ 12A การใช้งานอาศัยการให้ไบอัสระหว่าง ขั้วเบสกับขั้วอิมิตเตอร์ฟอร์เวิร์ดไบอัส (forward bias) และเบสกับคอลเล็คเตอร์ เป็นรีเวิร์ดไบอัส (reverse bias) จึงจะทำงานได้และให้คุณสมบัติในการขยายได้ถึง 3 ชนิด คือ วงจรขยายแบบเบสร่วม (common base) วงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) วงจรขยายคอลเล็คเตอร์ร่วม (common collector) ให้ดูรูปวงจรขยายทั้ง 3 แบบ ในรูป 12B

เมื่อท่านผู้อ่านรู้จักตัวทรานซิสเตอร์ และคุณสมบัติโดยย่อแล้ว ก็จะขอเข้าสู่การแนะนำหรือเปิดตำราให้รู้จักหน้าค่าตา ตัวจริงของทรานซิสเตอร์ที่มีวางขายกันเกลื่อนตลาด ซึ่งมีไม่รู้จักร้อยกัพันเบอร์ และเท่าที่สังเกตจะเห็นว่าผู้ซื้อส่วนมากจะบอกชื่อเบอร์ได้ถูกต้อง แต่บ่อยคนที่จะรู้จักหรือเรียกชื่อรูปร่างของตัวมันได้อย่างถูกต้อง ไม่เข้ามาพูดเอาว่าตัวเหลี่ยมมา กลมมา แบนๆ สั้นๆ อะไรทำนองนี้



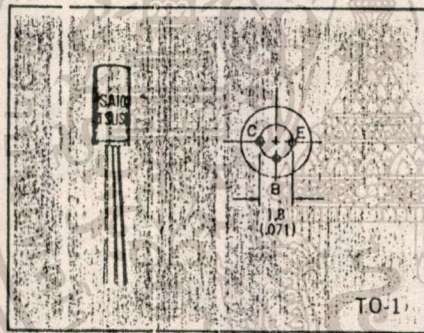
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแบบของทรานซิสเตอร์

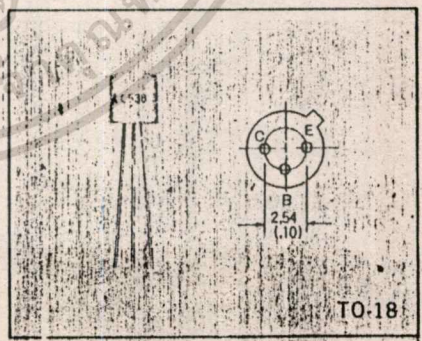
ตัวถังแบบ TO-72

โดยทั่วไปส่วนมากเป็นซิลิกอล ทรานซิสเตอร์ รูปแบบพบเห็นได้บ่อยมาก จะถูกนำมาใช้ในงานประเภท แอมพลิฟายน์ ที่ความถี่สูง, เป็นสวิทซ์ซึ่งความเร็วสูง และเป็นอุปกรณ์ความไวแสง มีขาใช้งาน 4 ขา ขาที่ 4 คือขาซิลด์ (S)



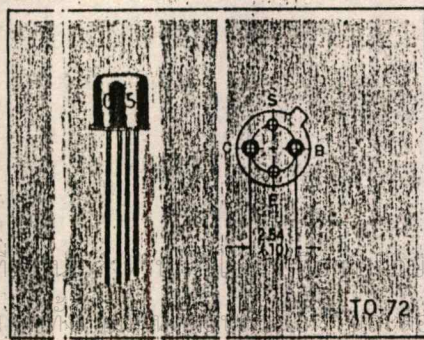
ตัวถังแบบ TO-1

เป็นรูปทรงที่รู้จักกันดี สำหรับผู้ เริ่มงานด้านอิเล็กทรอนิกส์ รูปร่างแบบนี้ เป็นแบบที่เรียกว่า TO-1 ตัวถังโลหะ ทรงระบอบอก โดยทั่วไปจะเป็นเบอร์มัน- เนียร์ ทรานซิสเตอร์

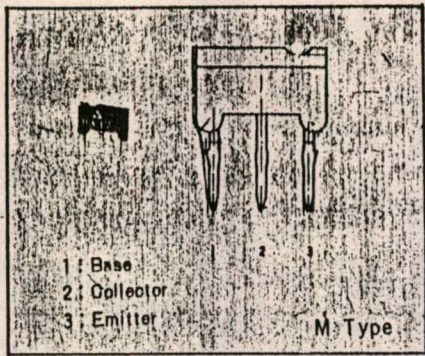


ตัวถังแบบ TO-18

รูปร่างคล้ายคลึงกับแบบ TO-72 แต่ดูเล็กกว่าและมีขา 3 ขาเป็นทรานซิส- เตอร์แบบซิลิกอลเสียเป็นส่วนมาก และ ถูกนำมาใช้งานด้านแอมพลิฟายน์ สวิทซ์ซึ่ง ขอบเปอร์ ขอบล่างจะมีโลหะยื่นออกกระบุราคา ให้รู้ว่าขาอึดอยู่ตรงไหน ครั้งที่มีการนำไปใช้

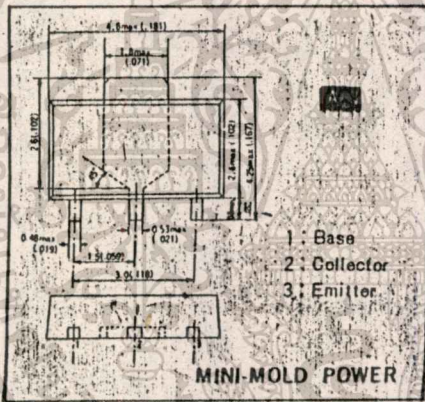


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น



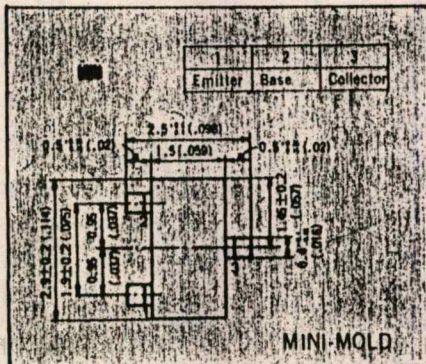
ตัวถังแบบ M

รูปร่างเหมือนตัวอักษรภาษาอังกฤษตัวเอ็ม ตัวถังแบบพลาสติก โดยทั่วไปเป็นซิลิกอนทรานซิสเตอร์ ถูกนำไปใช้ในย่านความถี่ออดิโอ เป็น AF AMP.



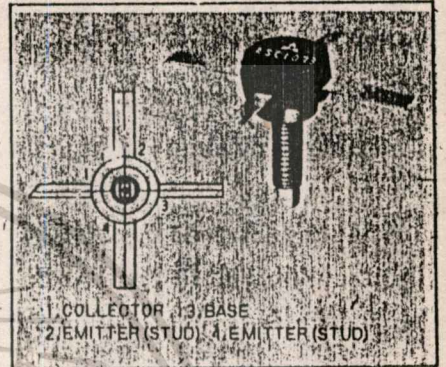
ตัวถังแบบ MINI-MOLD POWER

รูปร่างสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก ขาใช้งานเรียงเป็นแถวอยู่ด้านล่าง ตัวถังเป็นพลาสติก เป็นซิลิกอนทรานซิสเตอร์ ใช้ในงานย่านออดิโอเป็น AF AMP.



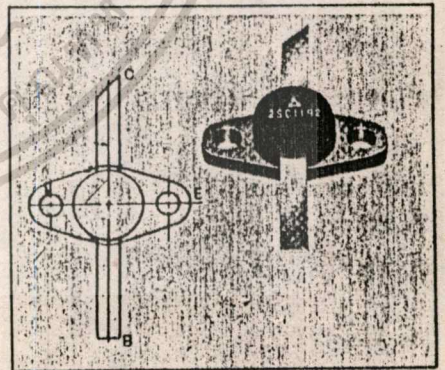
ตัวถังแบบ TO-236 (MINI-MOLD)

มีขนาดเล็กจิ๋วมาก รูปร่างสี่เหลี่ยม ด้านบนมี 1 ขา ด้านล่าง 2 ขา เป็นทรานซิสเตอร์ประเภทซิลิกอน ใช้ในย่านออดิโอเช่นกันและให้สัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise)



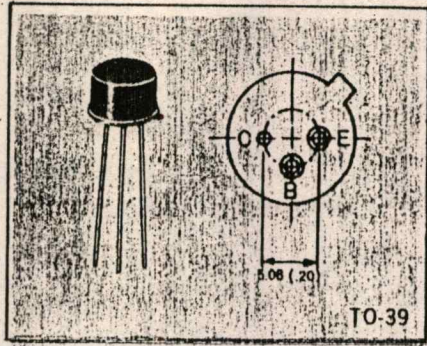
ตัวถังแบบ TO-128

เป็นทรานซิสเตอร์ที่น้อยคนจะรู้จัก หน้าตาของมัน มีรูปร่างคล้าย ๆ กระจับปี่หรือใบพัดลมเครื่องบิน ทรานซิสเตอร์ชนิดนี้เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในงานขยายกำลังย่านความถี่ VHF และ UHF (งานสื่อสาร) เป็นซิลิกอนทรานซิสเตอร์



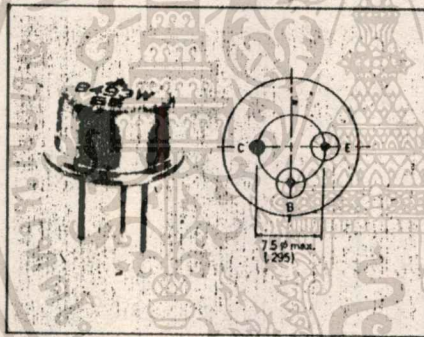
ตัวถังแบบ MD-36

รูปร่างหน้าตาคล้ายทรานซิสเตอร์แบบ TO-37 แต่มีปีก 2 ข้าง ขันออกมาคล้ายรีบบิ้น ทรานซิสเตอร์ชนิดนี้ใช้มากในงานสื่อสารย่าน VHF ตัวถังแสดงเป็นขาอิมิตเตอร์ แทนที่จะเป็นขาคอลเลกเตอร์เหมือนทั่ว ๆ ไป เป็นซิลิกอน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใช้ประโยชน์ด้านกรรค่า



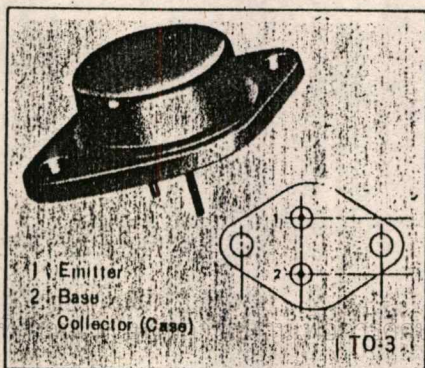
ตัวถังแบบ TO-39

มีลักษณะทรงกลมเหมือน TO-18 พบเห็นกันได้มากเป็นได้ทั้งเบอร์มันเนียมและซิลิกอนทรานซิสเตอร์ ถูกนำมาใช้ในงานแอมพลิฟายน์ (สามารถขยายได้ในย่านความถี่สูง) และเป็นสวิชชิงได้



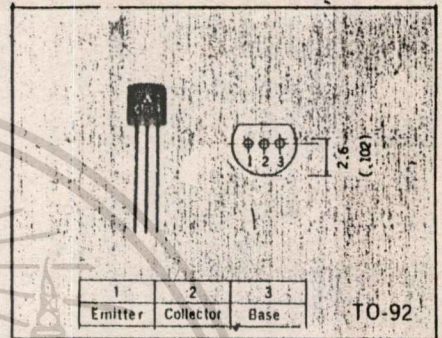
ตัวถังแบบ TO-8

มีลักษณะทรงกลมคล้ายฐานเจดีย์ ขอบล่างยื่นหนาออกมาท่่วย โดยทั่วไปเป็นเบอร์มันเนียมทรานซิสเตอร์ใช้ทำงานด้านสวิชชิงและเพาเวอร์



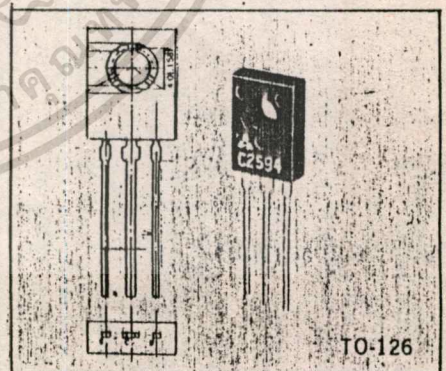
ตัวถังแบบ TO-3

พบเห็นได้มากที่สุดในห้องทดลอง บางคนเรียกว่าแบบหมวก ตัวถังจะเป็นซิลิกอนทรานซิสเตอร์ มีทั้งเบอร์มันเนียมและซิลิกอน ใช้ในงานเพาเวอร์แอมพลิฟายน์และสวิชชิง



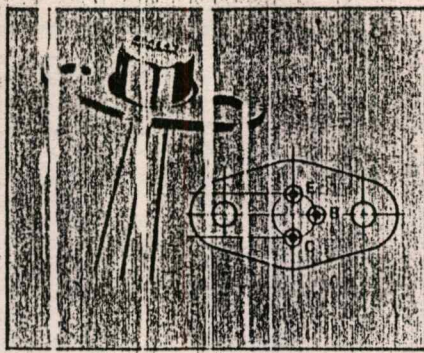
ตัวถังแบบ TO-92

วัสดุทำเป็นพลาสติกทรงกระบอกสั้น ฝาซึกมีขนาดเล็กเป็นอีกชนิดหนึ่ง ที่พบเห็นได้มากที่สุด ส่วนมากเป็นซิลิกอนทรานซิสเตอร์ ถูกนำมาใช้ในงานสวิชชิงความเร็วสูงและแอมพลิฟายน์



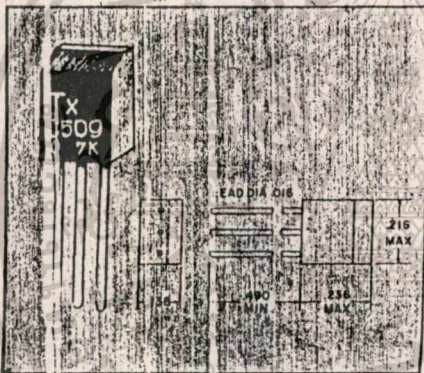
ตัวถังแบบ TO-126

วัสดุทำเป็นพลาสติกทรงสี่เหลี่ยม ส่วนบนจะถูกเจาะเป็นร่องกลมมุมที่เหลี่ยมสำหรับร้อยตัวน็อคเพื่อยึดทรานซิสเตอร์กับแผ่นระบายความร้อนส่วนมากเป็นซิลิกอนทรานซิสเตอร์ถูกใช้ในงานด้านสวิชชิงและเพาเวอร์แอมป์



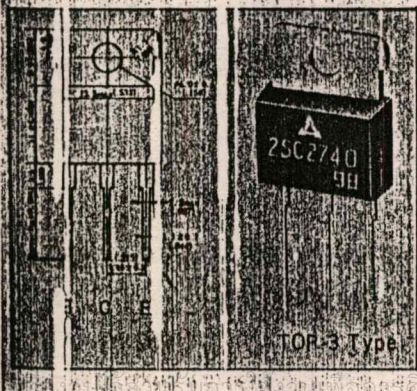
ตัวถังแบบ TO-39 HS

ตัวถังคล้ายแบบ TO-3 แต่มีขาเพิ่มขึ้นไปอีก 1 ขารวมเป็น 3 ขา ส่วนตัวถังยังคงเป็นซากอลูมิเนียมเคลือบเงิน เป็นซิลิกอน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใช้งานด้านอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป



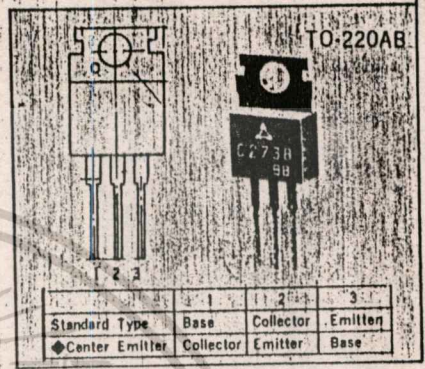
ตัวถังแบบ TO-18

ตัวถังเป็นวัสดุทรงสี่เหลี่ยมแบน สีดำ เป็นมุมเฉียงด้านบนมีให้เห็นได้มากในท้องตลาด เป็นทรานซิสเตอร์แบบซิลิกอน ใช้มากในงานแอมพลิฟายน์ ขยายสัญญาณที่ความถี่สูงได้ดีพอสมควร



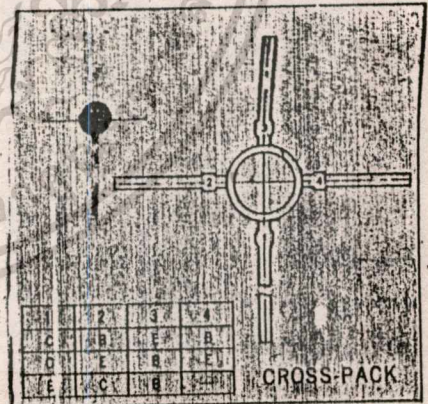
ตัวถังแบบ TOP-3

วัสดุห่อหุ้มทรงสี่เหลี่ยมป้อม หน้าด้านหลังมีแผ่นโลหะเป็นอูมิเนียมเหนียวหนาแน่นกันเพื่อยึดติดกับแผ่นระบายความร้อน และเป็นซากอลูมิเนียมเคลือบเงิน เป็นซิลิกอน-ทรานซิสเตอร์



ตัวถังแบบ TO-220 AB

มีรูปทรงคล้าย TOP-3 แต่ขนาดเล็กกว่าแผ่นโลหะที่เป็นตัวช่วยระบายความร้อนและเป็นซากอลูมิเนียมเคลือบเงินแตกต่างกัน โดยทั่วไปเป็นซิลิกอน-ทรานซิสเตอร์ และถูกใช้ในงานสวิตชิงและเพาเวอร์แอมป์



ตัวถังแบบ X-137a (cross pack)

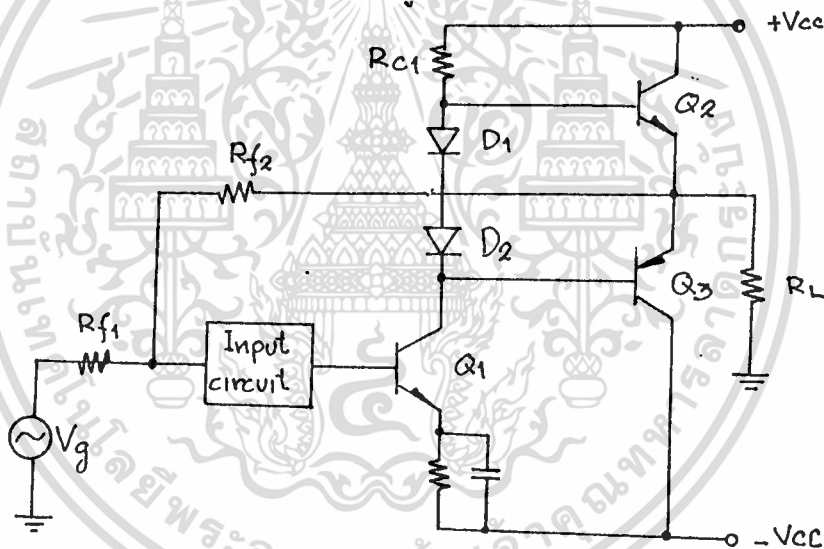
มีลักษณะกลมแบนขนาดเล็ก ตัวถังเป็นแบบพลาสติก มีขาใช้งาน 4 ขา มากกว่าทรานซิสเตอร์โดยทั่วไป เป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้งานย่านความถี่สูง (RF AMP, UHF AMP.) เป็นซิลิกอน-ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำมาใช้ประโยชน์ด้านอื่นได้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Complementary power amplifier

การจัดวงจร Complementary power amplifier นั้นจะจัดให้มีการทำงานคล้ายคลึงกับวงจร Push-Pull มากด้วยเหตุที่ยังแบ่งการทำงานออกตามครึ่ง Cycle ส่วนที่แตกต่างอันหนึ่งคือ การที่ไม่ได้ใช้ Phase inverter เป็นตัวแยก Phase เฉพาะ แต่จะใช้ NPN และ PNP ทราานซิสเตอร์แทน เพราะ NPN จะนำกระแสในช่วงบวกของสัญญาณเข้า และ PNP จะนำกระแสในช่วงลบของสัญญาณเข้า และใน stage สุดท้าย ก็ไม่ใช้ transformer เป็นตัว Coupling แต่จะใช้การจัดวงจรเป็น Common Collector แทนเพื่อผลทางขนาด Out put impedance ต่ำ ทำให้ง่ายต่อการขับและความเป็น linearity ที่ดีกว่า transformer การจัดวงจรมีดังรูป

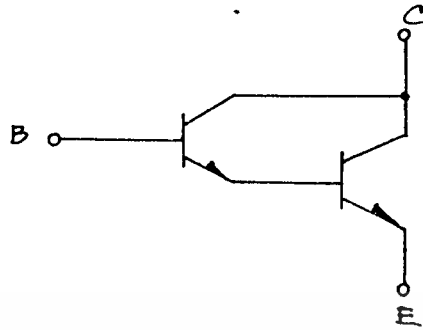


รูปที่ 13 แสดงวงจร Class AB คอมพลีเมนทารี เพาเวอร์แอมป์ไฟเออร์

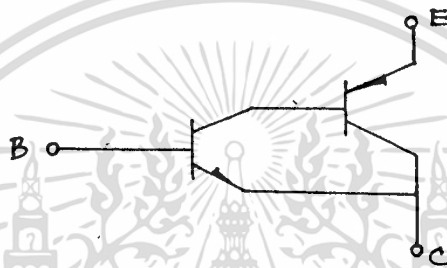
จากรูป Q2,Q3 ถือเป็น Complementary (Emitter follower) ทำงานใน Class AB โดยมีไดโอด D1,D2 เป็นตัวจัด bias และ Q1 เป็นตัวขับ (drive) แก่ Out put stage และขยายสัญญาณช่วง peak to peak Rf2 ทำหน้าที่เป็นตัว Feed back เอาแรงดันและกระแสทาง Out put stage กลับเข้ามา จัดเป็นสัดส่วนกับ Rf1 ส่วนอื่นจัดอยู่ใน Input circuit กำลังงานออกจ่ายให้กับโหลด RL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

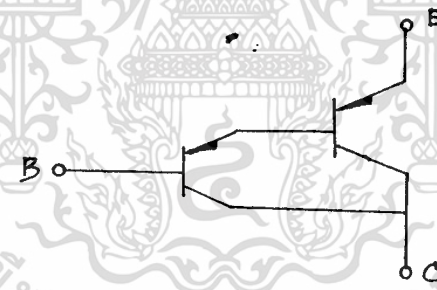
รูปแบบการจัดวงจร Complementary emitter follower มีดังนี้



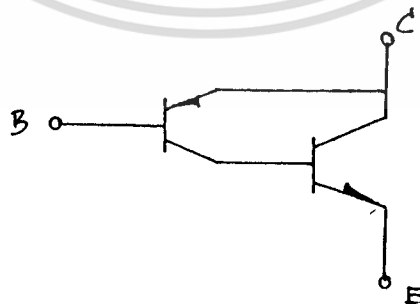
NPN Darlington pair



NPN Complementary Darlington pair

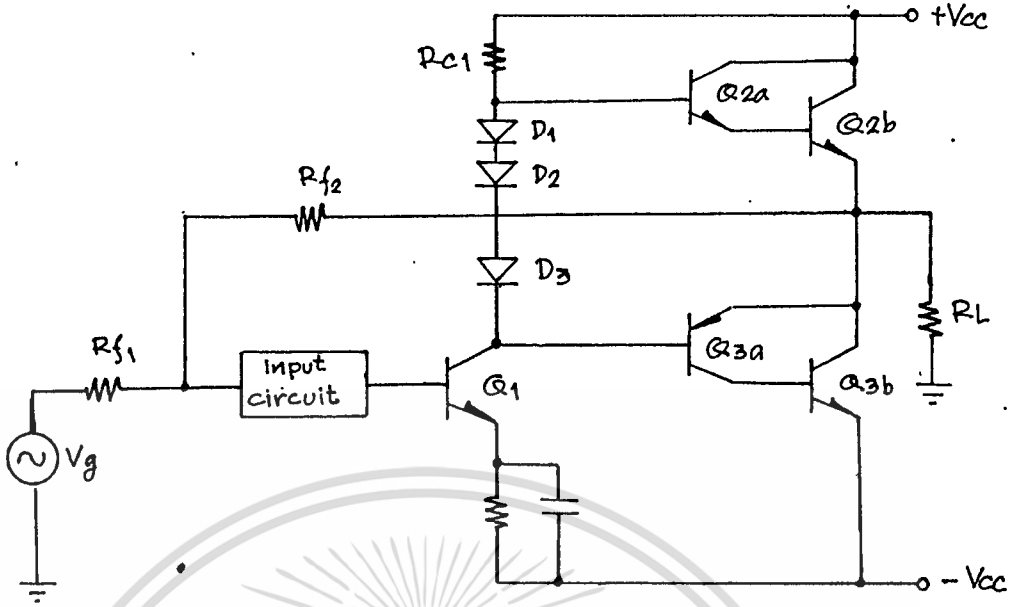


PNP Darlington pair



PNP Complementary Darlington pair

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



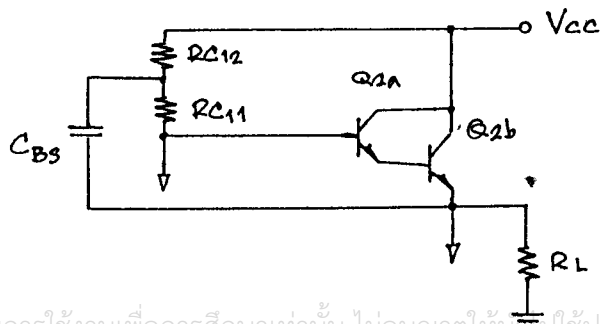
รูปที่ 14 แสดงส่วนหนึ่งของวงจร Class AB complementary ใช้ Darlington pair

Q2a, Q2b ทำหน้าที่เป็น NPN Darlington pair transistor และ Q3a, Q3b เป็น PNP Complementary Darlington pair D1, D2 และ D3 เป็น bias ให้กับ Q2a, Q2b และ Q3a

การจัดการกระแสจ่ายให้กับ Q2a ในสภาวะแรงดันสูงสุด สามารถทำได้

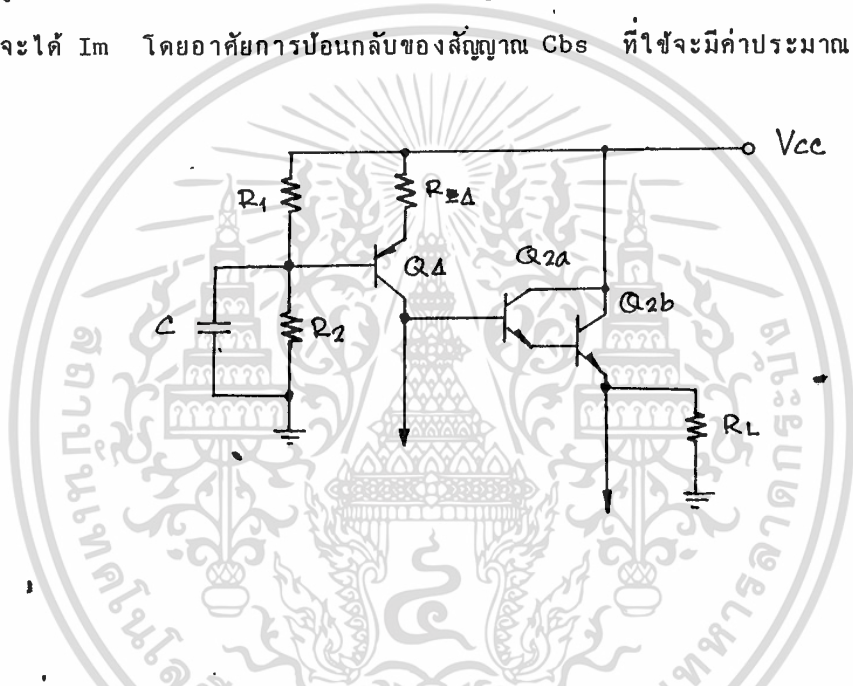
2 วิธีคือ

1. Bootstrapping Rcl (เพิ่ม Positive feed back)
2. ใช้ Constant Current Source แทน Rcl



รูปที่ 15 วงจรใช้ bootstrap เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์และบุคลากรที่ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ผู้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 15 แสดงการใช้วงจร bootstrap เพื่อเพิ่ม ac base current ให้กับ Q_{2a} ความต้านทาน R_{C1} จะแบ่งออกมาเป็นสองส่วนเท่าๆ กัน คือ R_{C11} และ R_{C12} สัญญาณทางด้านออกเข้าสู่ตรงกลางของ R_{C11} และ R_{C12} ที่จุด A เมื่อใดที่สัญญาณแกว่งไปทางลบมาก แรงดันที่จุด A ก็แกว่งไปทางบวก เช่นเดียวกัน และเนื่องจากอัตราขยายแรงดันของ Q_{2a} และ Q_{2b} รวมแล้วต่ำกว่า 1 แรงดันที่ตกคร่อม R_{C11} ก็คงที่ ดังนั้นขนาดแรงดันสูงสุด AC ที่จุด A จะสูงกว่าแหล่งจ่าย ทำให้มีกระแส base สูง เพียงพอที่จะจ่ายให้กับ Q_{2a} นั่นคือ จะได้ I_m โดยอาศัยการป้อนกลับของสัญญาณ C_{bs} ที่ใช้จะมีค่าประมาณ 10-100 MF

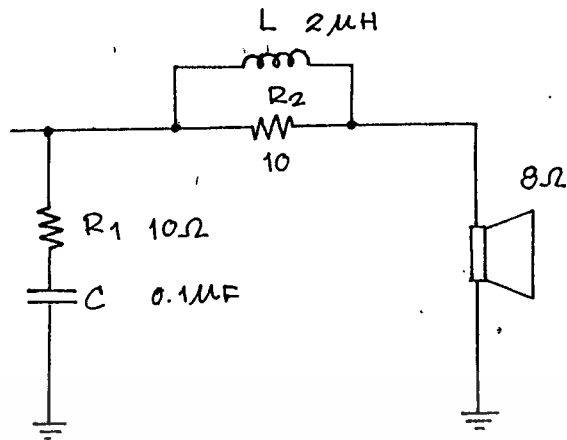


รูปที่ 16 ใช้ Constant current source

จากรูป 16 เป็นการใช้ Constant current source แทนที่ R_{C1} ประกอบด้วย Q_4 และชุด bias กับโหลด จุดประสงค์ก็เพื่อที่จะให้ Q_4 เป็นตัวจ่ายกระแสสูงสุด เมื่อสัญญาณสูงผ่านทาง Collector อาศัยหลักที่ว่า base collector เป็น reverse biased และจะจ่ายกระแสในขณะที่ V_{ce} เป็น 0 ด้วย โดยวิธีนี้จะนิยมใช้มากกว่า bootstrap

AC load ก็กับการป้องกันการลัดวงจร ในการใช้ลำโพงเป็น Load ของวงจรขยาย ในบางครั้งจะใช้ Buffer network ช่วยด้วย ที่ประกอบด้วย R_L, C ตามรูปในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 17 แสดง Buffer stage กับลำโพง

หน้าที่ของ $R_1 C$ คือ

1. เป็น logging network เพื่อชดเชย loopgain ของ Coscode
2. เป็น AC load ให้กับเครื่องขยาย ถ้าไม่ได้ต่อลำโพง

ถ้าปลัด R_1 10Ω ออกจากวงจรทำให้ R_L มีค่าเป็น $(R_{f1} + R_{f2})$ หรือ 22k load impedance ของ Q3 จะเพิ่มขึ้น ทำให้เกิดการเพิ่มของ Mid band loop gain ที่จะส่งผลให้เกิด Closed loop oscillation

การทำงานของ $R_2 L$ network ทำหน้าที่เป็นตัวแยกลำโพงออกจากเครื่องขยายเสียง จากคุณสมบัติของวงจร Common Collector ถ้าเป็น Capacitive load จะทำให้ไม่มีเสถียรภาพ เนื่องจาก Capacitive reactance และเนื่องจากลำโพงอาจจะเป็น Capacitive ได้ในบางความถี่ เช่น 70-200 Hz ดังนั้น Coil L จึงช่วยชดเชย ในเรื่องนี้ ในทางปฏิบัติ L ตัวนี้จะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยา #26SWG พันรอบ ค.ต.ท. แบบคาร์บอนขนาด 1 Watt ประมาณ 10

การป้องกันการลัดวงจรแสดงดังรูป a,b จะประกอบด้วย ไดโอด D3-D6 ปกติไดโอดทั้ง 4 ตัวจะต่อแบบ reverse biase ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อสภาวะการทำงานปกติของวงจร ขณะใดที่ out put short circuit

ไดโอดจะช่วยจำกัดปริมาณกระแสไหลผ่าน R_{E3}, R_{E5} สังเกตว่าถ้า Out put voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

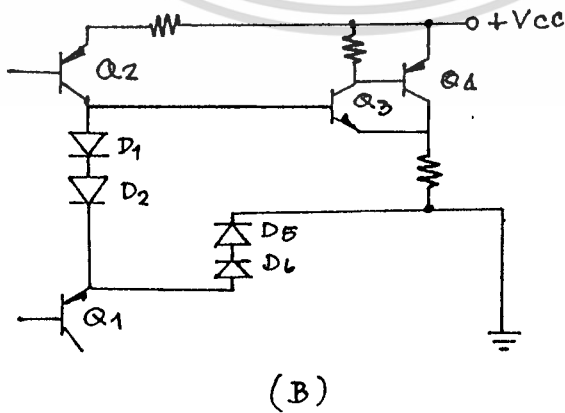
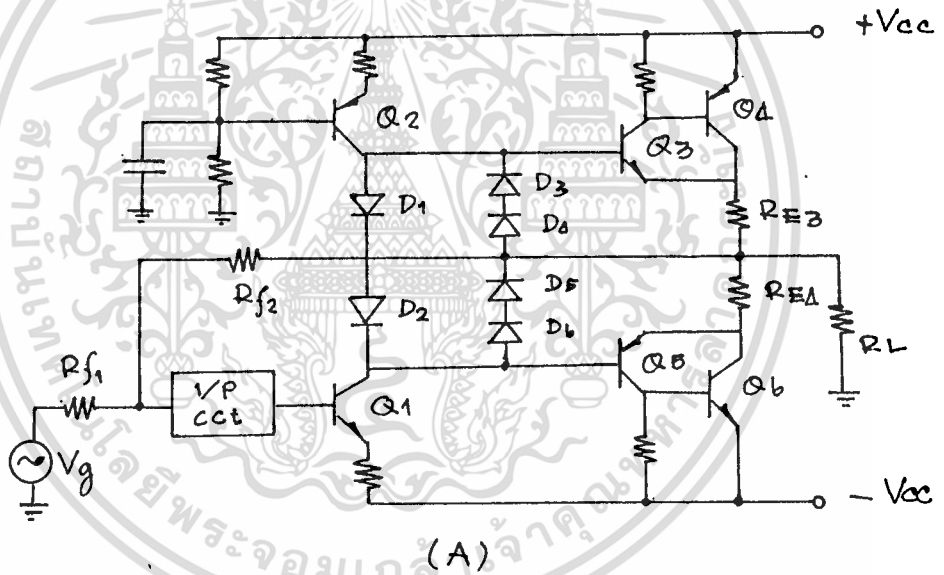
ของตัวขับ Q1 แกว่งไปทางบวก และ Out put short ไดโอด D5,D6 จะ
เป็น Forward biased และจำกัดขนาดของสัญญาณที่จะแกว่งไปทางบวก ดังรูป (B)

สมการการจำกัดกระแสที่ลัดวงจรคือ

$$I_{sc} = \frac{V_{RE3}}{R_{E3}} = \frac{V_{D1} + V_{D2} + V_{D3} - V_{D4} - V_{BE3}}{R_{E3}}$$

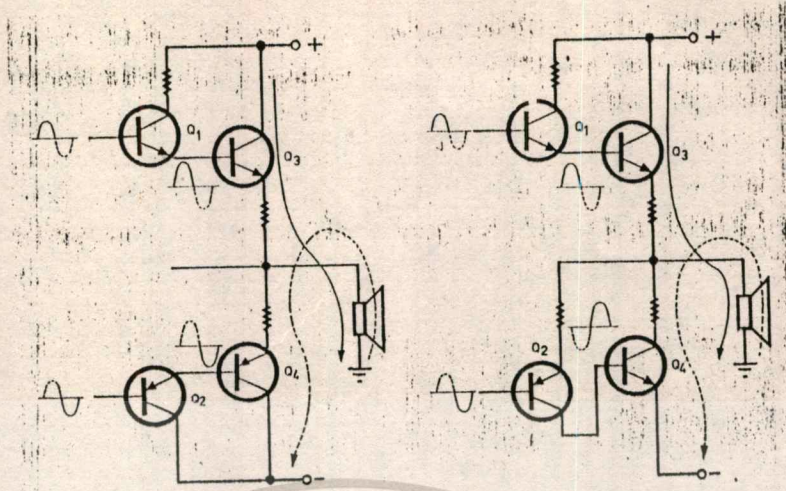
$$\approx \frac{2V}{R_{E3}}$$

สำหรับ D3,D4 ก็จะช่วยป้องกันการเกินของกระแสในการลัดวงจรทาง
ออกขณะสัญญาณทางลบจ่ายเข้ามา



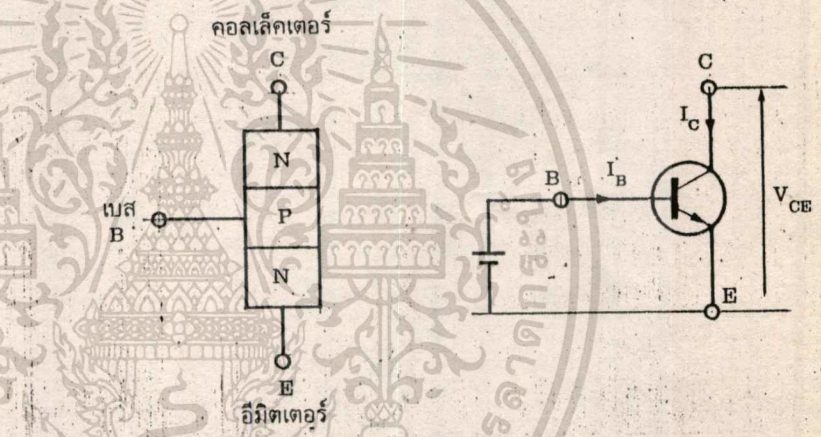
รูปที่ 18 แสดงวงจรป้องกันการลัดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

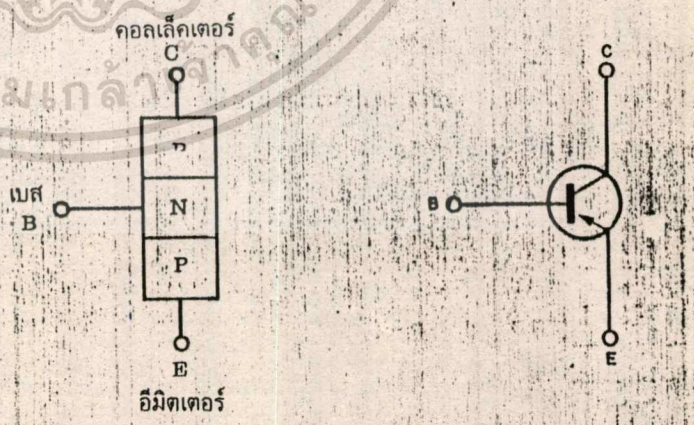


เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Power Transistor)

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มี 2 แบบ คือ NPN และ PNP โดยมีโครงสร้างและสัญลักษณ์ดังรูปที่ 19 (ก) และ (ข) ตามลำดับ เราพบว่าในช่องการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แบบ NPN จะมีความสัมพันธ์ดังรูปที่ 20 ซึ่งจะพบว่าที่ระดับแรงดันคร่อมคอลเลคเตอร์และอีมิเตอร์ V_{CE} ค่าหนึ่ง หากกระแสเบส I_B เพิ่มขึ้นจะเป็นผลให้กระแสคอลเลคเตอร์ I_C เพิ่มขึ้นด้วย แต่ถ้าหาก V_{CE} เพิ่มมากขึ้นจนถึงจุดแรงดันพังทลาย (breakover voltage) แล้ว กระแส I_C จะไหลเพิ่มขึ้นอย่างมาก แม้กระแส I_B จะคงที่ก็ตาม ในทางกลับกัน หาก วัสดุ V_{CE} ลงจนเป็นลบก็จะมีจุดแรงดันพังทลายเช่นเดียวกัน ในกรณีที่เราไม่ป้อน I_B ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ก็จะมีกระแสรั่วไหล (leakage current) ได้บ้างเล็กน้อย เช่นเดียวกับไดโอด สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แบบ PNP นั้น ก็จะมีคุณสมบัติ

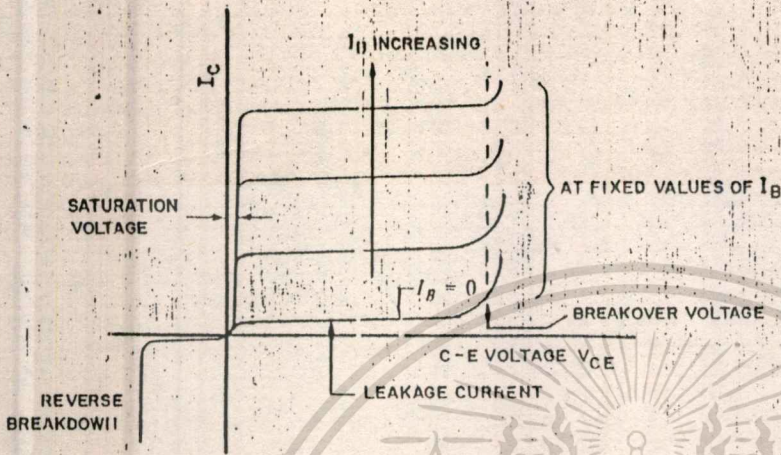


รูปที่ 19 (ก) ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN (ก) โครงสร้าง (ข) สัญลักษณ์แสดงทิศทาง กระแส

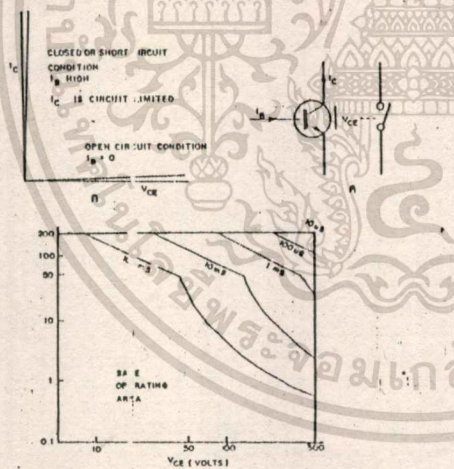


รูปที่ 19 (ข) ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP (ก) โครงสร้าง (ข) สัญลักษณ์

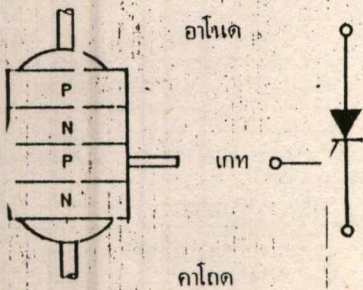
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 20 คุณลักษณะของวงจรอิมิตเตอร์ร่วมกรเนทรานซิสเตอร์ NPN



รูปที่ 21 การใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์



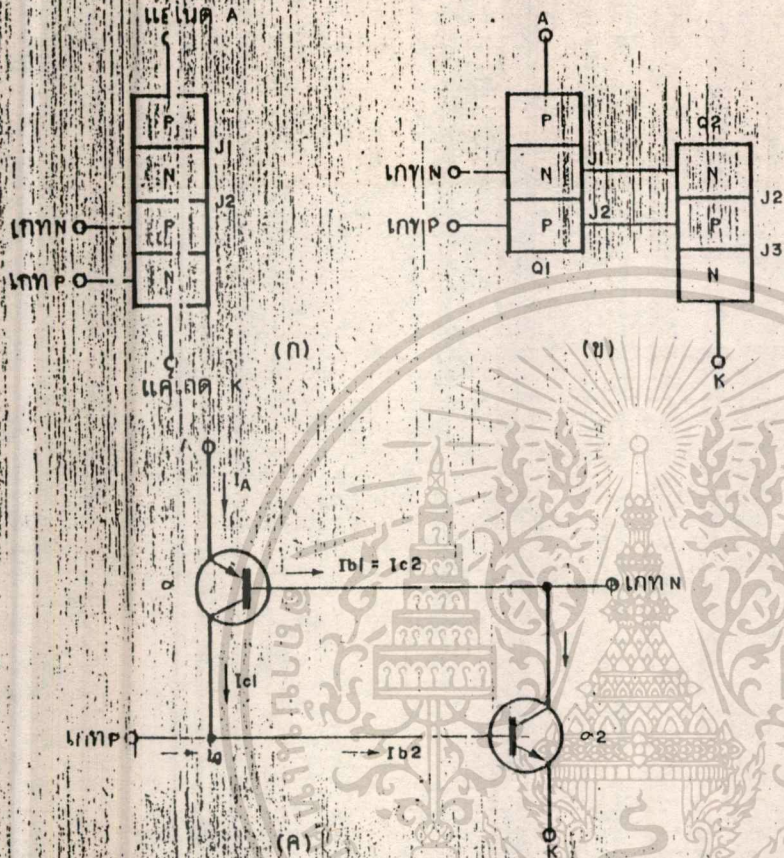
รูปที่ 22 ทรินสเตอร์ (ก) โครงสร้าง (ข) สัญลักษณ์

ต่าง ๆ คล้ายกับแบบ NPN เพียงแต่ ทิศทางกระแสและโวลท์เตจจะ เล็บกันเท่านั้น

ในการนำเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ไปใช้งานจริงนั้น ตามปกติเราจะใช้งานในลักษณะของสวิตซ์ โดยให้ I_B ไม่คงจะมีลักษณะเหมือนสวิตซ์ที่เปิดวงจร และเมื่อให้ I_B มาก ๆ ก็จะเหมือนสวิตซ์ที่ปิดวงจรดังรูปที่ 21 ซึ่งในกรณีนี้เนื่องจากพลังงานสูญเสีย (power loss) ในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ทั่วไปจาก I_C คูณกับ V_{CE} ดังนั้นพลังงานสูญเสียในกาทำงานเหมือนสวิตซ์จึงมีค่าน้อย เนื่องจากในกรณีที่เหมือนสวิตซ์เปิดวงจร แม้จะมี V_{CE} ตกร่วมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก แต่ก็จะมีกระแส I_C รั่วไหลเพียงเล็กน้อย หรือในกรณีที่เหมือนสวิตซ์ที่ปิดวงจร แม้จะมีกระแส I_C ไหลมาก แต่โวลท์เตจ V_{CE} ก็จะมีค่าน้อย แต่อย่างไรก็ตามในช่วงเวลาสั้น ๆ ระหว่างการเปลี่ยนสถานะจากปิดวงจรเป็นเปิดวงจร หรือในทางกลับกันนั้น ก็ยังคงมีพลังงานสูญเสียในช่วงการสวิตซ์ ซึ่งส่วนน้อยที่เรายังต้องคำนึงถึงอย่างมาก ซึ่งเราจะกล่าวรายละเอียดกันต่อไป

SCR (Silicon Controlled Rectifier)

SCR มีโครงสร้างและสัญลักษณ์ดังรูปที่ 22 ซึ่งจะเห็นว่า มีลักษณะเหมือนไดโอด แต่จะมีขาเกต (gate) เพิ่มขึ้นอีกขาหนึ่งที่จะเป็นส่วนควบคุม การเริ่มนำกระแสของ SCR หากเราพิจารณา SCR เหมือนทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 23 จะเห็นว่า ในสภาวะปกติหาก SCR ได้รับโวลท์เตจตรง (โวลท์เตจที่อาโนดเป็นบวกเมื่อเทียบกับคาโทด) แต่ยังไม่มีการเสียบ I_G ไหลเข้ามาในขาเกต ก็จะไม่มีการเสียบไหลจากอาโนดมาคาโทด (มีการเสียบไหลเพียงเล็กน้อย)



รูปที่ 23 วงจรทดเทียบทรานซิสเตอร์ 2 ตัวของไธริสโตร์ (ก) โครงสร้างพื้นฐาน (ข) เสมือนทรานซิสเตอร์คอมพลีเมนต์ารี 2 ชุด (ค) วงจรทดเทียบทรานซิสเตอร์ 2 ตัว 2 ชุด

เมื่อเรารู้ I_g ในช่วงแรกสั้น ๆ ก็จะเป็นผลให้ NPN ทรานซิสเตอร์ ได้รับกระแสเบส จึงมีกระแส I_{c1} ไหล ซึ่งกระแสนี้จะเป็นกระแสเบสที่ PIP ทรานซิสเตอร์ ทำให้มีกระแส I_{c2} ไหลได้ และจะเป็นกระแสเบสให้ NPN ทรานซิสเตอร์อีก ดังนั้น ในขณะที่จะเห็นว่า มีกระแสไหลจากอโนดมายังคาโทดของ SCR ได้ สำหรับ กรณีที่ SCR ได้รับไบอัสกลับนั้น จะมีคุณสมบัติเหมือน ไดโอด ดังแสดงในรูปที่ 24

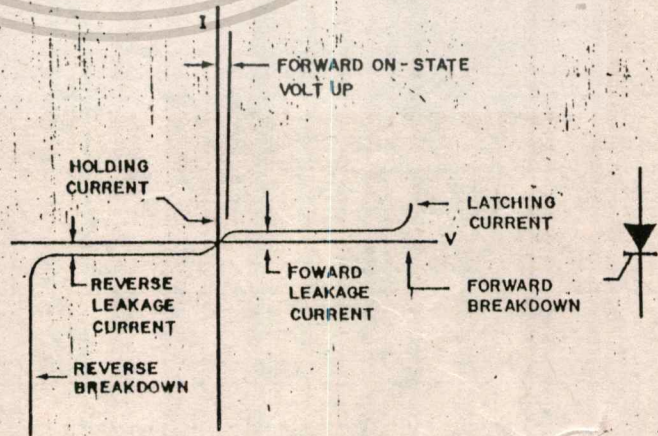
ในการทำให้ SCR นำกระแสได้ออกจากการให้กระแส I_g แล้ว ยังมีสิ่งที่จะต้องคำนึงถึงก็คือ

- ขณะนั้น SCR ต้องได้รับไบอัส

ตรง

- เมื่อมีกระแส I_{AK} ไหลจากอโนดมาคาโทดแล้ว กระแสนี้จะต้องมีค่ามากกว่ากระแสค่าหนึ่งซึ่งเรียกว่า "กระแสแลตชิ่ง" (latching current) มิฉะนั้น SCR จะไม่นำกระแส

และหากเราทำให้ SCR นำกระแสได้แต่ไม่สามารถทำให้หยุดนำกระแสได้แล้ว เราจึงจะนำ SCR ไปใช้ประโยชน์ไม่ได้ เราพบว่าหากเราต้องการให้ SCR หยุดนำกระแส จะทำได้โดยให้ไบอัสกลับแก่ SCR ในกรณีนี้จะมีความสำคัญมาก เมื่อนำ SCR ไปใช้กับไฟฟ้ากระแสตรง เนื่องจากต้องมีวงจรจากภายนอก ที่จะสร้างแรงดันตกคร่อม SCR เป็นไบอัสกลับ และจะต้องนานเพียงพอที่จะทำให้ SCR หยุดนำกระแสได้ ก่อนที่จะให้ไบอัสตรงอีกครั้งหนึ่ง มิฉะนั้นแล้ว SCR จะนำกระแสได้อีก แม้จะไม่มีกระแสที่ตามสำหรับรายละเอียดในเรื่องนี้จะกล่าวถึงต่อไป



ในการทำให้ SCR นำกระแสได้ออกจากการให้กระแส I_g แล้ว ยังมีสิ่งที่จะต้องคำนึงถึงก็คือ เมื่อกล่าวถึงสิ่งจูงใจสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษารูปที่ 24 คุณลักษณะไธริสโตร์กรณีไม่มีกระแสที่ตามด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- กระแส I_{AK} จะต้องน้อยกว่า กระแสค่าหนึ่ง ที่เรียกว่า "กระแสโฮลดิ้ง" (holding current)

ไตรแอก (triac)

ไตรแอก มีโครงสร้างและสัญลักษณ์ ดังรูปที่ 25 (ก) โดยมีคุณสมบัติเหมือน SCR แต่สามารถนำกระแสได้ 2 ทิศทาง เราสามารถแทนไตรแอกได้ด้วย SCR ต่อกลับขั้วกันดังรูปที่ 25 (ข) ข้อแตกต่างอีกประการหนึ่งของไตรแอกคือ กระแสเกท I_g ที่จะทำให้ไตรแอกเริ่มนำกระแส สามารถเป็นได้ทั้งบวกและลบ ดังนั้นไตรแอกจึงสามารถนำกระแสได้ 4 กรณี คือ

กรณี	V_{AK}	I_g
1	+	+
2	+	-
3	-	+
4	-	-

ซึ่งในแต่ละกรณีจะต้องการกระแส เกทที่แตกต่างกัน โดยกรณี 1 และ 4 จะมีประสิทธิภาพที่สุด แต่ในทางปฏิบัติ เราไม่สนใจในเรื่องนี้นัก เรานิยามให้ I_g เป็นบวกไม่ว่าจะต้องการให้นำกระแสใน ทิศทางใด เพื่อง่ายต่อการออกแบบวงจร สร้างสัญญาณ I_g

เพาเวอร์มอสเฟต

(Power MOSFET)

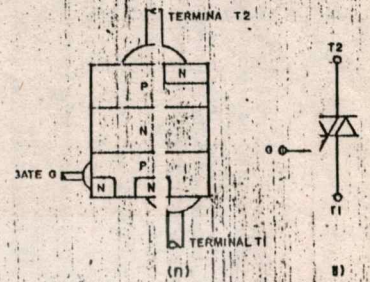
เพาเวอร์มอสเฟตมีโครงสร้างและ สัญลักษณ์ดังรูปที่ 26 โดยประกอบด้วย ขา 3 ขา คือ เกท (gate) เดรน (drain) และซอส (source) เปรียบได้กับขาเบส (base) คอลเลคเตอร์ (collector) และ อีมิตเตอร์ (emitter) ของ NPN ทรา นซิสเตอร์ตามลำดับ และกระแสเดรนจะ เพิ่มขึ้นเมื่อแรงดันคร่อมเกทและซอส V_{GS} เพิ่มขึ้นที่แรงดันคร่อมเดรนและ

ซอส V_{DS} ค่าหนึ่ง

ในปัจจุบันเพาเวอร์มอสเฟต เริ่ม ถูกนำมาใช้ในวงจรเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ มากขึ้น แต่ยังไม่แพร่หลายนัก เพราะใน อัตราการทนกระแสและแรงดันที่เท่า ๆ กัน เพาเวอร์มอสเฟตจะยังคงมีราคา ที่แพงกว่าเมื่อเทียบกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟตก็ยังมีอยู่บ้าง คือ

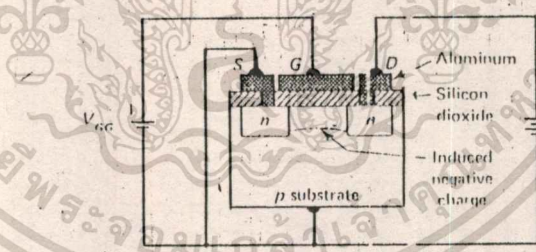
- สามารถใช้แรงดันมาขับให้นำ กระแสได้เลย ดังนั้นวงจรที่ใช้ขับจึงไม่ ยุ่งยากนัก
- ช่วงเวลาสวิตชิ่งสั้นมาก จึง สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรที่ดึง การความถี่สูงได้

หลังจากที่เราได้เรียนรู้ถึงอุปกรณ์ ที่สำคัญชนิดต่าง ๆ แล้ว ต่อ ๆ ไปก็

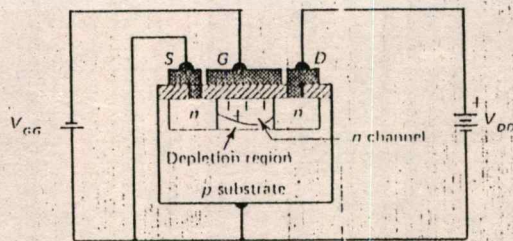


รูปที่ 25 ไตรแอก (ก) โครงสร้าง (ข) สัญลักษณ์

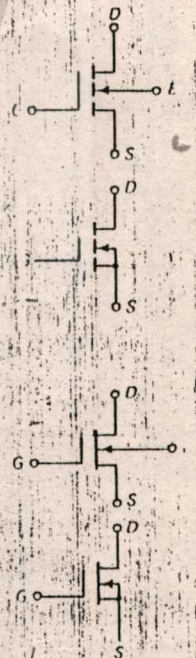
จะเริ่มเข้าสู่การนำอุปกรณ์เหล่านี้ ไปประ ยุกต์ใช้งาน ดังแตงวงจร ีคตีไฟร์ (Recti fier Circuit) วมรวมตาไปจนกะทั่งถึง วงจรที่ซับซ้อนขึ้น รว ทั้งการวิ เคราะห์ สัญลักษณ์ต่างๆ ที่ ด้จากวงจร ซึ่ง ก็จัดว่า เป็นเรื่องที่มีค่าศร แก่การติดตะ ไซ้ใหม่ ครับ



(ก)



(ข)

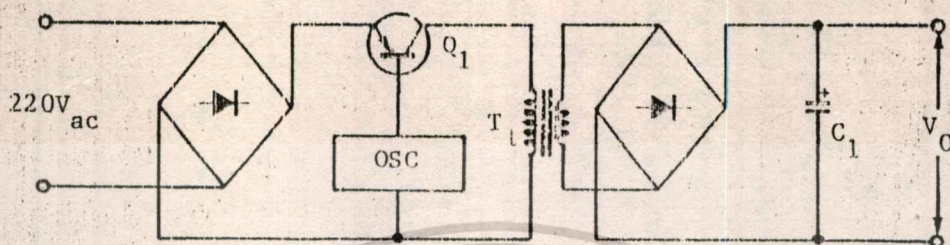


รูปที่ 26 การใ วมอสเฟตและสัญลักษณ์

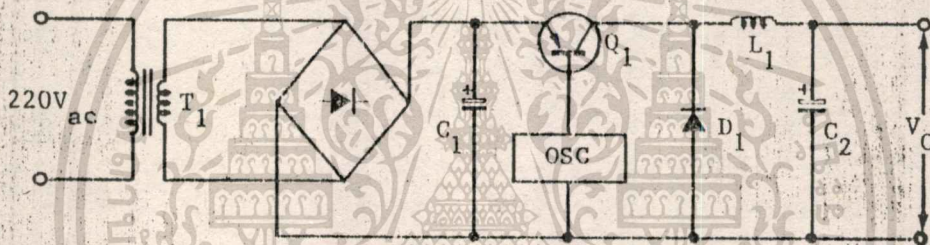
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

เพาเวอร์ซัพพลาย



พอลิเพนเวอร์ซัพพลาย



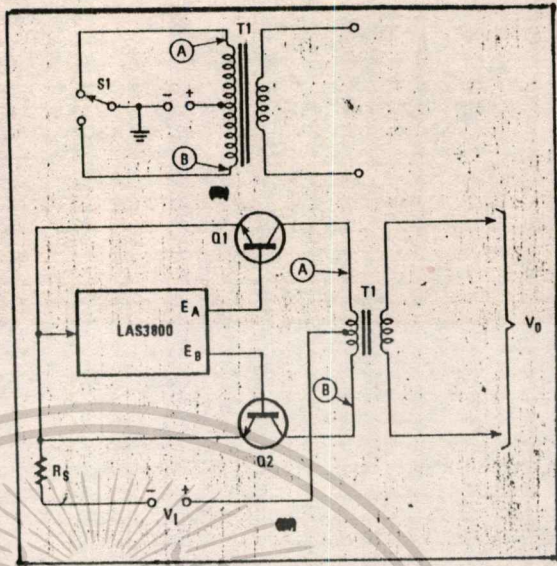
สวิตชิ่งเพนเวอร์ซัพพลาย

วงจรอินเวอร์เตอร์

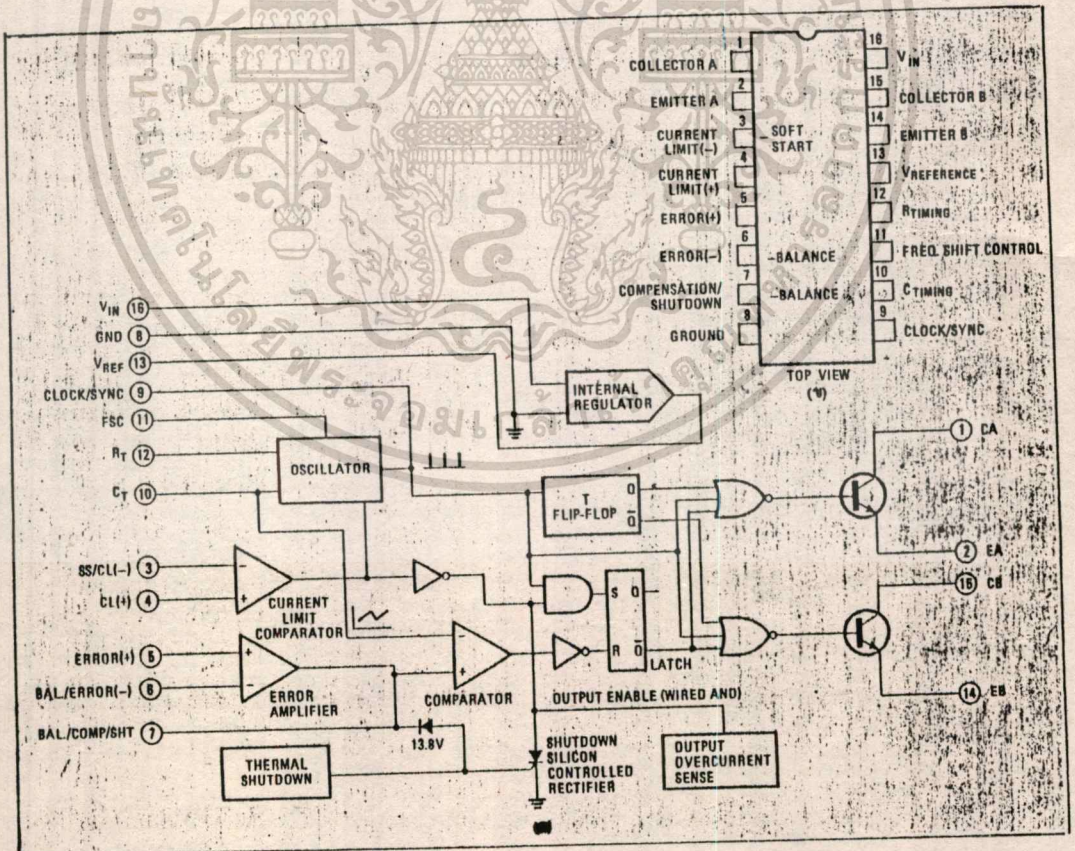
วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งชนิดพิเศษชนิดหนึ่ง ซึ่งจะผลิตเอาต์พุตซึ่งเป็นกระแสสลับ รูปคลื่นเอาต์พุตที่แท้จริงจะเหมือนกับรูปสี่เหลี่ยมมากกว่า คลื่นรูปไซน์ แต่มันสามารถจ่ายกำลังงานให้กับระบบแสงสว่างและอุปกรณ์อื่นที่ไม่เป็นโหลดแบบความเหนี่ยวนำหรือความจุ (โดยมีค่าความเหนี่ยวนำ หรือความจุเพียงเล็กน้อย) อินเวอร์เตอร์นี้เป็นพื้นฐานของวงจรแปลงสัญญาณไฟตรงเป็นไฟตรง ดิจิตอลอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรเหล่านี้ บางครั้งใช้ผลิตแรงไฟตรงที่มีระดับแรงดันแตกต่างกันไปจากระดับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ ในขณะที่บางกรณีก็ใช้เป็นวงจรทำหน้าที่แยกทางไฟฟ้า ระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรง 2 แหล่ง ซึ่งในกรณีหลังนี้จะใช้กับ เครื่องมือแพทย์ เพื่อความปลอดภัยของคนไข้

ไอซี เบอร์ LAS 3800 และ TL 494 สามารถใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้ได้แสดงในรูปแบบที่ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกร้นำไปใช้

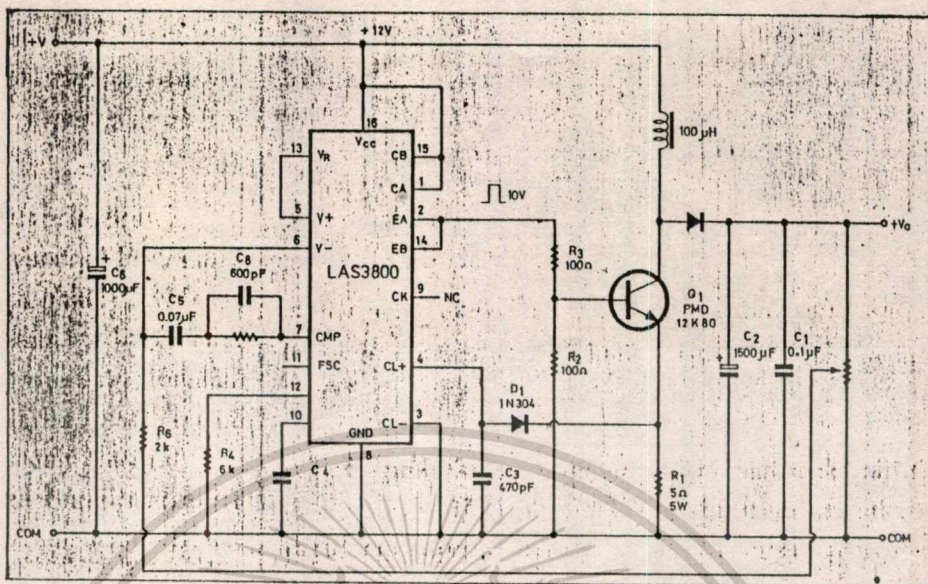


ภาพ LAS3800 หน้าที่สี่สิบ

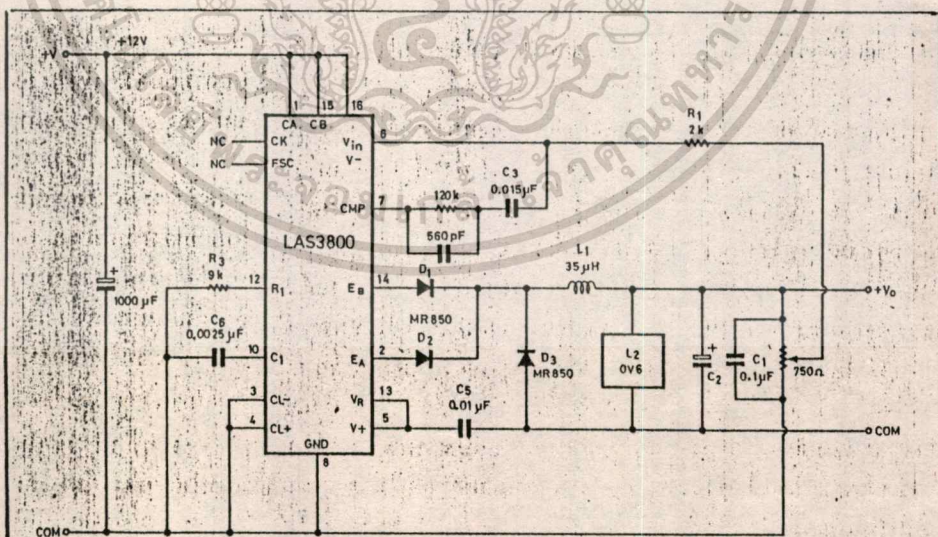


ภาพ LAS3800

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดต่อรูปที่ 1 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LAS3800 แบบแหล่งกำเนิด



LAS3800 แบบแรงดันลบ.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา รูปที่ 2 ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรคล้ายกับแหล่งจ่ายไฟแบบ ไวเบเรเตอร์ ที่ใช้ในภาคปริแอมป์ของวิทยุ กรอบสี่เหลี่ยมเล็ก ๆ ในรูปที่ 1 จะแสดงให้เห็นว่าวงจรทั้งสองทำงานได้อย่างไร โดย สวิตช์ซึ่งอาจเป็นวงจรไวเบเรเตอร์ หรือแบบโซลิดสเตต จะเป็นสวิตช์แบบชั่วคราว 2 ทาง กำลังงานจะถูกป้อนเข้าตรงแท่งกลาง ของขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T₁ การสวิตช์ซึ่งจะ ก่อให้เกิดกระแสไหลในช่วงครึ่งแรก ของขดปฐมภูมิแล้วย้ายไปอีกครึ่งของขดที่เหลือ การ สวิตช์ซึ่งนี้ จะต่อลงกราวด์ด้าน A เป็นต้นแรกแล้วจึงเปลี่ยนเป็นด้าน B ผลอันนี้จะเหมือนกับป้อนแรงดันคลื่นรูปสี่เหลี่ยม เข้าสู่หม้อแปลงไฟฟ้า

สำหรับแบบ โซลิดสเตต ในรูปที่ 1 ทรานซิสเตอร์ Q₁ และ Q₂ จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์ซึ่งแทนได้ กับสวิตช์ทางกล เราจะทำให้ขาอิมิตเตอร์ ต่อร่วมกันเพื่อสร้างเป็น สวิตช์ชั่วคราว ในขณะที่ขาคอลเลคเตอร์ ทั้งสองจะทำหน้าที่เป็น ขั้วกลางที่สับไปมา ซึ่ง คล้ายกับแบบ ไวเบเรเตอร์ การทำงานของทรานซิสเตอร์ จะสวิตช์ด้าน A ลงกราวด์ก่อน แล้วจึงเป็นด้าน B ของหม้อแปลง T₁ ซึ่งคล้ายกับการณีก่อนแรงดันไฟตรงจะถูกป้อน เข้าสู่แท่งกลาง ของขดปฐมภูมิ เ้าคัพของไอซี เบอร์ LAS-3800 ขา E_a และ E_b จะใช้สำหรับขับทรานซิสเตอร์ Q₁ และ Q₂ ให้เฟสแตกต่างกัน ตัวต้านทาน ที่ใช้ตรวจ จับกระแส R_s จะต่อเพื่อใช้จำกัดกระแสและความถี่ อินพุตที่เลื่อนไปของไอซี เบอร์ LAS-3800

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นแบบ ทรานซิสเตอร์กำลัง มันควรมีค่าการกระจาย กำลังงาน คอลเลคเตอร์ ที่สูงเพียงพอ และอัตราการทำงานแรงดัน และกระแสที่สูงมีเพียงพอ สำหรับโหลด โดยอัตราการทำงานกระแส และกำลังงานสามารถเห็นได้ง่าย แต่อัตราการทำงาน แรงดันอาจจะจะเป็นปัญหาสวิตช์ มีความจำเป็นที่จะก่อให้เกิดรูปคลื่นสี่เหลี่ยมตกคร่อมขด - ปฐมภูมิของหม้อแปลง ซึ่งเป็นโหลดแบบตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากค่ากระแสในหม้อแปลงจะมี อัตราการเปลี่ยนแปลงที่สูง และโหลดที่เป็นแบบตัวเหนี่ยวนำ แรงดันยอดแหลม - (Voltage spike) จะมีค่าสูง และแรงเหนี่ยวนำทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะเท่ากับ

$$V = L(\Delta I / \Delta t)$$

ตัวเหนี่ยวนำซึ่งในกรณีนี้ เป็นค่าเหนี่ยวนำของขดปฐมภูมิ ของหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งไม่ต้องการค่าที่สูง เพื่อที่จะสร้างแรงดันสูง เนื่องจากอัตราการทำงานเปลี่ยนแปลง พัลส์ของ

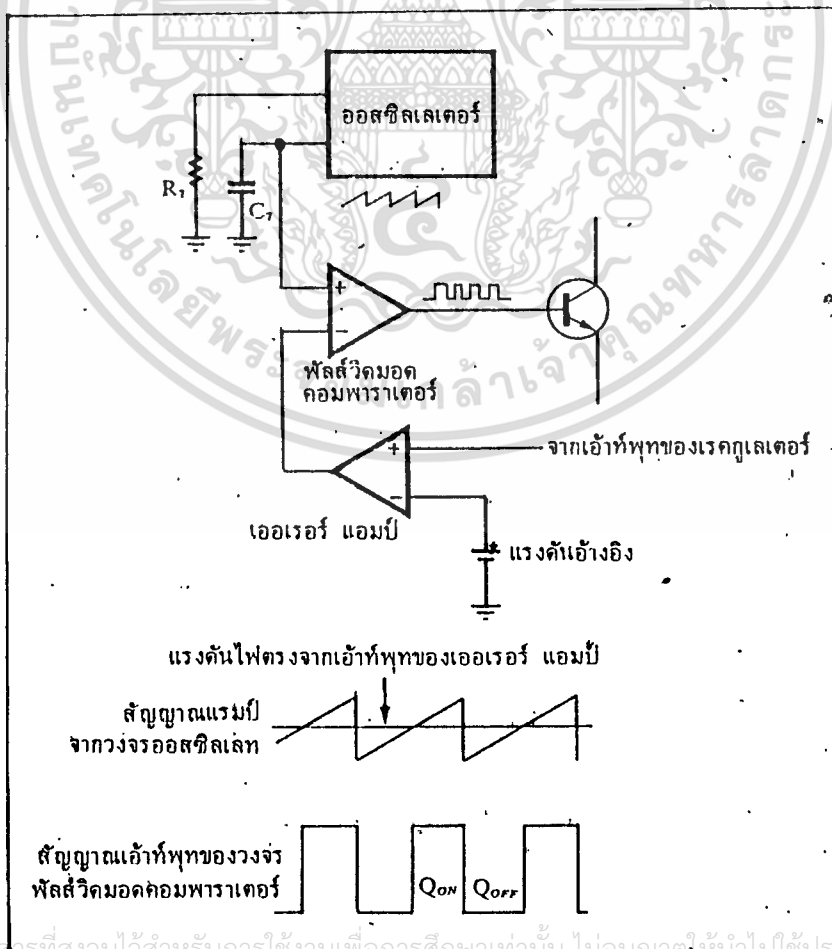
กระแส เมื่อเทียบกับเวลา ($\Delta I / \Delta t$) มีค่าสูง

ในบางครั้งจะต้องต่อวงจร อาร์ชีสลับเปเปอร์ เครื่องชดปรุภูมิ ระหว่างขา คอลเลคเตอร์ ของ Q1 และ ขาคอลเลคเตอร์ของ Q2 วงจรสลับเปเปอร์นี้ ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ 0.001 ไมโครฟารด (ที่ 1,000 โวลท์ หรือมากกว่า) ต่ออนุกรม กับตัวต้านทาน 100 โอห์ม (อัตราหนกกำลัง 5 ถึง 10 วัตต์)

การรักษาระดับแรงดัน โดยใช้วงจรสวิตซิง จะมีการสูญเสียความร้อนน้อย และมีแรงดัน อินพุท - เอาส์พุท แตกต่างกันน้อย ดังนั้นจึงสามารถผลิตแหล่งจ่ายแรงดัน แบบสวิตซิง ให้มีขนาดเล็กกว่าแบบใช้ทรานซิสเตอร์ทั่วๆ ไป

การนำเอา TL494 มาใช้งานทำ สวิตซิง

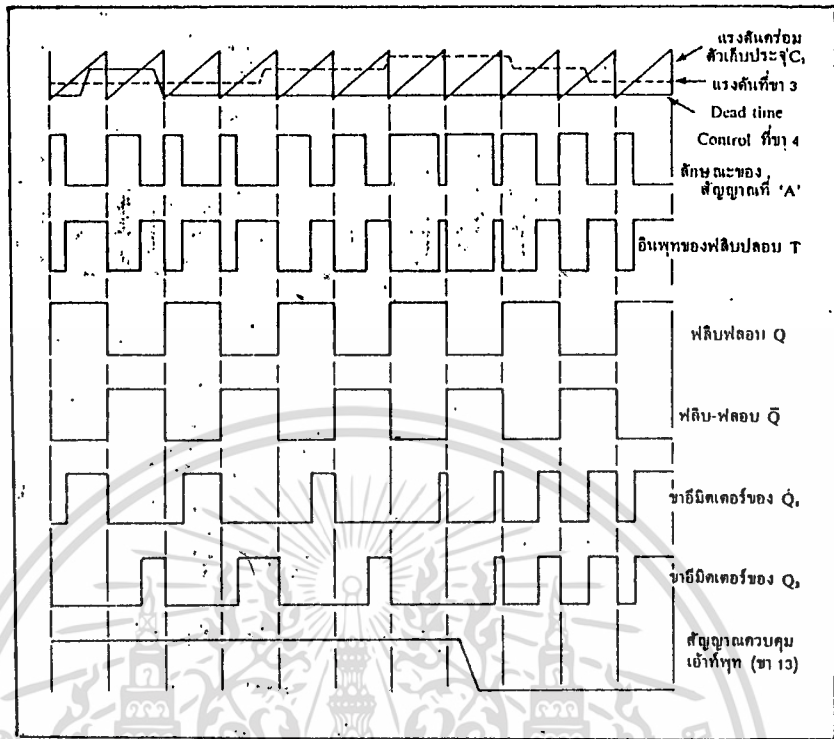
TL494 เป็นพัลส์วิคมอด (Pulse Width Modulator) ที่สมบูรณ์ในตัวเอง คือมีทั้ง ออสซิลเลเตอร์ , คอมพาราเตอร์ , ไดรฟเวอร์ 4 เคาเรนท์ลิมิต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ทำแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3 แสดงการทำงานของวงจรพัลส์วิคมอด.



รูปที่ 5 โหมดมิงโตอะแบรม

ไอซี TL494 (หรือ mA 494) ได้รับการออกแบบมาสำหรับงานนี้ โดยเฉพาะ ในส่วนของแฮ็ลฟัท คือทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 นั้นสามารถจะควบคุม ได้ (โดยขาแฮ็ลฟัทคอนโทรล) ถ้าหากขาควบคุม (โดยขาแฮ็ลฟัทคอนโทรล) ถ้าหากขาควบคุมเป็น "HIGH" ทั้ง Q1 และ Q2 ก็จะทำงานสลับกัน (ใช้สำหรับวงจรแบบ Push Pull) หรือถ้าขาควบคุมได้เป็น "Low" ทั้ง Q1 และ Q2 ก็จะทำงานในแบบ ที่ขนานกัน (ใช้สำหรับวงจรแบบ Bridge) นอกจากนี้ ก็ยังมีวงจรเพิ่มเติมอีกบาง ส่วน เพื่อให้ ไอซีเองมีฟังก์ชันการทำงานที่สมบูรณ์มากขึ้น เช่นว่ามีวงจร Dead time Comparator เพื่อป้องกันกระแสเกิน จะทำงานโดยอาศัยแรงดัน ซึ่งเกิดจากกระแส ทางแฮ็ลฟัทไหลผ่านตัวต้านทานค่าต่ำๆ ที่ต่ออนุกรมไว้ ถ้าหากแรงดันสูงถึงค่าที่ตั้งไว้ เออเรอร์แอมป์ส่วนนี้ จะส่งผลไปลด ton ของทรานซิสเตอร์ ส่วนลอจิกเกต และ ฟลิปฟลอปจะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2

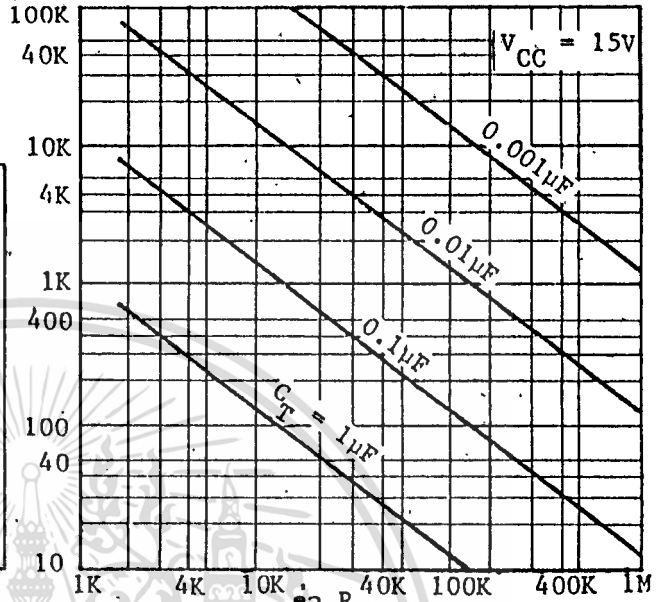
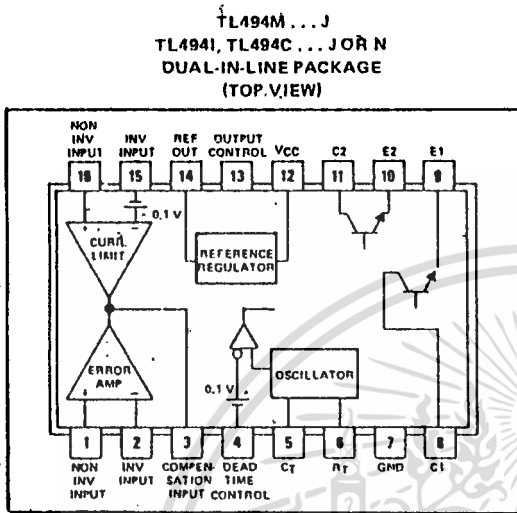
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรูปที่ 3 และรูปที่ 4 จะมีข้อแตกต่างกันอยู่เล็กน้อย เช่นว่าที่ขา อินพุทจะมีแรงดันประมาณ 0.1V ต่อยู่ คือ Dead time control แรงดันออฟเซ็ท อันนี้จะป้อนเข้าที่ขาอินเวอร์ตอินพุท ของวงจร Dead time comparator ดังนั้น เมื่อแรงดันคร่อม Ct สูงกว่า 0.1 โวลท์ คอมพาราเตอร์ก็จะให้ เอาส์พุท เป็น "HIGH" และทุกไซเคิลการออสซิลเลท Ct จะคายประจุ และแรงดันต่ำกว่านี้ในตอน ต้นของสัญญาณ แรมป์ ทุกลูก ทางเอาส์พุทของ คอมพาราเตอร์จะต้องมีช่วง "Lo" อยู่ เสมอ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส ช่วงนี้จะเรียกว่าเวลาที่ทรานซิสเตอร์หยุด ทำงาน (dead time) และด้วยคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์ ที่ทำงานแบบ สวิทช์ซึ่งทุกตัวในช่วง "ON" จะมีการสะสมประจุในเบส ถ้าหากว่าช่วง "OFF" ไม่นานพอ (ที่จะทำให้ประจุนี้ลดลงได้) ทรานซิสเตอร์จะทำตัวเป็นเสมือนลัดวงจร ซึ่งเป็นลักษณะ ที่เราไม่ต้องการ วงจร PWM Comparator ได้รับการออกแบบมาให้เปรียบเทียบแรง ดันคร่อม Ct ซึ่งจะรวมกับแรงดันออฟเซ็ทอีก 0.7 โวลท์ กับแรงดันจากเอาส์พุทของ วงจร เออเรอร์แอมป์ จะเห็นว่าที่ขาอินเวอร์ตอินพุท ของ PWM Comparator จะต่อกับวงจรดีงกระแสที่ 0.6 มิลลิแอมป์ เมื่อวงจรเออเรอร์แอมป์ตรวจสอบความแตก ต่างได้ จะส่งกระแสออกมาหักล้างกับกระแส 0.6 มิลลิแอมป์ เอาส์พุทของเออเรอร์ แอมป์ แต่ละชุดจะมี ไดโอดอนุกรม อยู่เพื่อทำตัวเป็น OR gate นั้นเอง ทำนองเดียวกันแรงดันที่ขา 3 (Compensation / PWM comparator input) จะสามารถ ควบคุมผลทางเอาส์พุท เช่นกันกับส่วนของ dead time control

อีกส่วนหนึ่งที่เพิ่มเข้ามาก็คือ วงจรเรคกูเลท แรงดัน 5 โวลท์ เพื่อใช้ สำหรับเป็นแรงดันอ้างอิง (วงจรนี้สามารถจ่ายกระแสได้ 20mA) หรือจะให้จ่ายให้ กับวงจรภายนอกก็ได้

เราก็ได้รู้จักกับวงจรเบื้องต้นต่างๆ พอสมควรแล้ว ทีนี้ก็มาถึงวงจรที่จะทำ กันจริงๆ

ความถี่ที่ออสซิลเลต



ตำแหน่งขาของ TL494

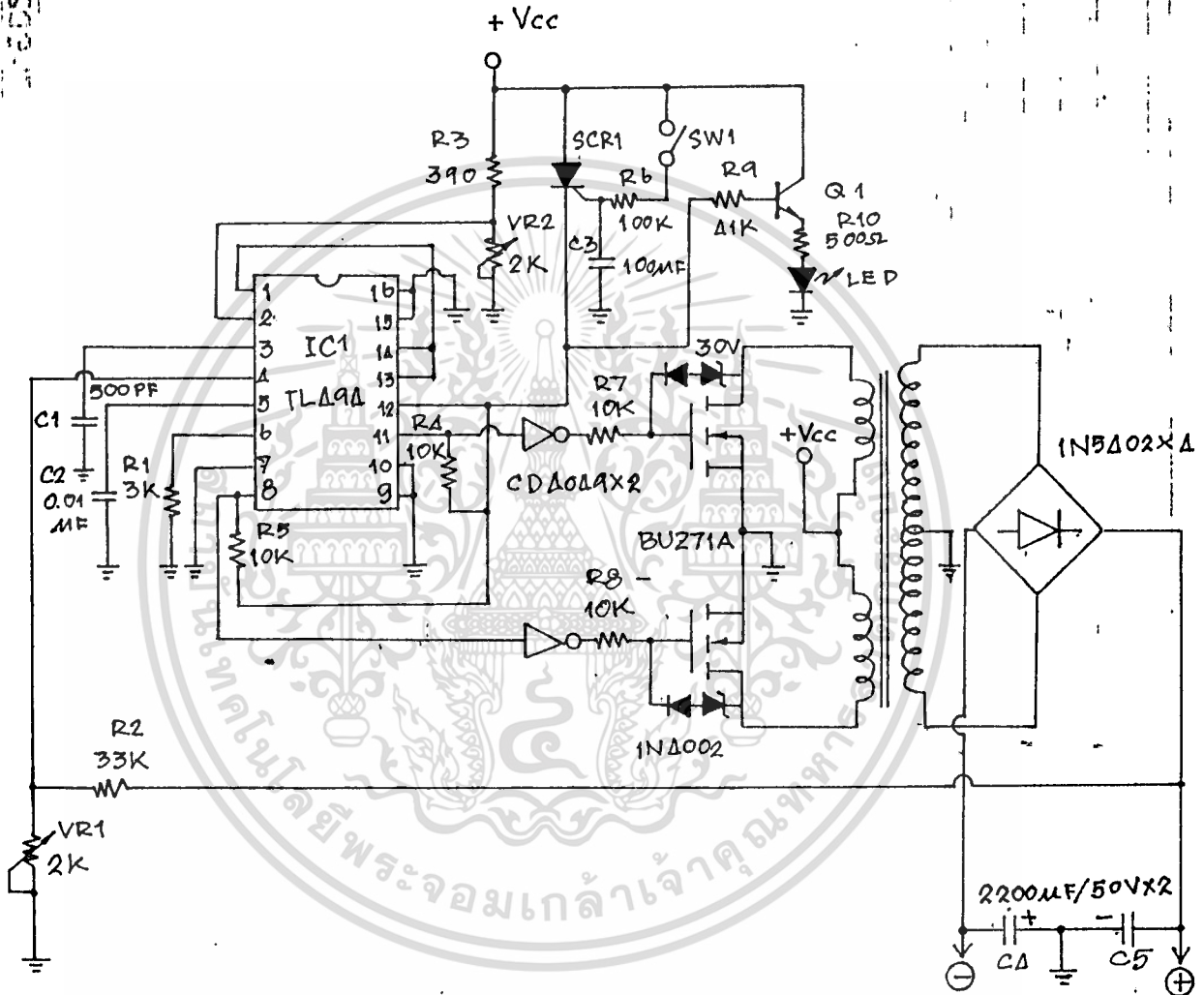
ข้อมูลจำเพาะบางประการของ TL 494

- แรงดันไฟเลี้ยง
- แรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์เอาต์พุต
- กระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์เอาต์พุต
- กระแสไบอัสอินพุต
- แรงดันขีดเริ่มในการตรวจสอบกระแสเกิน
- แรงดันคร่อมคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ ($I_c = 200mA$)
- ช่วงการปรับควิตซ์เกิด
- ช่วงความถี่
- ค่าความผิดพลาดของความถี่
- แรงดันอ้างอิงเอาต์พุต

ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่, R_T และ C_T

ค่าต่ำสุด	ค่าปกติ	ค่าสูงสุด	หน่วย
7		40	โวลท์
		40	โวลท์
		200	มิลลิแอมป์
		500	นาโมแอมป์
	0.1		โวลท์
	1.2		โวลท์
0	—	45	%
0.001		200	กิโลเฮิรตซ์
	2		%
4.75		5.25	โวลท์

รูปที่ 6 ข้อมูลของ TL494



รูปที่ 7 วงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงาน

จากรูปที่ 7 แสดงวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยใช้ ไอซี.TL494 R1,C2. เป็นตัวกำเนิดความถี่ 40 กิโลเฮิรท ซึ่งหาค่าของ R1,C2 ได้จากตารางความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ R_t และ C_t ในรูปที่ 6 ที่ขา 5 ของไอซี TL494 จะมีรูปคลื่นเป็นฟันเลื่อย หรือสัญญาณแรมป์ จะเปรียบเทียบกับแรงดันที่ป้อนกลับมาควบจาก เอ้าส์พุท โดยผ่าน R2 และ VR1 เป็นตัวปรับแรงดันเปรียบเทียบเข้าที่ขาของ 4 ของ TL494 เมื่อสัญญาณถูกเปรียบเทียบแล้วจะผ่านฟิลิปปลอบ ทารความถี่ลงครึ่งหนึ่ง ส่งสัญญาณออกที่ Q และ \bar{Q} ซึ่งต่าง เฟสกัน 180 องศา และควบคุมการทำงานส่งเอ้าส์พุท ออก การทำให้ขา 13 มีค่าสูงกว่า 2.4 โวลท์ โดยต่อกับขา 14 ซึ่งเป็นเรเฟเฟอร์เรนท โวลเตทออกมาประมาณ 5 โวลท์ ให้ทำงานแบบ พาราแรล ออกที่ขา 8 และ 11 ผ่าน ไอซี 2 (CD4049) เป็นอินเวอร์เตอร์เพื่อ ไตรฟอสเฟท Q1 และ Q2 ทำงานเป็นสวิตชิงให้กับ T1 เป็นเพาเวอร์ทรานเฟอร์เมอร์ อินดิคพี แรงดันเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ออกทาง ขอเซคันดารี ประมาณ 45 โวลท์ แล้วเร็คติฟายแบบบริด เพื่อให้ได้ไฟ ดีซี บวก และ ลบ เพื่อนำไปใช้กับเพาเวอร์แอมป์ 100 วัตต์

ส่วน R3 กับ VR2 เป็นชุดป้องกันแรงดันจาก แบตเตอรี่ ถ้าแรงดันจาก แบตเตอรี่ต่ำกว่า 10 โวลท์ จะทำให้แรงดันตกคร่อม VR2 มีค่าน้อยกว่าแรงดัน - เรเฟเฟอร์เรนท ทำให้วงจรหยุดทำงาน

เมื่อเปิดสวิตช์ SW1 จะหน่วงเวลาโดย R6 และ C3 เพื่อทริกให้เอสซีอาร์ นำกระแสจ่ายแรงดันให้กับวงจร เพื่อป้องกันการอาร์คที่สวิตช์ ขณะเปิด เพราะจะมี - กระแสไหลสูงผ่านสวิตช์ D1,Z1 และ D2,Z2 จะเป็นตัวป้องกัน Q1 และ Q2 ไม่ให้ เสียหายขณะเข้าสู่สภาวะหยุดนำกระแส

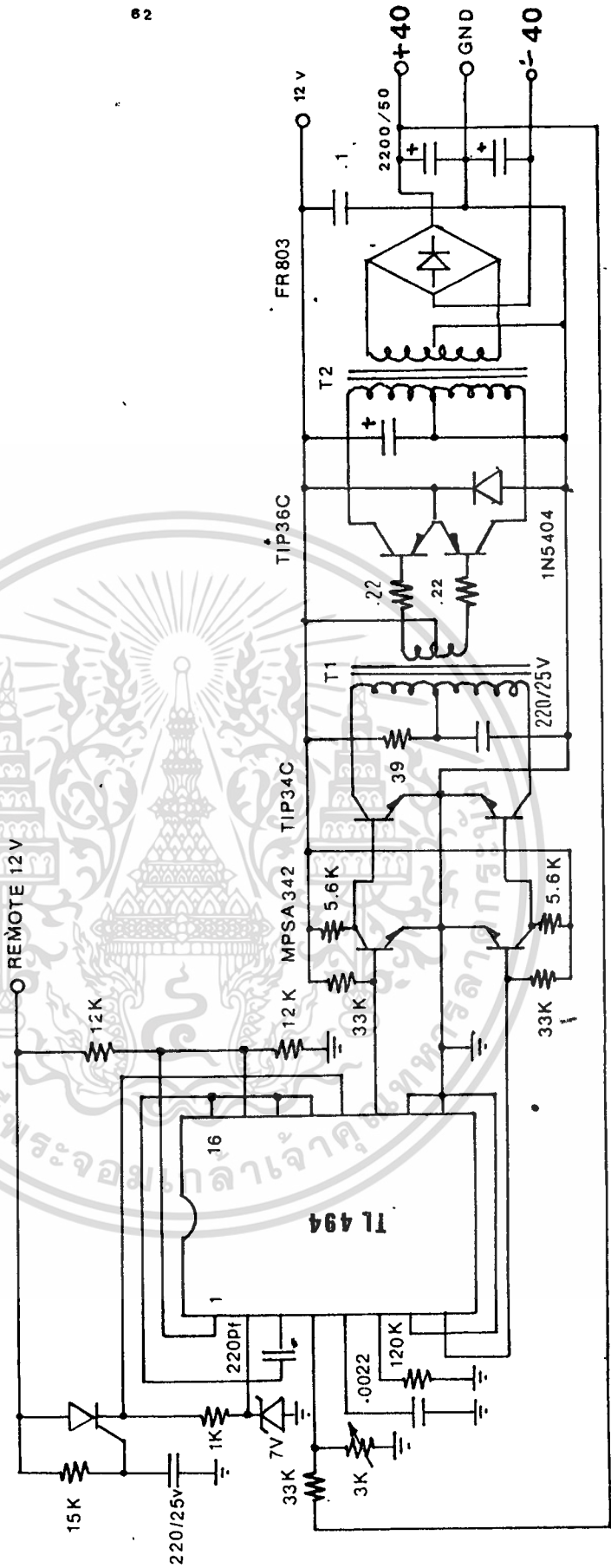
T1 เป็นแบบเทอร์รอยด์ทรานเฟอร์เมอร์ ด้านไพมารี พัน 4 รอบ 2 ขด มีแท็ปกลางใช้ลวดเบอร์ 15 ทางด้านเซคันดารี พัน 12 รอบ 2 ขด มีแท็ปกลางใช้ ลวดเบอร์ 20

จากรูปที่ 8.

เป็นการดัดแปลงภาคเพาเวอร์โดยใช้ทรานซิสเตอร์ เป็นตัวจ่ายกำลังแทน มอสเฟต การทำงานมีดังนี้คือ ทรานซิสเตอร์ Q1, Q2 ซึ่งเป็นแบบ NPN ได้รับความ คัพปลิงโดยตรงจากทรานซิสเตอร์ภายใน ไอ.ซี. TL 494 ซิกบวกและลบ ขยายกำลัง เป็นตัวไครฟให้กับ Q3, Q4 มี T1 เป็นโหลด และเป็นทรานเฟอร์เมอร์คัพปลิง ให้กับ ทรานซิสเตอร์ Q5, Q6 จ่ายเพาเวอร์สวิทชิงให้กับโหมาริของ T2 ทางด้าน เซกคันดารี ของ T2 จะสเตปอัพโวลเตจ ขึ้นประมาณ 40 โวลท์ และได้รับการ เรคตีไฟฟ์ เป็น ดี.ซี.โวลท์เตจ โดย D1 - D4 ออกเป็นไฟ ดี.ซี. 40 โวลท์ มี C1, C2 เป็น คาปาซิเตอร์ฟิลเตอร์ C3, C4 จะบายพาส สัญญาณความถี่สูงที่เข้ามาบกวนทิ้งไป ทำให้ค่าโวลเตจ ดี.ซี.ที่เรียบและคงที่ ส่วน D5 จะเป็นตัวป้องกันวงจรเสียหายอัน เนื่องมาจากการใส่ขั้วไฟบวก และลบจากแบตเตอรี่ ผิด

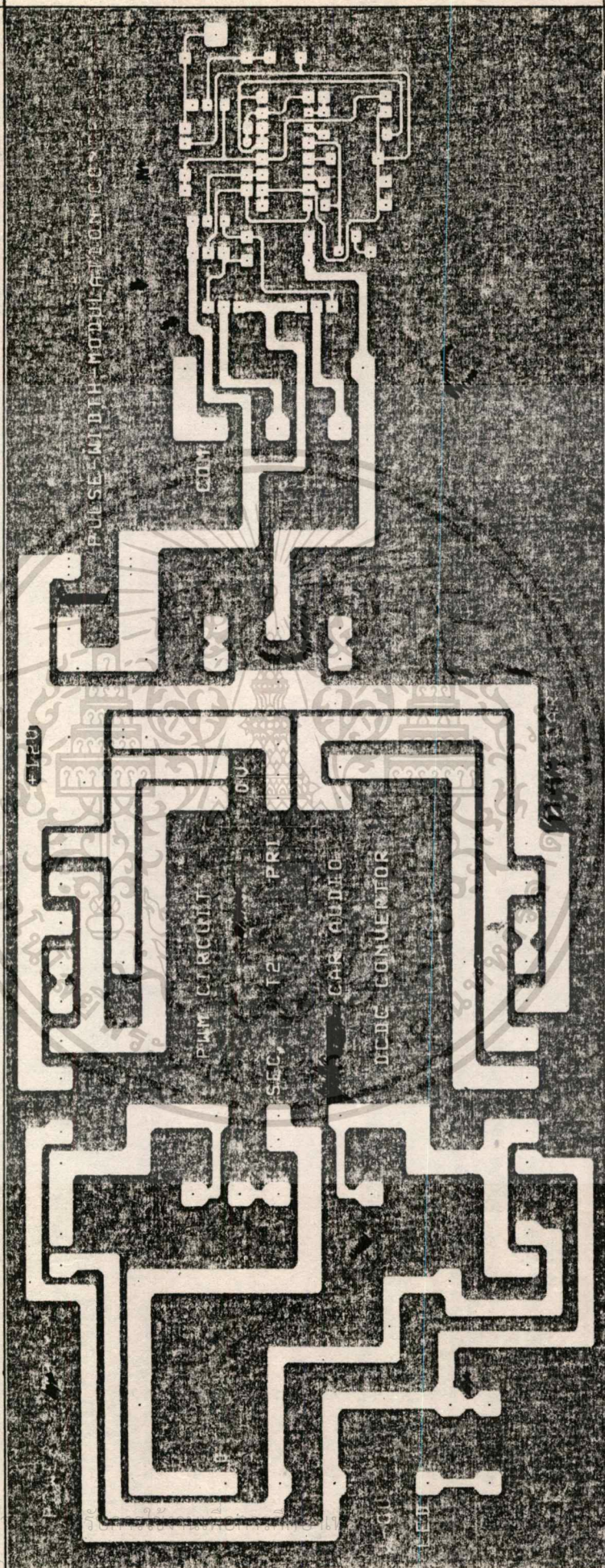
T1 เป็นแบบเทอร์รอยด์ทรานเฟอร์เมอร์ ด้านโหมาริ พัน 12 รอบ 2 ขด ใช้ลวดเบอร์ 22 ด้านเซกคันดารี พัน 10 รอบ 2 ขด ใช้ลวดเบอร์ 21

T2 เป็นแบบเทอร์รอยด์เฟอร์เมอร์ ด้านโหมาริพัน 12 รอบ 2 ขด ใช้ ลวดเบอร์ 15 ด้านเซกคันดารี พัน 38 รอบ 2 ขด ใช้ลวดเบอร์ 20



วงจรใช้งาน

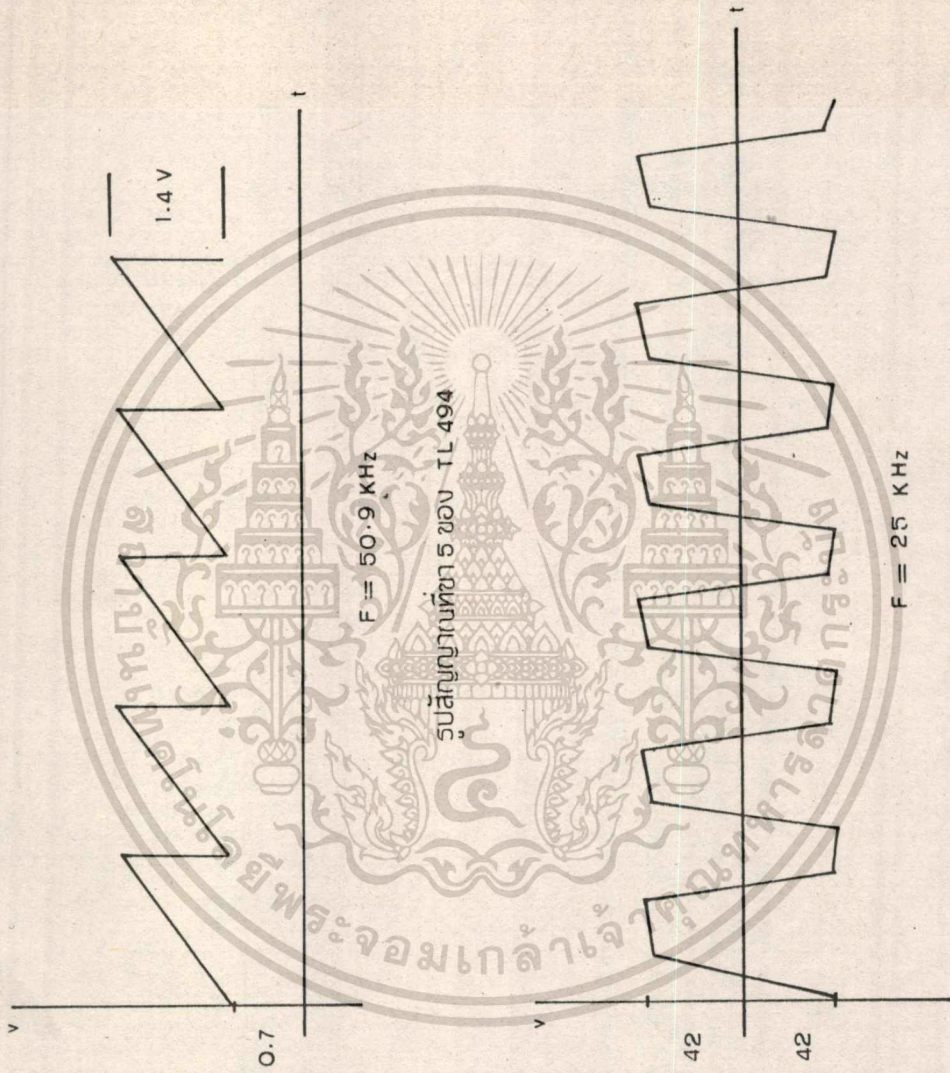
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Printed circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สง
 ษาไว้เพื่อการศึกษา
 ไม่สามารถนำ
 ไปใช้

โดยชนด้าชการค้ำ
 ึ่งมีการนำ
 ไปใช้



รูปสัญญาณที่ 5 ของ TL 494

รูปสัญญาณที่ SECONDARY ของ T2

โหนด 100 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารในทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

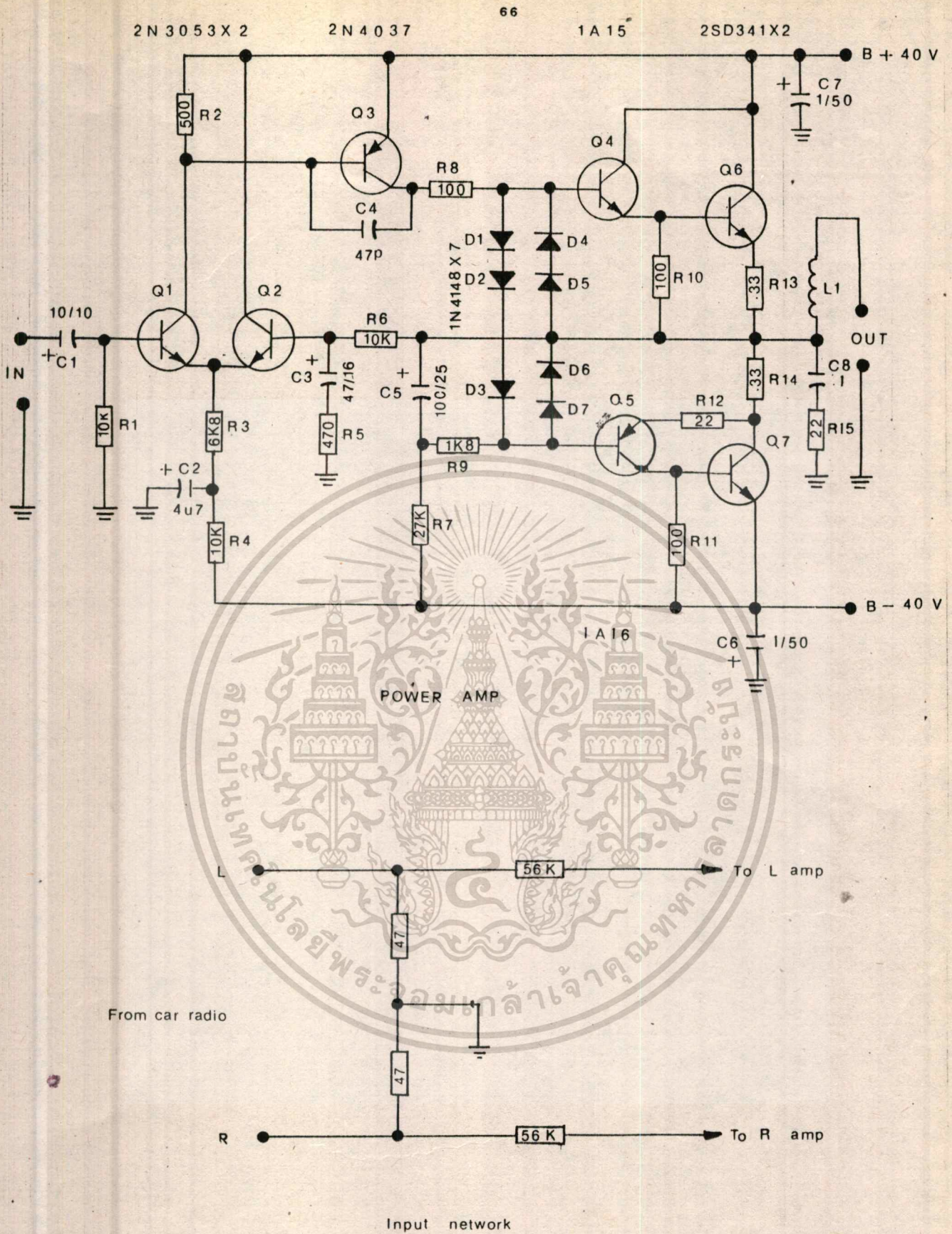
023239

บทที่ 5

วงจรรขยายสัญญาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรเพาเวอร์แอมป์ ไซไฟ ดี.ซี. 40 โวลท์ เบนแอมป์ ต่อ
 ทรานซิสเตอร์แบบ คอซีคอมพลีเมนต์ารี (2SD 341X2) เพราะสะดวก และง่ายต่อ
 การหาค่าคุณสมบัติต่างๆ ของทรานซิสเตอร์ที่เป็น NPN เหมือนกัน Q4, Q6 ทำหน้าที่
 เป็น NPN ดาริงตันแพ (Darlington pair Transistor) และ Q5, Q7 เป็น
 PNP คอมพลีเมนต์ารี ดาริงตันแพ (Complementary darlington pair Transistor)
 D1, D2, D3 เป็นไบอัสให้กับ Q4, Q5

R7, R9, C5 จะเป็น บูทแตรพิง (Bootstrapping) เพื่อเพิ่ม
 10 ซี เบส เคอร์เรนท์ ให้กับ Q5 เมื่อใดที่สัญญาณแกว่งไปทางลบ แรงดันที่ผ่าน C5
 ก็จะแกว่งไปทางลบด้วยเช่นกัน และเนื่องจากอัตราขยายของ Q5, Q7 รวมค่า
 กว่า 1 แรงดันที่ตกคร่อม R9 ก็จะคงที่ ดังนั้นขนาดแรงดันสูงสุด เอ.ซี ที่จุดต่อ
 ระหว่าง R7 กับ R9 จะสูงกว่าแหล่งจ่าย ทำให้มีกระแสเบสสูงเพียงพอที่จะจ่ายให้
 กับ Q5 นั่นคือจะได้ค่ากระแสสูงสุด โดยอาศัยการบ้อนกลับของสัญญาณ

R10, R11 เป็นตัวจัดไบอัสให้กับ ดาริงตัน ให้มีกระแสคอลเลคเตอร์ ของ
 Q6, Q7 มีค่าน้อย ในสภาวะสงบหรือยังไม่มี สัญญาณอินพุตเข้ามา เพื่อผลทางประสิทธิภาพ
 สูงสุด

D1, D2, D3 จะทำงานร่วมกับ R13, R14 เพื่อปรับปรุงเสถียรภาพของ
 ความร้อนในเครื่องขยาย เพราะเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น แรงดันตกคร่อมไดโอดจะลดลง
 แต่กระแสคอลเลคเตอร์ของ Q6, Q7 จะเพิ่มขึ้น ซึ่งผลอันนี้จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม
 R13, R14 สูงขึ้น และเป็นผลทำให้ เบส-อิมิตเตอร์ ไบอัสลดลง ทำให้เสถียรภาพ
 ของวงจรดีขึ้นต่ออุณหภูมิ

C3 ทำหน้าที่เป็นโอเพนลูป (Open-loop) สำหรับแรงดันดีซี แต่ทำให้เกิด โคลสลูป (Close-loop) สำหรับแรงดัน เอซี

Q1, Q2 เป็น ดิฟเฟอเรนเชียล (Differential amp) ขยายสัญญาณทางอินพุตที่เข้ามา

C6, C7 เป็น ฟิลเตอร์ ให้สัญญาณรบกวนในแหล่งจ่ายลงดิน

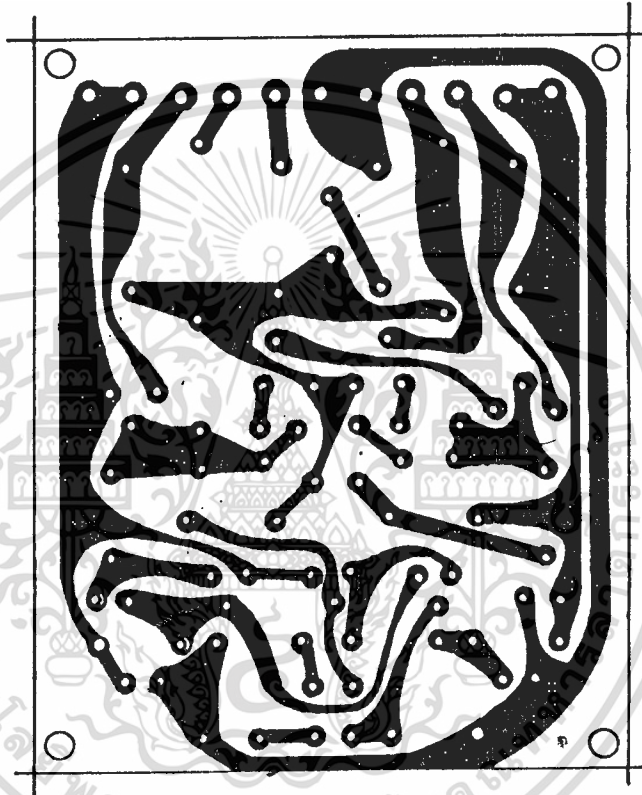
Q3 เป็น ไดรฟ์เวอร์ แบบคอมมอนอิมิตเตอร์

Q4 เป็น ขายพาส ความถี่สูงเพื่อไม่ให้ถูกขยาย เพราะจะทำให้เกิดการสูญเสียเพาเวอร์ เพราะหูไม่สามารถรับสัญญาณความถี่ที่สูงๆ ได้

R15, C8 ทำหน้าที่เป็นแลกกิง เนทเวอร์ค (lagging network.) เพื่อขอเซย์ ลูปเกน (loop gain) และเป็น เอซี โหลด ให้กับเครื่องขยายถ้าไม่ได้ต่อลำโพง

L1 เป็นตัวแยกลำโพงออกจากเครื่องขยายเสียง เพราะลำโพงอาจจะเป็นค่า คาปาซิทีฟ (Capacitive.) ได้ในบางความถี่เช่น 70-200 Hz ดังนั้นจึงใส่ L1 เพื่อชดเชย ซึ่ง L1 จะใช้ลวดทองแดงเบอร์ 26 พันรอบคอยล์อากาศ 16 รอบ

D4, D5, D6, D7 จะป้องกันวงจรในกรณีที่ลำโพงช็อต ซึ่งไดโอดทั้ง 4 จะต่อแบบบริเวอริสไบอัส ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อวงจร ในสภาวะการทำงานปกติ แต่ถ้าขณะใดที่เกิดช็อตวงจรที่ลำโพง ไดโอดจะช่วยจำกัด ปริมาณกระแสไหลผ่าน R13, R14



PRINTED BOARD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุป

จากการค้นคว้าข้อมูลต่างๆ จากคุณสมบัติของไดโอดทรานซิสเตอร์ เทอร์รอยด์ทรานฟอर्मเมอร์ และ ไอซี TL 494 ซึ่งเป็นพัลส์วิดมอดูเรเตอร์ ที่ สมบูรณ์แบบ นำมาสร้างเป็นสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ได้ไฟ ดีซี ออกมา ± 40 โดยใช้ทรานซิสเตอร์เป็นชุดสวิทชิง ผ่านเทอร์รอยด์ทรานฟอर्मเมอร์ ซึ่งถ้าต้องการ กระแสจ่ายได้สูง ต้องใช้เทอร์รอยด์ทรานฟอर्मเมอร์ที่ตัวใหญ่ ซึ่งเป็นอุปสรรคสำคัญ เพราะหายากยังไม่ค่อยมีขายในตลาดโดยทั่วไป และราคาแพงมากด้วย แต่การ พินไม่ยุ่งยากเพราะใช้ความถี่สูง พินเพียงไม่กี่รอบก็ได้แรงดันตามต้องการแล้ว แต่ ยังเป็นสัญญาณไฟเอชไออยู่ ต้องทำการเปลี่ยนเป็นไฟ ดีซี ด้วยไดโอด ความเร็วสูง ซึ่งต่อแบบบริดจ์เรกติฟาย และฟิลเตอร์ด้วย คาปาซิเตอร์ 2200 ไมโครฟารัด ก็จะได้ไฟดีซี ที่เรียกขานที่ประมาณ 40 โวลท์ จากการทดลองต่อโหลดเข้ากับไฟ ± 40 โวลท์ ทดลองวัดกระแสที่โหลดได้ประมาณ 1 แอมป์ และวัดกระแสทางแหล่งจ่าย แรงดัน 12 โวลท์ เข้าวงจรได้ประมาณ 8 แอมป์คงที่ เมื่อนำไปต่อเข้ากับแอมป์ไฟ 50 วัตต์ 2 ชุด ในสภาวะสงบ ระบบจะดึงกระแส้น้อยมาก แต่ถ้าแอมป์ไฟขยาย สัญญาณที่สวิงสูงสุด จะดึงกระแสจากแหล่งจ่ายแรงดัน 12 โวลท์จากแบตเตอรี่ สูง ประมาณ 8-9 แอมป์ แต่เป็นการสวิงชั่วขณะเท่านั้น ซึ่งวงจรเพาเวอร์ซัพพลาย สามารถจ่ายกระแสให้กับแอมป์ไฟได้อย่างเพียงพอ ในการขยายสัญญาณสูงสุดที่ จะทำให้ได้เพาเวอร์ 50 วัตต์ ต่อข้าง ซึ่งจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เป็น ตัวสวิทชิงทำงานหนัก และดึงกระแสสูงผ่านตัวมันเองจึงเกิดความร้อนเพิ่มขึ้น ต้อง ยึดตัวถังไว้กับแผ่นระบายความร้อน

และการทดสอบเพาเวอร์แอมป์ โดยการป้อนสัญญาณ เอชไอ ความถี่ 1 KHZ เข้าที่อินพุท แล้วใช้สโคปวัดแรงดันคร่อมโหลด 8 โอห์มได้ 30 v_{p-p} โดยสัญญาณ ไม่ถูกครีป ที่อินพุทวัดแรงดันสัญญาณได้ 1.5 v_{p-p} สำหรับวงจรทางอินพุทที่ต้องต่อ ความต้านทาน 47 โอห์ม คร่อมไว้เพื่อให้แมทช์กับเอาต์พุทของวิทยุรถยนต์ ซึ่งมี สัญญาณแรงให้พอดีกับแอมป์ไฟ และความต้านทาน 56 กิโลโอห์มเป็นตัวจำกัด

กระแสไม่ให้สูงเกินไปที่จะเข้าวงจรแอมป์ไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเพื่อเป็นการป้องกันสัญญาณกระโชกออกที่ลำโพง ขณะเปิดเครื่องจึง
ต้องทำการหน่วงเวลาให้ชั่วขณะเมื่อเปิดสวิทช์ โดยมีสายรีโมทต่อผ่านสวิทช์เข้ากับ
ไฟบวก โดยจะเป็นการหน่วงเวลาให้กับ เอสซีอาร์ นำกระแสให้วงจรเพาเวอร์-
ซัพพลายทำงานช้ากว่าวิทยุรถยนต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. ร.ท.ยุทธชัย วัชรสิงห์ "ทฤษฎีของอะตอมและวัสดุกึ่งตัวนำ"
อิเล็กทรอนิกส์เบื้องต้น 2529
หน้า 12-68
2. สมศักดิ์ ชุ่มช่วย "ชุดจ่ายไฟ 3-40 โวลท์ 4 แอมป์"
วารสารอิเล็กทรอนิกส์ เวิลด์ ปีที่ 7 ฉบับที่ 83 เดือนตุลาคม-พฤศจิกายน 2526
หน้า 141-152
3. LINEAR INTEGRATED CIRCUITS
TAXAS INSTRUMENTS 1982
PAGE 6.108-6.120
4. P.R.K. Chetty "DC-DC Converter maintains high efficiency"
January, 1980
PAGE 159-161



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผนวก ก.

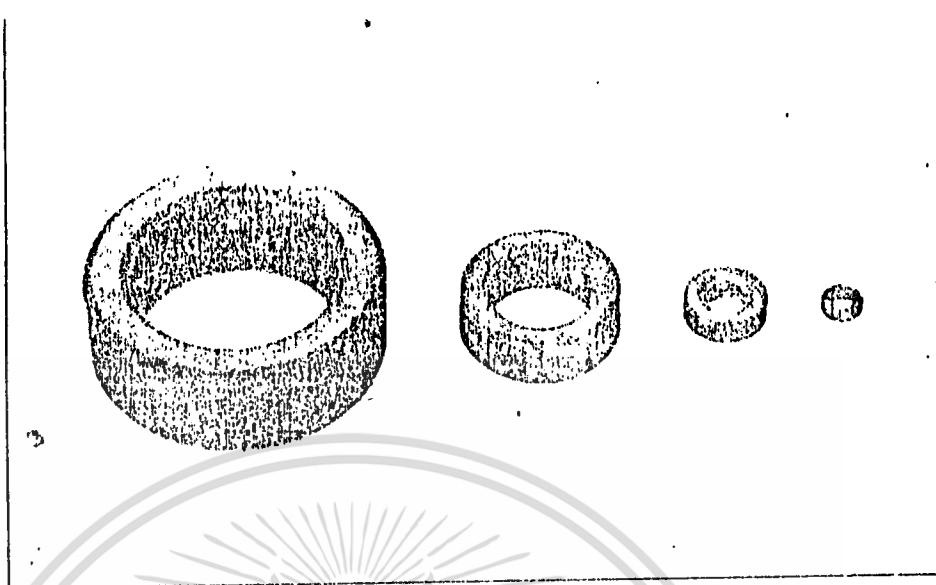
คุณสมบัติอุปกรณ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

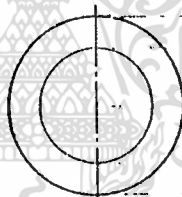
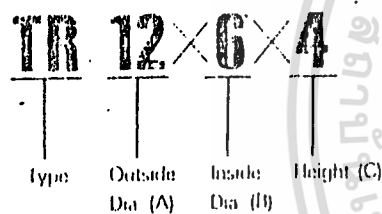
for inductors and

A, AD-1, GR?



Shape and Dimensions

Code



Dimensions in mm

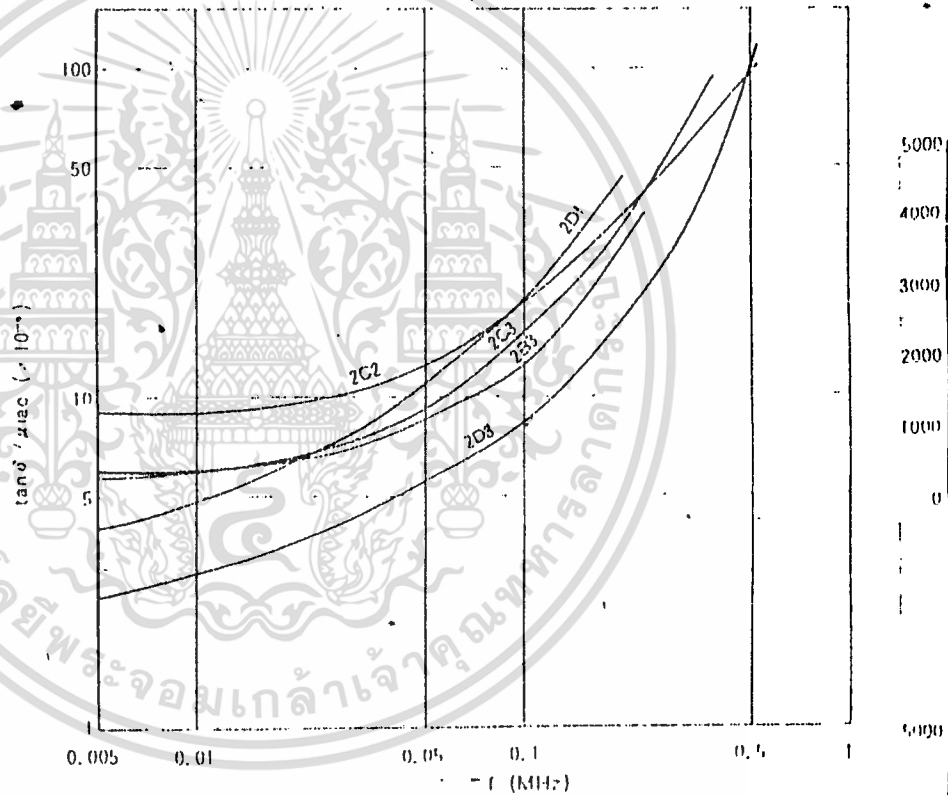
Cores	A	B	C
TR 6 × 3 × 2	6 ± 0.3	3 ± 0.25	2 ± 0.2
TR 9 × 5 × 3	9 ± 0.3	5 ± 0.3	3 ± 0.2
TR 12 × 6 × 4	12 ± 0.4	6 ± 0.3	4 ± 0.3
TR 18 × 10 × 7	18 ± 0.4	10 ± 0.3	7 ± 0.3
TR 22 × 14 × 8	22 ± 0.5	14 ± 0.4	8 ± 0.3
TR 28 × 16 × 20	28 ± 0.5	16 ± 0.5	20 ± 0.5
TR 36 × 23 × 15	36 ± 0.6	23 ± 0.5	15 ± 0.5
TR 40 × 27 × 15	40 ± 0.8	27 ± 0.6	15 ± 0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

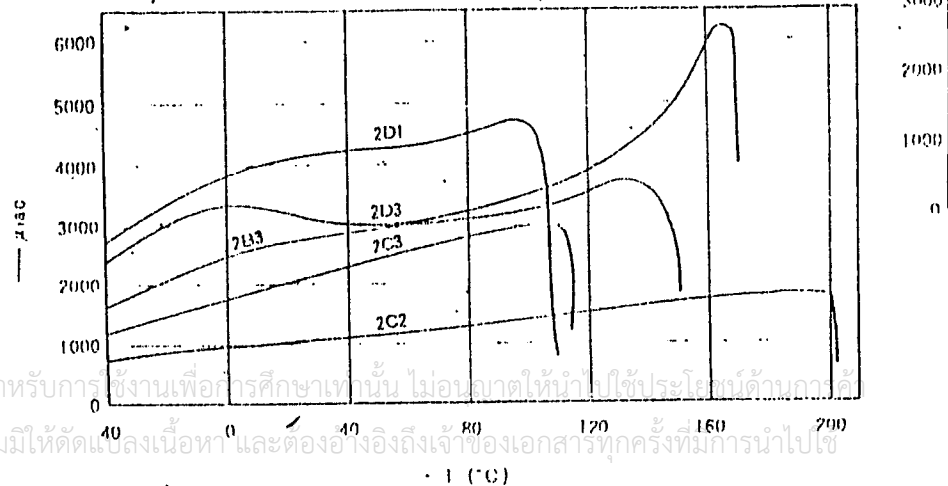
Standard Characteristics of Materials (I)

Materials	μ_{rac}	$\tan \delta$ ($\mu_{rac} \times 10^{-3}$) @ 0.01 MHz	α ($\mu_{rac} \times 10^{-3}$)	T C (°C)	f (MHz)	DF (10 ⁻³) @ 10 mm	ρ (g/cm ³)	Dim. (cm)	Loss (G)	Loss (O ₂)	d (mm)
2 D 1	4000 ± 20%	0.5	0.3	105	0.1	2	13	200	0.15	0.2	4000
2 D 3	3000 ± 20%	0.3	0.4	160	0.3	2	20	4000	0.15	0.1	3000
2 C 2	1100 ± 20%	0.9	4	200	0.3	7	20	4.0%	0.3%	0.3	2000
2 C 3	2000 ± 20%	0.6	3	110	0.2	4	120	3200	0.20	0.2	1000
2 B 3	7700 ± 29%	0.6	1.0	140	0.2	3	80	4400	0.20	0.1	0

Relative Loss Factor as a Function of Frequency

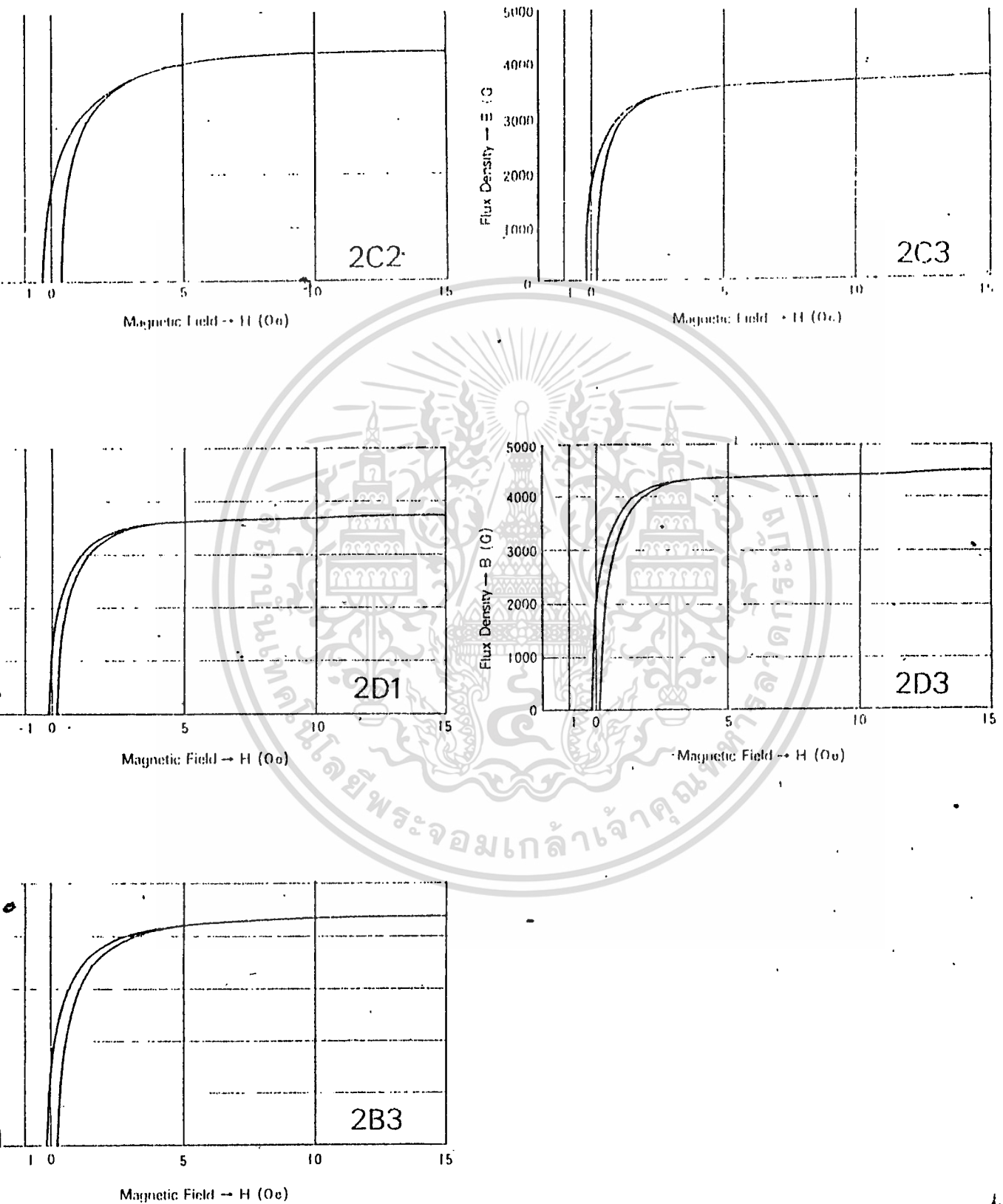


Permeability Factor as a Function of Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถตีพิมพ์ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Magnetization Curves






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Standard Characteristics of Materials (2)

Materials	g/m ²	Tensile strength		Tensile strength	D ₅₀ (%)	Tensile strength
		(10%)	(MHL)			
3A	600	1.5	0.7	3	1.2	1
3A3	450	1.7	0.7	5	1.2	1
3A4	800	1.8	0.1	15	1.2	1
3A6	1000	0.9	0.1	8	1.0	1
3H2	430	2.1	0.2	7	1.2	0.1
3D2	450	6.1	1	3	1.2	1
4A	450	4.3	0.5	12	1.2	0.1
4A7	400	2.8	0.5	7	1.1	0.1
4A3	400	2.6	0.5	7	1.1	0.1
4A5	200	24	0.5	30	2.0	0.1
D3	350	34	0.5	22	1.7	0.1
D4A	420	47	0.5	40	1.9	0.2
D5A	450	35	0.5	41	1.7	0.1
D7E	400	17	0.5	25	1.6	0.2
D8E	430	16	0.5	25	1.6	0.2
D9E	380	15	0.5	20	1.6	0.2
D11A	270	13	0.5	40	2.2	0.2
D12A	260	7.1	0.5	40	2.4	0.2
D13A	250	4	0.5	20	1.8	0.2
D14A	330	1.7	0.5	32	1.8	0.2
DF4A	83	16.7	5	6	25.0	0.5
DF8	43	25.3	10	27	25.0	0.5
DF10	47	32	10	76	25.0	1
F3	300	7.5	0.5	5	100	0.1
F3L	280	8.5	0.5	7	90	0.1
4B4	300	2.5	0.5	24	1.9	0.1
4D	200	2.7	0.5	50	1.7	0.1
4D4	400	2	0.5	12	1.6	0.3
4D7	150	3.8	1	60	25.0	0.3
4D8	370	4.6	1	3	1.7	0.1
4H7	170	3.2	1	2	25.0	0.2
4C	250	4	0.5	20	1.8	0.2
5B	140	7.3	1	20	25.0	0.3
5H3	170	9	5	28	25.0	0.5
5H7	110	2.6	1	2	25.0	0.2
6A	38	13	20	20	25.0	1
6B2	30	32	20	70	25.0	1
6H3	27	31	20	85	25.0	1
6D2	45	14	10	30	25.0	1
6D3	55	13	10	70	25.0	1
6D7	55	12.5	10	60	25.0	1
6D8	73	9.8	10	11	25.0	1
6H3	80	5.3	10	5	25.0	0.2
7A3	11	53	50	20	25.0	10
7A5	12	42	50	10	25.0	10
7A6	23	28	50	25	25.0	10
7H2	13	70	50	85	25.0	10
7H4	11	75	100	80	25.0	10
7H5	20	32	50	65	25.0	10
7C	6	135	100	30	25.0	10
7D1	12	210	100	8.1	25.0	10
7D2	10	140	100	4	25.0	10
7D3	9	123	100	8	25.0	10
7D4	8	156	100	2	25.0	10
7D5C	7.5	111	100	3	25.0	10
7D5A	7	111	100	6	25.0	10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น
 ไปด้วยโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีสำเนาไปใช้

	I_O AVERAGE RECTIFIED FORWARD CURRENT (Amperes)			
	1.0	3.0	7.5	10
	59-04 Plastic	267 Plastic	221B-01 (TO-220AC) Plastic	
V_{RRM} (Volts)				
20	1N5817	MBR320		
30	1N5818	MBR330		
35			MBR705	MBR1035
40	1N5819	MBR340	MBR710	MBR1040
45			MBR715	MBR1045
50	MBR150 † †	MBR350		
60	MBR160 † †	MBR360		MBR1060
I_{FSM} (Amps)	25	80	150	150
† T_C @ Rated I_O (°C)			105	135
† T_L @ Rated I_O (°C)	90			
T_J (Max) (°C)	125	150	150	150
Max V_F @ $I_{FM} = I_O$	*0.60 $T_L = 25^\circ C$	***0.740 $T_L = 25^\circ C$	0.57 $T_C = 125^\circ C$	0.57 $T_C = 125^\circ C$

TX versions available.

* Values are for the 40-Volt units. The lower voltage parts provide lower limits and higher voltage units provide slightly higher limits.

** I_O is total device output.

*** Values are for 60 volt units. The lower voltages parts ≤ 40 volts provide lower limits.

† Must be derated for reverse power dissipation. See Data Sheet.

†† T_J (Max) = 150°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

TYPES TL493, TL494, TL495 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

D2535, JANUARY 1983—REVISED SEPTEMBER 1983

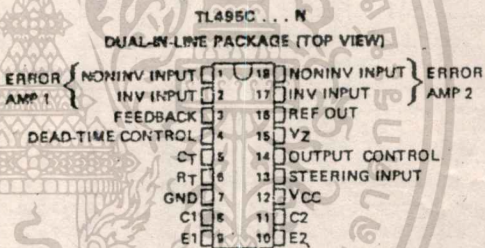
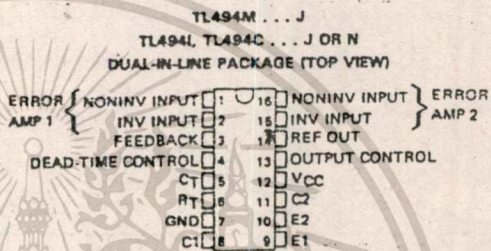
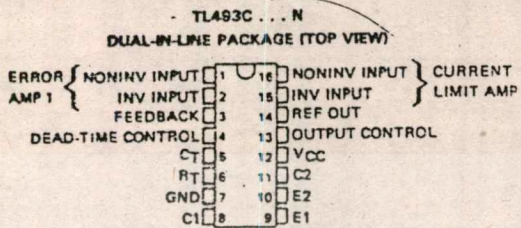
- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead-Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply Trimmed to 1%
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization
- TL493 Has Output Current-Limit Sensing
- TL495 Has On-Chip 39-V Zener and External Control of Output Steering

Description

The TL493, TL494, and TL495 each incorporate on a single monolithic chip all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation control circuit. Designed primarily for power supply control, these devices offer the systems engineer the flexibility to tailor the power supply control circuitry to his application.

The TL493 contains an error amplifier, current-limiting amplifier, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control comparator, pulse-steering control flip-flop, a 5-volt, 1%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifier exhibits a common-mode voltage range from -0.3 volts to $V_{CC} - 2$ volts. The current-limit amplifier exhibits a common-mode voltage range from -0.3 volts to 3 volts with an offset voltage of approximately 80 millivolts in series with the inverting input to ease circuit design requirements. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time when externally altered. The on-chip oscillator may be bypassed by terminating R_T (pin 6) to the reference output and providing a sawtooth input to C_T (pin 5), or it may be used to drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.



DEVICE TYPES, SUFFIX VERSIONS, AND PACKAGES

	TL493	TL494	TL495
TL49-M	*	J	*
TL49-I	*	J,N	*
TL49-C	N	J,N	N

*These combinations are not defined by this data sheet.

FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUT FUNCTION
OUTPUT CONTROL	STEERING INPUT (TL495 only)	
$V_I \leq 0.4$ V	Open	Single-ended or parallel output
$V_I \geq 2.4$ V	Open	Normal push-pull operation
$V_I \geq 2.4$ V	$V_I \leq 0.4$ V	PWM Output at Q1
$V_I \geq 2.4$ V	$V_I \geq 2.4$ V	PWM Output at Q2

Copyright © 1983 by Texas Instruments Incorporated

TEXAS INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 270122 • DALLAS, TEXAS 75225

6-107

Voltage Regulators

6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES TL493, TL494, TL495 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

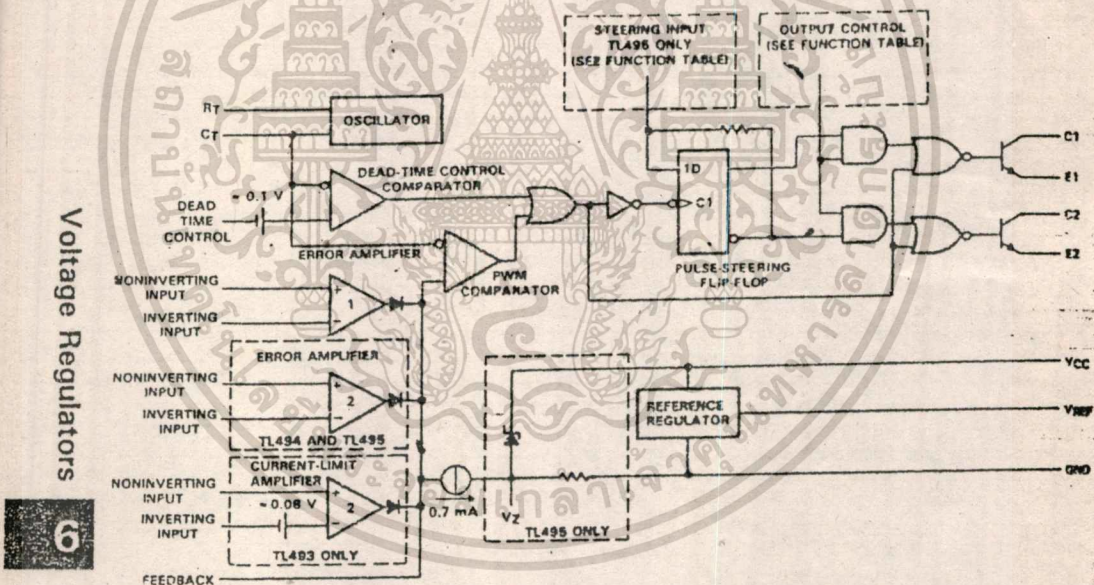
description (continued):

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. Each device provides for push-pull or single-ended output operation, which may be selected through the output-control function. The architecture of these devices prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL493 and TL494 are similar, except that an additional error amplifier is included in the TL494 instead of a current-limiting amplifier. The TL495 provides the identical functions found in the TL494. In addition, it contains an on-chip 39-volt zener diode for high-voltage applications where V_{CC} is greater than 40 volts, and an output-steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop.

The TL494M is characterized for operation over the full military temperature range from -55°C to 125°C . The TL494 is characterized for operation from -25°C to 85°C . The TL493C, TL494C, and TL495C are characterized for operation from 0°C to 70°C .

functional block diagram



Voltage Regulators

6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TYPES TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS**

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range
(unless otherwise noted)

	TL494M	TL494I	TL493C TL494C TL495C	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	41	41	41	V
Amplifier input voltages	$V_{CC} + 0.3$	$V_{CC} - 0.3$	$V_{CC} + 0.3$	V
Collector output voltage	41	41	41	V
Collector output current	250	250	250	mA
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 2)	1000	1000	1000	mW
Operating free-air temperature range	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 50 seconds: J package	300	300	300	°C
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: N package		260	260	°C

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the network ground terminal.
2. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Table. In the J package, TL494M chips are alloy-mounted; TL494I and TL494C chips are glass mounted.

DISSIPATION DERATING TABLE

PACKAGE	POWER RATING	DERATING FACTOR	ABOVE T_A
J (Alloy-Mounted Chip)	1000 mW	11.0 mW/°C	59°C
J (Glass-Mounted Chip)	1000 mW	8.2 mW/°C	28°C
N	1000 mW	9.2 mW/°C	41°C

recommended operating conditions

	TL494M		TL494I		TL493C TL494C TL495C		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	7	40	7	40	7	40	V
Amplifier input voltages, V_i	-0.3	$V_{CC} - 2$	-0.3	$V_{CC} - 2$	-0.3	$V_{CC} - 2$	V
Collector output voltage, V_o		40		40		40	V
Collector output current (each transistor)		200		200		200	mA
Current into feedback terminal		0.3		0.3		0.3	mA
Timing capacitor, C_T	0.47	10 000	0.47	10 000	0.47	10 000	nF
Timing resistor, R_T	1.8	500	1.8	500	1.8	500	k Ω
Oscillator frequency	1	300	1	300	1	300	kHz
Operating free-air temperature, T_A	-55	125	-25	85	0	70	°C

Voltage Regulators

6

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 225012 • DALLAS, TEXAS 75265

6-109

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ES TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range. $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	TL494M			TL493C TL494M TL495C			UNIT
		MIN	TYP ²	MAX	MIN	TYP ²	MAX	
Output voltage (V _{out})	$I_o = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	4.75	5	5.25	V
Load regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$	2		25	2		25	mV
Line regulation	$I_o = 1\text{ to }10\text{ mA}$		1	15		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		0.2	1	0.2	1		%
Short-circuit output current ³	$V_{out} = 0$	10	35	50		35		mA

oscillator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	TL493M			TL493C TL494M TL495C			UNIT
		MIN	TYP ²	MAX	MIN	TYP ²	MAX	
Frequency	$C_1 = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, $R_1 = 70\text{ k}\Omega$		10			10		kHz
Standard deviation of frequency ⁴	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_A = 10\text{ }\mu\text{A}$ constant		10			10		%
Frequency change with load ⁵	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_A = 10\text{ }\mu\text{A}$		0.1			0.1		%
Frequency change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$, $R_1 = 70\text{ k}\Omega$		12			12		%

amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ²	MAX	UNIT
Input offset voltage (current limit)	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_A = 10\text{ }\mu\text{A}$ (TL493 only)	2		10	mV
Input offset current	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_A = 10\text{ }\mu\text{A}$	25		150	nA
Input offset current	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $I_A = 10\text{ }\mu\text{A}$	0.2		1	μA
Common-mode input voltage range	Error	0.5		10	V
	Current limit (TL493 only)	$V_{CC} - 2$			
Open-loop voltage amplification	Error	70		95	dB
	Current limit (TL493 only)	90			
Unity-gain bandwidth				800	kHz
Common-mode rejection ratio	Error	65		80	dB
	Current limit (TL493 only)			70	
Output sink current (pm 3)	$V_{ip} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, $V_{ipm} = 0.5\text{ V}$	0.3		0.7	mA
Output source current (pm 3)	$V_{ip} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$, $V_{ipm} = 0.5\text{ V}$	-2			mA

¹ For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

² All typical values except for parameter changes with temperature are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

³ Duration of the short-circuit should not exceed one second.

⁴ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula $\sigma = \sqrt{\frac{\sum (x_i - \bar{x})^2}{n-1}}$

Voltage Regulators

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range. $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$
(unless otherwise noted)

output section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL493M			TL493C TL494, TL494C TL495C			UNIT
		MIN	TYP ¹	MAX	MIN	TYP ¹	MAX	
Collector off-state current	$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$	2	100		2	100	μA	
Emitter off-state current	$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-150		-100	μA	
Collector-emitter saturation voltage	$V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$	1.1	1.5		1.1	1.3	V	
Emitter-follower saturation voltage	$V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$	1.5	2.5		1.5	2.5	V	
Output control input current	$V_I = V_{ref}$		3.5			3.5	mA	

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
Input bias current (pin 4)	$V_I = 0$ to 2.5 V		2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output	$V_{ref} = 0$		45		%
Input threshold voltage (pin 4)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0		

pwm comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
Input threshold voltage (pin 3)	Zero duty cycle	0.3	0.7	4	V
Input sink current (pin 3)	$V_{ref} = 3 < V_I < 2.5\text{ V}$				mA

steering control (TL495 only)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	MAX	UNIT
Input current	$V_{ref} = 0$, $V_I = 2.5\text{ V}$		-200	μA

zener-diode circuit (TL495 only)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
Breakdown voltage	$V_{CC} = 41\text{ V}$, $I_Z = 5\text{ mA}$		38		V
Sink current	$V_{ref} = 1\text{ V}$		0.3		mA

total device (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
Standby supply current	Pin 6 at V_{ref} All other inputs and outputs open		6	10	mA
Average supply current	$V_{pin 4} = 2\text{ V}$		9	15	mA
			7.5		mA

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP ¹	MAX	UNIT
Output voltage rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	ns
Output voltage fall time	See Figure 3		25	100	ns
Output voltage rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		30	100	ns
Output voltage fall time	See Figure 4		40	100	ns

¹All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$

Voltage Regulators

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

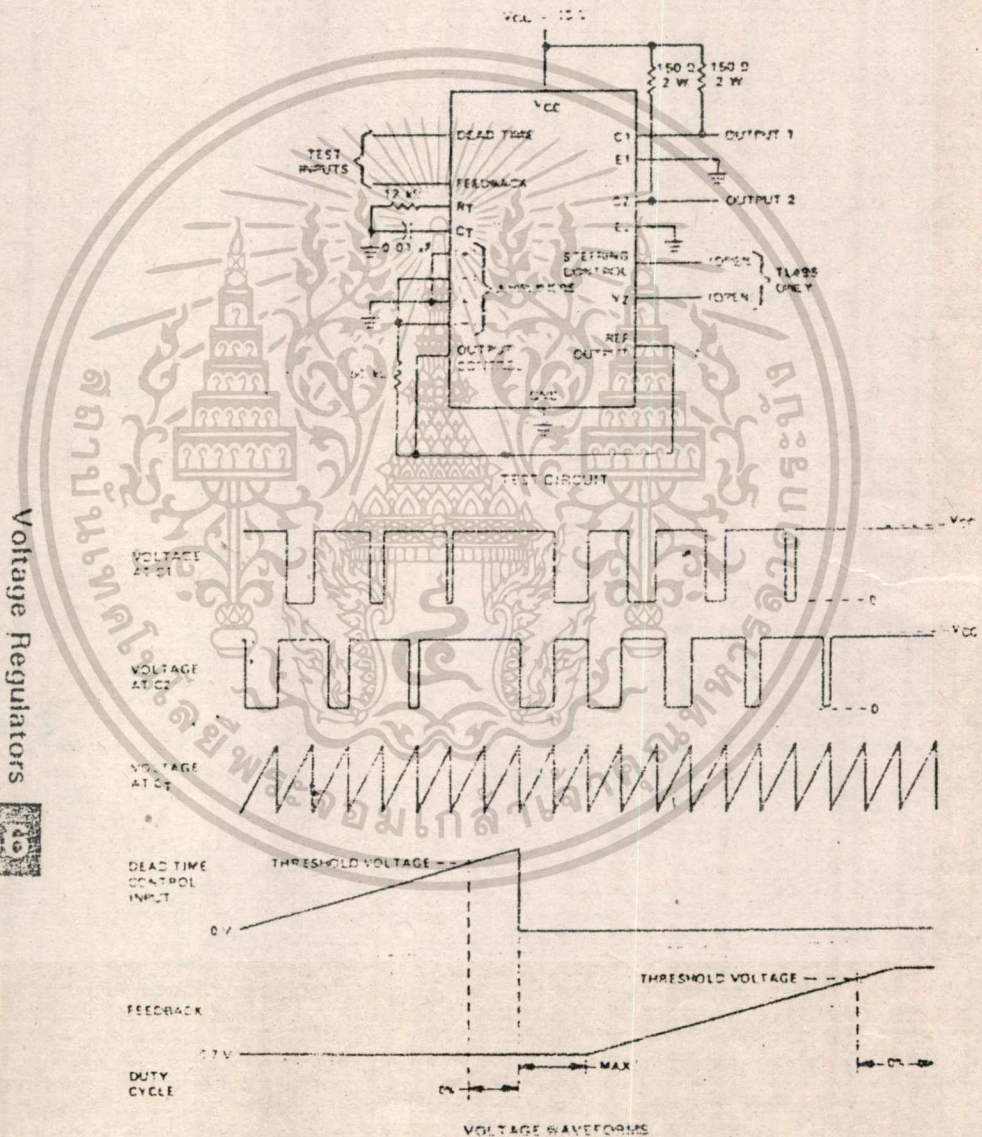


FIGURE 1—OPERATIONAL TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

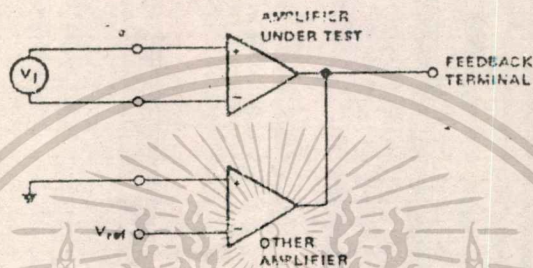


FIGURE 2 - AMPLIFIER CHARACTERISTICS

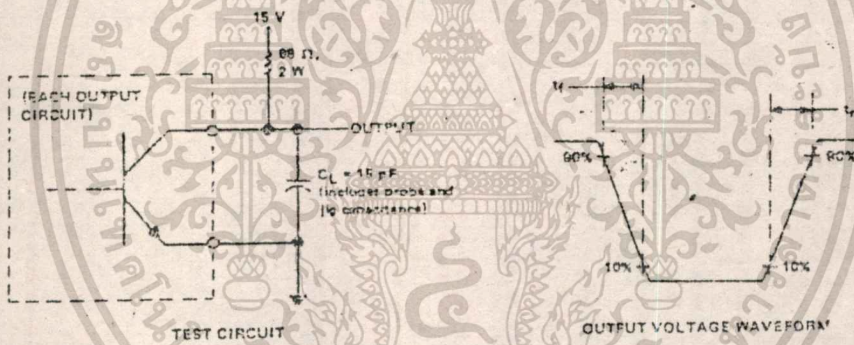


FIGURE 3 - COMMON EMITTER CONFIGURATION

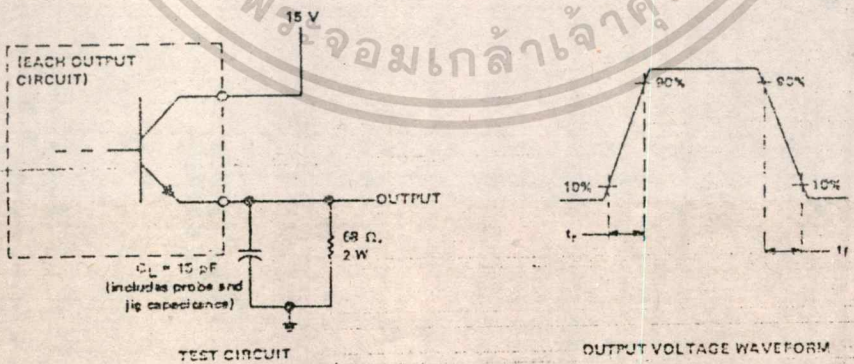


FIGURE 4 - EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION

Voltage Regulators



TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 725012 • DALLAS TEXAS 75273

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPES TL493, TL494, TL495
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

TYPICAL CHARACTERISTICS

OSCILLATOR FREQUENCY and
FREQUENCY VARIATION¹ vs
TIMING RESISTANCE

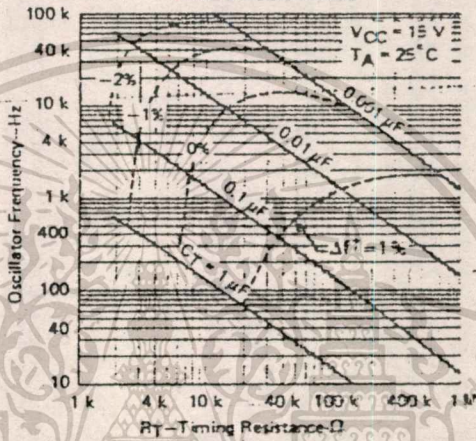


FIGURE 5

AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
FREQUENCY

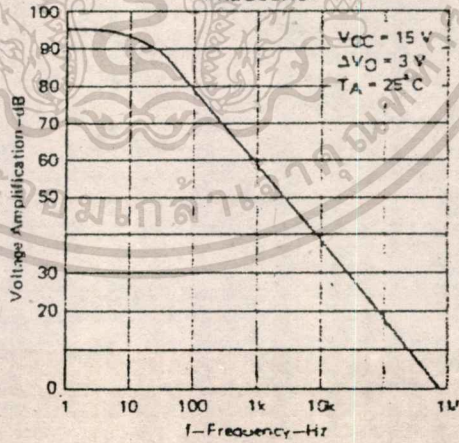


FIGURE 6

¹Frequency variation ($\Delta f/f$) is the change in oscillator frequency (%) that occurs over the full temperature range.

Voltage Regulators



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

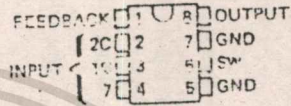
LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

TYPE TL496C
9-VOLT POWER-SUPPLY CONTROLLER

D2486, AUGUST 1978—REVISED AUGUST 1983

- Internal Step-Up Switching Regulator
- Fixed 9-Volt Output
- Charges Battery Source During Transformer-Coupled-Input Operation
- Minimum External Components Required (1 Inductor, 1 Capacitor, 1 Diode)
- 1- or 2-Cell-Input Operation

P DUAL-IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)



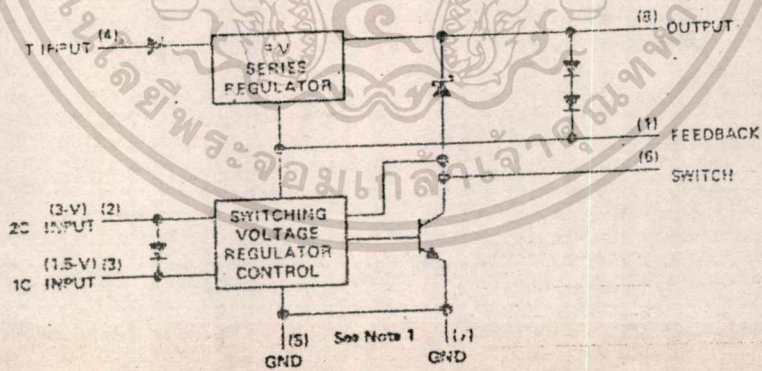
Pins 5 and 7 are connected together internally.

Description

The TL496 power supply control circuit is designed to provide a 9-volt regulated supply from a variety of input sources. Operable from a 1- or 2-cell battery input, the TL496 performs as a switching regulator with the addition of a single inductor and filter capacitor. When ac coupled with a step-down transformer, the TL496 operates as a series regulator to maintain the regulated output voltage and, with the addition of a single catch diode, time shares to recharge the input batteries.

The design of the TL496 allows minimal supply current drain during stand-by operation (125 μ A typical). With most battery sources this allows a constant bias to be maintained on the power supply. This makes power instantly available to the system thus eliminating power-up sequencing problems.

Functional block diagram



NOTE 1: Pins 5 and 7, though connected together internally, must both be terminated to ground to ensure proper circuit operation.

Copyright © 1982 by Texas Instruments Incorporated

TEXAS INSTRUMENTS

6-115

Voltage Regulators



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Practical Design Examples

- Design of a 2.8 kW Off-Line Switcher Using PWM Push-Pull Converter 94
- Microprocessor-Controlled Digital Shunt Regulator 105
- Multiphase Operation of Self-Oscillating Switching Regulator 119
- Dc-dc Converter Maintains High Efficiency 123
- Linear Power Supplies 127
- Improvements to Power Supplies 128

DESIGN OF A 2.8 kW OFF-LINE SWITCHER USING PWM PUSH-PULL CONVERTER

Design of an off-line 2.8 kW switcher employing pulse width modulated push-pull converter as power stage is presented including step by step design procedure which eliminates trial and error approach and results in small man-hours spent in the development. This regulator presently working in our electronics laboratory has exhibited good stability with a phase margin of 65 degrees while transforming 165 Vdc (rectified from a single phase line) into 280 Vdc isolated output. It has a line regulation of less than 0.5% over ± 20 V input change and a load regulation of 0.5% for a load change from 800 W to 2500 W. This switcher has high efficiency of 90% and high power/weight ratio of 560 W/lb with water cooling.

1.0 Introduction

The off-line switcher takes an important place in power processing electronics and has received considerable attention because of its superior performance, i.e., it eliminates the use of a huge low frequency transformer, exhibits very high efficiency, has high power/weight ratio and offers high reliability. Such an off-line switching regulator employing a pulse width modulated push-pull converter as the power stage has been designed and built to transform unregulated 165 Vdc into a regulated 280 Vdc, delivering a power of about 2.8 kW. Single phase ac line voltage (110 V) is rectified and filtered resulting in 165 Vdc unregulated input voltage to the switcher. The switcher contains the push-pull converter power stage, isolated secondary, rectifiers, two stage LC filters, flux imbalance correction circuit, feedback control circuitry, regulating pulse width modulator, optoisolators, and base drivers.

The following are the important specifications of this off-line switcher:

Input	Single phase ac 110 V $\pm 15\%$ 60 Hz
Output	Isolated regulated dc 280 V
Power	2.8 kilowatts max.
Regulation	Better than 1% for a line change of ± 20 V Better than 1% for a load change

Ripple	from 1.0 kW to 2.5 kW Less than 2% (voltage) over complete operating range
Protection	Overcurrent and short circuit protection
Start Up	Ramp, no large inrush current expected

The ac input, after rectification becomes unregulated dc input to the switcher with 120 Hz ripple components. An off-line switcher as per the above specifications has been designed, built and tested. This switcher has shown expected performance and thus resulted in this paper.

Thus, the main goal of this paper is to present the design of the off-line switcher including the experimental results. After a brief introduction in Section 1, the complete system is described in Section 2. Section 3 presents design of various building blocks, i.e., power stage transformer, rectifier diodes, inductors, turn-on and turn-off snubber, etc. Design of various building blocks will be dealt with step by step procedure which avoids trial and error approach and results in fewer man hours spent in the overall development. Section 4 presents the selection of the various components, i.e., power transistors, diodes for rectification and for snubbers, regulating pulse width modulator, optoisolator, etc. Section 5 deals with the closed loop operation of the push-pull converter to maintain the isolated output at a constant voltage. Experimental results are presented in Section 6, and the final section gives helpful conclusions. It is hoped that

*This paper is co-authored by P.R.K. Chetty, Mirza A. Beg, John Dhyanchand and Don Fair.

This work was supported in part by subcontract of N00024-79-C-6022 from Hughes Aircraft Systems and in part by Sundstrand Project Division.

Reprinted with permission from the *Proceedings of the fourth international PCIM/Motorcon Conference*, held in March 29-31, 1982, in San Francisco, CA. Copyright © 1982 by Intertec Communications, Inc.

this paper will result in helpful reference for power system designers.

2.0 Description

Figure 1 shows the block schematic of the 2.8 kW off-line switcher using pulse width modulated push-pull converter power stage. It consists of a bridge rectifier to convert single phase 110 V 60 Hz ac into dc (V_{IN}) and a capacitor filter to filter the ripple content. This is fed into a pulse width modulated push-pull converter power stage which transforms unregulated dc at the input square wave ac at the output of the push-pull transformer to a higher voltage level. This ac square wave is full wave rectified and filtered using two stage second order (LC) filters to result in a pure dc. This dc voltage (V_O) is scaled down and is compared with a stabilized reference source (V_R). The error voltage is amplified, compensated for stable operation of the regulator and fed into a pulse width modulator. The pulse width modulated (PWM) output is used

to generate bi-phase PWM signals which drive the alternate power switching transistors, first processing through optoisolators to get isolation and then amplified by the base drive stage. Thus, the isolated output (V_O) is regulated at a predetermined level.

The push-pull converter power stage has been selected for the switcher because of the following reasons: A) Output needs to be isolated. Complete input to output isolation is achieved by using optoisolator in addition to push-pull transformer. B) Output voltage is higher than the input voltage. C) The transformer becomes smaller as the positive and negative portions of the BIF hysteresis loop has been completely utilized. As the flux swing in the transformer core is in both directions, the transformer design becomes more efficient. D) It can use relatively low power devices. E) This configuration reduces the output ripple by doubling the current ripple frequency to the output filter. Depending upon the availability of switching power transistors and diodes at these power levels, a switching frequency of 50 kHz (referred to the

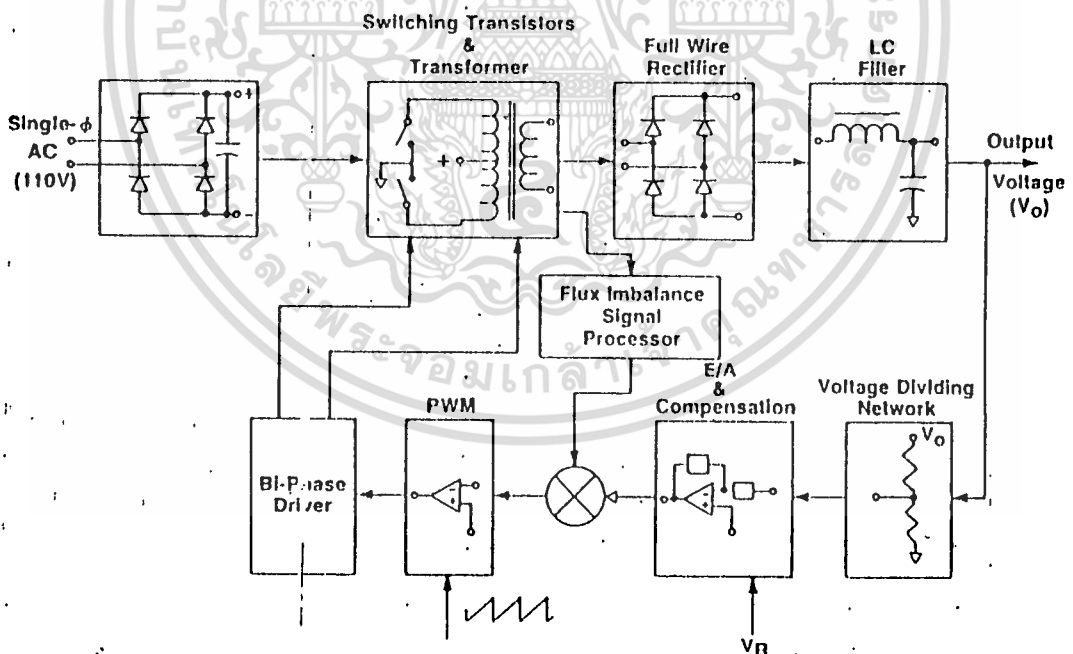


Fig. 1. Block schematic of the 2.8 kW Off-line Switcher. Under specifications the input is mentioned as single phase ac 110 V, 60 Hz. In fact, an alternator is used as input source which had some series inductance always. Hence no physical inductance is shown in rectification and filtering.

secondary of the transformer and 25 kHz referred to the BH-hysteresis curve of the transformer) is selected. Further, frequencies below 20 kHz produce audible noise in the form of hum.

A pulse width modulated push-pull converter is a two phase buck converter with isolation. [1] The dc and ac relationships and behavior of the pulse width modulated push-pull converter is the same as that of a buck converter but with the transformer primary to secondary turns ratio. As there will be some voltage drop across the rectifier diodes at these power levels; the secondary voltage of the transformer shall be more to compensate such voltage drops.

Hence

$$V_o = V_s - V_D$$

and

$$V_s = V_p \cdot D \cdot (N_s/N_p)$$

where V_p is the voltage across transformer primary, V_s is the secondary voltage, V_D is accounted for diode and other voltage drops, N_s is the secondary number of turns and N_p is the primary number of turns. N_s/N_p is calculated using the values of V_o , V_p and V_D . Now depending upon the ratio of N_s/N_p and the value of D , the output voltage can be greater or smaller than the input voltage.

Though Fig. 1 shows the ideal switches, in practice they are switching power transistors and are the most highly stressed components. Hence they shall be protected from overstresses so that their operating point always lies safely within the respective safe operating areas whether the transistor is forward biased or reverse biased. This is taken care of by using appropriate turn on and turn

off passive snubbers.

Before the transistor is turned on, current through the transistor is ideally zero and voltage across the transistor is the input voltage. When the transistor is turned on, the current through the transistor builds up faster than the voltage decrease across the transistor finally to reach saturated collector-emitter voltage. In this transition, large voltage and current are simultaneously present which stress the transistor. To alleviate this problem a turn-on snubber (Fig. 2A) is added which consists of a series inductor in series with the transistor. Now, when the transistor is turned on, the series inductor opposes any current change through itself, thereby delaying the current build-up. This allows the transistor to reach saturated voltage level before its current raises appreciably. Thus simultaneous occurrence of large current and voltage is avoided.

When the transistor is on, the current through the transistor is maximum and the voltage across its collector-emitter is minimum. But when the transistor is turned off, the transistor collector voltage raises fast before its current can reduce to zero resulting in simultaneous occurrence of large current and voltage. This is reduced by using turn-off snubber (Fig. 2B) which is a RCD polarized snubber. Now when the transistor is turned off, collector voltage tries to raise, the snubber diode forward biases, capacitor holds the voltage and delays the voltage raise accepting some of the collector current. Thus simultaneous occurrence of large current and large voltage is reduced. In addition, some of the energy normally dissipated in the transistor is stored in the capacitor. Subsequently, when the transistor turns on again, the capacitor discharges through the resistor dissipating the stored energy.

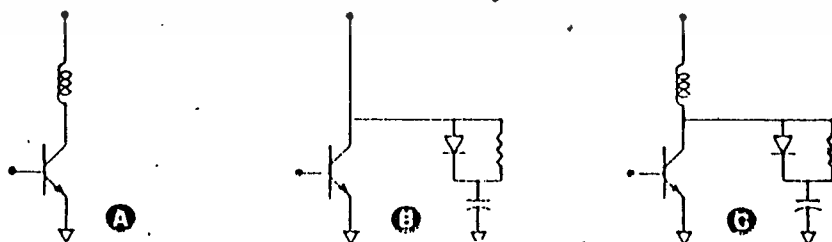


Fig. 2. Transistor switch snubber network.

As the push-pull transformer is dc coupled, most often the core of the transformer walks into saturation at high power and voltage levels. Hence, a flux imbalance correction circuit is employed to protect from this problem. This regulator in addition to above features has over-current and short circuit protection. Also it has a smooth startup circuit such that it does not demand large inrush currents which requires large input filter capacitor.

A steady state duty ratio of 70% is used in the design in view to achieve less harmonic generation in the output. The Fourier analysis shows that the higher the duty ratio—the lower the harmonics generated, and filtering becomes easy. Though a higher duty ratio might have been selected, to allow enough flexibility for better transient response, 70% is selected. The off-line switcher which uses a PWM push-pull converter power stage is designed to operate in continuous inductor conduction mode over complete output power range and is duty ratio programmed. With the specifications included in the introduction the design of various building blocks is dealt with below:

3.0 Design of Off-Line Switcher

Various building blocks are considered one after another.

3.1 Transformer

At frequencies above 20 kHz, eddy current losses are much greater than hysteresis losses. This can be minimized by the use of very thin laminated cores of 1 or 2 mil thick. A comparison study is carried out to help in the selection [2,3] of the proper material and the results are presented in Table I. Following are the design specifications for the transformer core selection:

Power Output	=	2800 Watts
Operating Frequency (F)	=	25000 Hz
Operating Flux Density (B)	=	4 kG
Lamination Thickness	=	1 Mil
Curie Temperature	>	300° C
Minimum Core Losses		
Smaller Size and Weight		

Table I. Characteristics of Magnetic Materials.

Material By Trade Names	Composition	Saturation Flux Density (KG)	Core Recommended Operating Frequency	Losses w/lb. at 5 KG 25 kHz	Smallest Thickness Available (MIL)	Curie Temperature 0° C.
1. Selectron Magnesil Microsil Supersil	3% Si 97% Iron	15 - 18	60 - 100 Hz	300*	1	450
2. Orthonal Deltamax 49 Square Mu	50% Ni 50% Iron	14 - 16	60 - 8000 Hz	160	1	500
3. 4 - 79 permalloy sq. permalloy 80 sq. mu 79	79% Ni 17% Iron 4% Moly.	6.6 - 8.2	1 kHz - 75 kHz	55	1	460
4. Supermalloy	78% Ni 17% Iron 5% Moly.	6.5 - 8.2	1 kHz - 75 kHz	35	1	360
5. Supermendur	49% Co 2% Va 49% Iron	22 - 24	0.75 kHz - 1.5 kHz	#	2	940
6. Ferrite Cores †	Mn Zn Ni Zn	3 - 5 3 - 5	10 kHz - 2 Mhz 200 kHz - 100 MHz	≈ 88 ≈ 88		300, 450

*Extrapolated;

Not available for 4 kHz. Seems losses too high at this flux density & frequency.

† Maximum power handling capabilities of presently available ferrite cores are less than 1 kw per core.

To meet these specifications, it is clear from the comparison Table 1 that Permalloy 80 is optimum choice to keep the core losses to a minimum. Using the formula for power handling = 13. W/B.F, MC0017-1D C-Core has been selected. Now the primary turns (NP) are determined using Faraday's law:

$$NP = (VP \cdot 10^8)/(4B \cdot AC \cdot F)$$

where AC = core cross sectional area in sq. cm. NS is calculated using the primary to secondary turns ratio. Current density is determined using the formula [4]:

$$J = KJ \cdot AP^{-0.14} \text{ AMP/SQ CM}$$

where KJ is the constant related to core configuration and is equal to 468 for C-core at 50° C. AP is the area product in CM² and is equal to 2.52 CM² and the wire gauge is given by:

$$AWG = IRMS/J$$

and

$$IRMS = SQ RT [P/D]$$

Core losses are found from the data, core losses per pound provided by the manufacturer. Details of the transformer are summarized below:

Core MC0017-1D

AC	=	3.2 CM ²
VP	=	168.5 V
WA	=	5 CM ²
NP	=	14 turns of a rectangular wire (EQ #9 AWG)
NS	=	35 turns of #14 AWG
RP	=	0.0033 Ohm
RS	=	0.0256 Ohm
Window factor	is	51%
Copper losses	=	4.12 W
Core losses	=	14.4 W
B operating	=	3.75 KG

3.1.1 Transformer Winding Technique

During turn off, low leakage inductance helps by reducing voltage stress on power transistor and snubber diode. Whereas, during turn on, high leakage inductance helps by reducing current stress on the power transistor. It is not physically possible to provide variable leakage inductance in the transformer. So, it is better to reduce the leakage inductance of the transformer as much as possible. Then, by means of a separate swinging choke connecting in series it is possible to take care of variable inductance property during "on" and "off" to minimize stress on power transistor and snubber diode.

Close coupling between primary and secondary is necessary to reduce the leakage inductance of the transformer. This is achieved by interleaving both windings and evenly spreading over both legs.

For example, following are the measured leakage inductances for two types of windings by a bridge.

A) Leakage inductance when both windings on the same leg with out interleaving (primary first and secondary on top) is 3 μ H.

B) Leakage inductance when both windings evenly spread over on both legs with interleaving is 0.9 μ H.

3.2 Rectification

Full-wave rectification can be achieved using two configurations, i.e., one consisting of a center tap transformer secondary followed by use of two rectifiers appropriately, and second consisting of a non-center tap secondary followed by the use of bridge rectifiers. Though the second configuration uses more semiconductor devices, the first configuration could not be used because the ratings of the diodes shall be two times the secondary voltage. This comes to 840 V and there are no fast recovery diodes available at this voltage level with a current of around 7 amperes. Hence, full-wave rectification using bridge rectifiers has been selected. In this case the voltage rating of the diode is 420 V only.

3.3 Filter Design

The less the current ripple the less the stresses on the power transistors and diodes. To have a lower output ripple voltage and current, a two stage LC filter is chosen. A maximum current of 13.5 A is assumed as the dc current is 10 A corresponding to 2.8 kW. A voltage drop of 5 volts is assumed across the second filter inductor. Now the value of the first inductor is calculated using the formula:

$$L = VL \cdot dT/dI$$

where V_L is the voltage across the inductor, dT is the on duration and dI is inductor peak-to-peak current. Assuming a 3% voltage ripple across the first filter capacitor, the value of the capacitor is calculated using:

$$C = dI \cdot TS / 8 \cdot dVC$$

where dI is the inductor peak-to-peak current, TS is the switching period, dVC is the ripple voltage across the capacitor. Following are the values of the inductor and capacitor:

$$L = 300 \mu H \text{ and } C = 2 \mu F$$

Now let us check whether this value of inductor can keep the system operating in continuous inductor conduction mode. This is true if $[2L/R \cdot TOFF]$ is greater than 1. This constant came to 1.5 at minimum load and 3.2 at full load.

3.3.1 Core Material Selection

Commonly ferrite and molypermalloy powder (MPP) core materials are selected for filter inductors used in pulse-width modulated (PWM) switching regulators. MPP cores operating with a dc bias of 0.3 tesla have only about 80% of original inductance with very rapid falloff at higher densities. Compared to MPP cores, C-cores and cut cores fabricated from grain-oriented silicon steel have approximately four times the useful flux density capability while retaining 80% of the original inductance at 1.2 tesla. Silicon steel cores also provide greater flexibility in the design of high

frequency inductors because the air gap can be adjusted at any desired length and because the relative permeability is high even at high dc flux density. Use of these cores will result in smaller size and weight. However, the design of an inductor also frequently involves consideration of the effects of its magnetic field on other devices near where it is placed, as it can be picked up by the nearby circuit in highly dense electronic package. For this type of design problem it is frequently imperative to use a toroidal core. The magnetic flux in a MPP toroid can be contained inside the core more readily than in a C-type core, as the winding covers the core along the whole magnetic path length.

Ferrite E cores and pot cores offer the advantage of low cost and low core losses at high frequencies. However, there are no cores commercially available for kilowatt range power applications. Hence, MPP core has been selected for the present application.

3.3.2 Inductor Design

First, the energy handled by the inductor is calculated using the formula LI^2 where L is the inductance required with dc bias and I is the maximum dc current through the inductor. A core material of molypermalloy powder is chosen for this application as mentioned above because of its distributed air gap which supports large dc bias. Now using the dc bias core selector chart [5] and as highest permeability of 60μ is selected. The number of turns to get the required inductance is calculated using the formula:

$$N = 10^4 \sqrt{\frac{L}{L_{1000} \times \% \text{ permeability}}}$$

where L = desired inductance in μH at no load, L_{1000} = nominal inductance in μH per 1000 turns, and $\%$ permeability is obtained from permeability vs dc bias curves [5]. Dc bias or magnetizing force is calculated using the well known Ampere's law.

$$H = \frac{0.4 \pi NI}{l}$$

where H = magnetizing force in oe
 N = number of turns
 I = peak magnetizing current in amperes
 l = mean magnetic path in CM

From the above two equations it can be seen that % permeability is a function of H and H is a function of N , which is to be calculated. Hence, these two interdependent equations have been solved to calculate N . Assuming a window factor (WF) of 40%, knowing the core window (WC) in circular mils, value of N , wire area (AW) is calculated in circular mils using the formula:

$$WF = (AW \cdot N) / WC$$

Core losses are determined using core loss chart which permit calculation of core loss in ohm per millihenry and in watt per pound. Thus losses in watt per pound is given by:

$$P_c = 4 I^2 R \times 10^{-6}$$

$$B = \frac{E_{rms} \times 10^8}{4 A c N f}$$

$$E_{rms} = \sqrt{D(VI^+)^2 + (1-D)(VI^-)^2}$$

where VI^+ = Voltage across inductor during switch ON time

VI^- = Voltage across inductor during switch OFF time

Following similar procedure the second stage filter is also designed and details of filter inductors are summarized below:

Inductor 1

55083, 60 μ MPP Core
 M type Temperature Stabilized
 WA = 842700 CIR MILS
 AC = 1.072 Sq. CM.
 LM = 9.84 CM.
 Core Wt = 0.206 lbs.
 N = 85 of #14 AWG
 Core Losses = 2.3 W
 Copper Losses = 4.3 W

Permeability 49% at Full Load
 BAC = 910 Gauss

L = 585 μ H with no dc bias
 Inductor Weight = .39 lb.

Inductor 2

55083, 60 μ MPP Core
 M type, Temperature Stabilized
 WA = 842700 CIR MILS
 AC = 1.072 Sq. CM.
 LM = 9.84 CM.
 Core Wt = 0.206 lbs.
 N = 60 of #14 AWG
 Core Losses = Negligible
 Copper Losses = 1.7 W
 Permeability 55% at Full Load
 BAC = 40 Gauss
 L = 292 μ H with no dc bias
 Inductor Weight = .34 lb.

3.4 Snubber Diode Design

The snubber diode in the push-pull converter provides a low impedance path to the snubber capacitor and thus performs an essential function of allowing the turn-off current to flow through the capacitor when the transistor (Q1) turns off. The voltage at the anode end (D1) gradually increases and reaches input voltage. When the opposite transistor (Q2) turns on, the voltage at the anode end (D1) becomes twice the input voltage because of auto transformer action. Further, in the practical transformer, leakage inductance is not ideally zero resulting in a voltage peak ranging from 2.1 to 2.7 times the input voltage. Thus the diode shall be rated for this high voltage and to a peak current rating equal to the current through the transistor just before its turn off.

3.5 Snubber Design

It should be noted that the snubber designed to reduce transistor stresses during turn on tends to increase the stress during turn off, i.e., energy stored in the snubber capacitor increases the turn-on current and energy stored in the series inductor increases the turn-off voltage.

A "normal" size turn-on inductor is defined [6] as that which allows the transistor current to reach its final value at the same time as the voltage reaches zero. The "normal" size of turn-off capacitor is also similarly defined.

As per the definition, the normal sizes are:

$$\text{Inductance } L_N = V_{IN} \cdot T / (2 \cdot I_P)$$

$$\text{Capacitance } C_N = I_P \cdot T / (2 \cdot V_{IN})$$

where I_P is the current just before transistor turns-off.

$$T = 1.0 \mu\text{s (assumed)}$$

It is found that the overall losses will be minimum when losses in switching transistor equals the losses in snubbers [6] and thus the optimum values of L and C are given by:

$$L = 4/9 L_N \text{ and } C = 4/9 C_N$$

Calculated values of $L = 1.1 \mu\text{H}$ $C = 0.045 \mu\text{F}$

Details of the snubber L, C as used are summarized below:

Series Inductor

Core	55120-M4
LM	4.1 CM
AC	0.192 sq. CM
Core Weight	0.24 Oz
H	118 oe
L	1.3 μH at Full Load
Number of Turns	11 of #14 AWG

Shunt Capacitors 0.05 μH

3.5.1 Transistor and Snubber Losses

$$\text{Transistor energy loss during turn on} \\ E(\text{TR-ON}) = V_{IN} \cdot I_P \cdot TS/2 \left(1 - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{L}{LN}} + \frac{L}{2 LN} \right)$$

$$\text{Transistor energy loss during turn off} \\ E(\text{TR-OFF}) = V_{IN} \cdot I_P \cdot TS/2 \left(1 - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{C}{CN}} + \frac{C}{2 CN} \right)$$

$$\text{Energy stored in turn on snubber} \\ E(L) = L \cdot I_P^2/2 = V_{IN} \cdot I_P \cdot TS/4 (L/LN)$$

$$\text{Energy stored in turn off snubber} \\ E(C) = C \cdot V_{IN}^2/2 = V_{IN} \cdot I_P \cdot TS/4 (C/CN)$$

$$\text{Power loss in transistor during turn on} \\ = E(\text{TR-ON}) / TS \\ = 21.7 \text{ W}$$

$$\text{Power loss in transistor during turn off} \\ = E(\text{TR-OFF}) / TS \\ = 22.85 \text{ W}$$

$$\text{Power loss in transistor during on period} = 12 \text{ W}$$

$$\text{Total Transistor Loss} = 56.55 \text{ W}$$

$$\text{Turn on snubber loss (both sides)} \\ = E(L) \cdot 2 / TS \\ = 40 \text{ W}$$

$$\text{Turn off snubber loss (both sides)} \\ = E(C) \cdot 2 / TS \\ = 37.2 \text{ W}$$

$$\text{Total snubber loss} = 77.15 \text{ W}$$

3.6 Base Drive

The circuit should be simple and reliable. The on and off states shall be ensured with no false triggering due to noise or other effects. A positive current pulse with proper rise time is required for proper switch turn-on and relatively large negative base drive is required for fast turn off. The design and operation is self-explanatory from the circuit diagram shown in Fig. 3. To suppress the line-transients, the base drive circuit uses bypass capacitors at appropriate places.

4.0 Component Selection

4.1 Power Switching Transistor

As described above, the power transistor

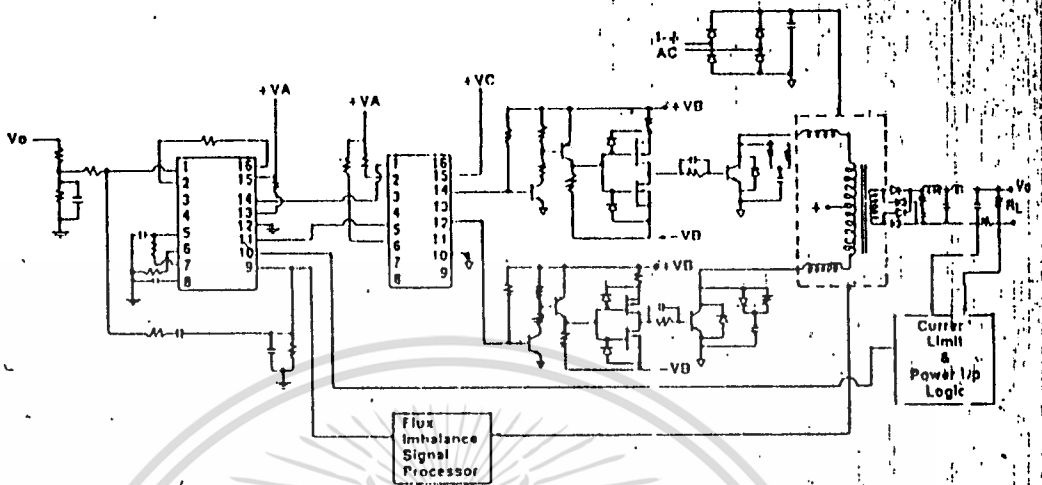


Fig. 3. Detailed circuit diagram of the off-line switcher.

switch is the component which is stressed most. These stresses are of three kinds:

- a) When the transistor is off, lower leakage current and input voltage.
- b) When the transistor is on, large on current and collector to emitter saturated voltage.
- c) When the transistor is turning on and when turning off. This is the transition state, during which large voltage and large current are simultaneously present, stress the transistor to a maximum.

From the design data and survey made to locate a suitable transistor as a power switch, having selected the push-pull configuration for power stage, resulted in the selection of PT4503 PowerTech transistor, which meets all the design requirements.

4.2 Diodes

Motorola MR1376 diode has been selected to meet the requirements of rectifier diodes as well as snubber diodes. Following are the characteristics of MR1376 diodes:

Maximum Current = 12 A

Maximum Reverse Voltage = 100 V
Recovery Time = 300 nsec

4.3 Capacitors

Polypropylene low ESR capacitor with large ripple current capability have been selected for power filter stage. Stabilized mylar capacitors have been used in the control circuitry.

4.4 Control IC

There are many manufacturers who produce integrated circuits for use in switching power supplies. From the past experience of using various control ICs and from the study carried out resulted in concentrating the comparison of such regulating pulse width modulator ICs to only the following ICs from third and latest generation. They are 1524, 1525/1527, 1526 and 1525A/1527A. Each of these ICs contains all the control circuitry for regulating power supply. This includes the stabilized voltage reference source, error amplifier, oscillator, pulse width modulator, pulse steering flip-flop, dual alternating switches and shut down provision. Use of blanking pulse to both outputs ensures that there is no possibility of having both outputs on simultaneously during transitions.

In addition to these common features, the comparison in Table 2 shows some of the different features each of these four ICs have. From the table we selected 1527A for our application as most suitable IC.

4.5 Optoisolator

6N134 dual channel hermetically sealed optically coupled logic gate has been selected for obtaining complete input to output isolation. This optoisolator is more suitable for the present application compared to other optoisolators. It has 25 mA drive capability (each channel) with a current transfer ratio of about 400% and is of inverting type with a light emitting diode and a unique high gain integrated photon detector. The output of the detector is an open collector Schottky clamped transistor.

This unique dual coupler design provides maximum

dc and ac isolation between each input and output.

5.0 Compensation

For a system to be stable, the loop gain shall fall below unity by the time total phase shift of the system reaches 360 degrees. The power stage filter has a corner frequency of 5.2 kHz and gain decreases with -40 dB slope starting from that frequency. Conventional dominant pole frequency compensation is employed to stabilize the switcher. Dominant pole frequency and the overall loop gain are selected such that the loop gain crosses the zero dB line at about 2 kHz with -20 dB slope. A pole-zero pair is placed such that pole starts at zero frequency and zero frequency lies below the dominant pole frequency. This increases

Table 2. Comparison of Regulating Pulse-Width Modulators.

Parameter	1524	1526*	1525/1527	1525A/1527A
Latches PWM to prevent multiple pulses.	No	Yes	No	Yes
Independent dead time control	No - deadtime is a function of timing capacitor	Yes	Yes	Yes
Common mode range of error amplifier	3.4 V maximum	Up to reference Voltage (5.1 V)	Up to reference Voltage (5.1 V)	Up to reference Voltage (5.1 V)
Internal clamp diode & current source for soft start	Not Available	Available	Available	Available
Separate sync terminal	Not Available, but can be synch.	Available	Available	Available
Temperature output	No	Yes	Yes	Yes
Operating frequency	> 100 kHz	1 Hz to 400 kHz	100 Hz to 400 kHz	100 Hz to 500 kHz
Presence of internal current limiting amplifier	Yes. Sensing is possible only in ground line	Digital current limiting with wide current limit common mode range	No	No
Input under voltage lockout	No	Yes	No	No

*This IC has provision for symmetry correction inputs. PWM comparator has hysteresis. TTL/CMOS compatible logic inputs.

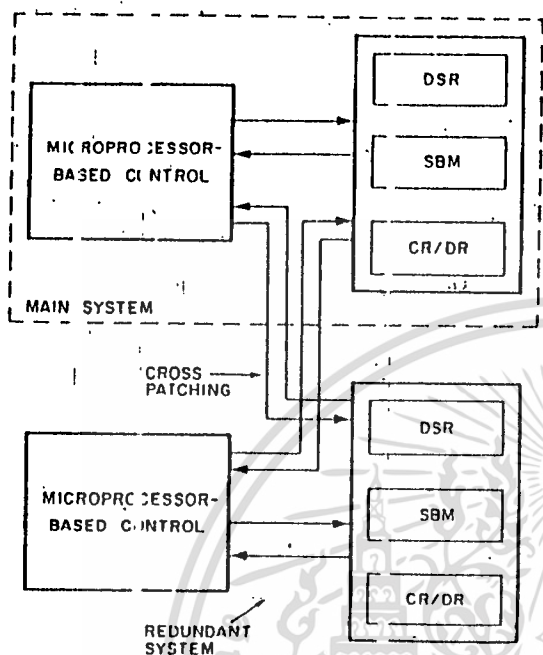


Fig. 18. An integrated system for digital shunt regulator, charge regulator/discharge regulator, and battery.

the chief advantage of a microprocessor based system.

The advantages arise from the ability to replace hardware with software, permitting decisions related to design parameters to be made at a later stage in the project. For example, if the system requires a modification, the change can be implemented by changing the software only, or at worst, software and minimal hardware. Such modifications are simple and less time consuming to implement than previous solutions which involve

MULTIPHASE OPERATION OF SELF-OSCILLATING SWITCHING REGULATOR

Introduction

With the continual improvement in the degree of sophistication, new demands are being made on the power conditioning systems such as switching regulators and dc-dc converters. Switching regulators have continued to gain popularity despite their tendency to generate EMI, because they exhibit or offer high efficiency over a wide range of

major hardware design changes. Thus the system capability is enhanced, flexibility is increased, and the design is faster and less expensive than the conventional approach. Moreover, the system can be modified in real time in response to natural component degradations or to anomalies.

Since the microprocessor need not be dedicated to the regulator, it can simultaneously be used for battery management and for charge regulator/discharge regulator control. This feature reduces overall component count, simplifies assembly and testing of the unit, and results in significant time saving. Because the overall system component count can be reduced the reliability can be increased. Implementation of a redundant system is easily done to further enhance the high reliability of the power system.

Acknowledgments

The authors wish to acknowledge the assistance of the Caltech Computer Science Department, whose facilities were used during development and testing of the microprocessor controller.

References

1. P.R.K. Chetty, "Spacecraft power systems—some new techniques for performance improvement," Ph.D. Thesis, Indian Institute of Science, Bangalore, India, 1978.
2. M.S. Inamure et al., "Microprocessor controlled battery protection system" IECEC 1975 Rec., pp. 1307-1717.
3. C. Gayet, "Battery management using microprocessors," ESA-SP-126, pp. 251-262, 1977.

input voltage. Low power loss also eliminates the need for large heat sinks and reduces the cost of the unit. In addition most of the significant developments in monolithic IC regulators have further enhanced the use of the switching regulators. Because of power handling limitations of semiconductor devices, such elements are quite often used in parallel in switching regulators to meet the high power requirements. In such a situation, the power

is shared in phase between the power handling devices, since all of them switch simultaneously. This simultaneous switching action creates problems in filtering and electromagnetic screening. Multiphase operation is employed primarily to minimize these problems.

The principle of multiphase operation of power conditioners of driven type has been already reported 1, 2, 3. Reference 2 has dealt with a driven type multiphase PWM shunt regulator whereas reference 3 dealt with a driven type two phase 100 watt PWM boost regulator. But there is no report of multiphase operation of the self-oscillating power conditioners. Self-oscillating power conditioners are preferred for their reduced complexity, size and cost compared to driven type switching power conditioners. The multiphase operation of self-oscillating power conditioner (switching regulator) is described below.

Theory of Operation

The principle of multiphase operation in self-oscillating power conditioners is implemented for PWM buck type regulator and similar implementation is possible for other system of power conditioners like PWM shunt regulator, PWM boost regulator, etc. The proposed PWM buck type regulator has been designed to work either on regulated bus or on an unregulated bus. Figure 1 shows a two phase version of the buck type regulator which can be extended to more number of phases as shown in dotted line. It comprises a ratio network to reduce the output voltage, a reference voltage source (V_{ref}) and an error amplifier (IC) to provide the PWM control signal. This signal is given to switch S_1 and also to the phaseshift network. The phase shifted control signal is given to the switch S_2 . Thus the series

switches S_1 and S_2 will be ON for a fixed duration and OFF for a fixed duration, but not simultaneously. There is a finite time lag between the two switches S_1 and S_2 , decided by the phase shift network which can be controlled but the duty cycle is maintained. If the self-oscillating frequency is $f (= 1/T)$, then the time delay adjusted is $T/2$ because this regulator is of two phase version. If this regulator is of n -phase version, then the phase shift or time delay from each other switch (S_1, S_2, \dots, S_n) will be adjusted to T/n .

The self-oscillating frequency of a regulator working on a regulated bus is almost constant, while on unregulated bus where the bus voltage varies over a range, the frequency varies over a small range. If a self-oscillating switching regulator of the type, what W.A. Peterson described 4, is employed then the operating frequency is stabilized

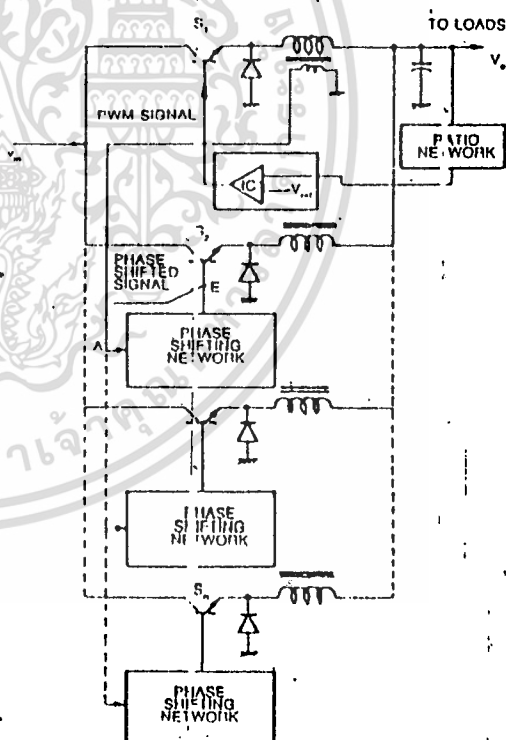


Fig. 1. Two phase buck regulator. Extension to n -phase is shown in dotted lines.

†Extracted from Ph.D Thesis of P.R.K. Chetty, entitled "Spacecraft Power Systems—Some New Techniques for Performance Improvement," Indian Institute of Science (I.I.Sc), India, 1978. Portions are reprinted with permission from the *Proceedings of the third ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar*, ESA-SP 126, pp. 149-153, Sept 21-23, 1977.

even if the input voltage varies. In any case, the phase shift or delay is adjusted with respect to higher frequency or lower period. The effect of this mode of operation is that the current is pumped sequentially into an output load at double the signal frequency. If there are n similar units, then the effective frequency is n times the signal frequency.

Description of Phase-Shift Network

Figure 2 shows the schematic of the phase shift network. This network consists of two monoshots and two exclusive-OR gates. The PWM control signal shown in Fig. 2A triggers both monoshots. Monoshot-1 is positive edge triggered and its output is shown in Fig. 2B. This is exclusive-ORed with the input PWM control signal and its output is shown in Fig. 2D: Monoshot-2 is negative edge triggered and its output is shown in Fig. 2C. This is exclusive ORed with the output of the previous

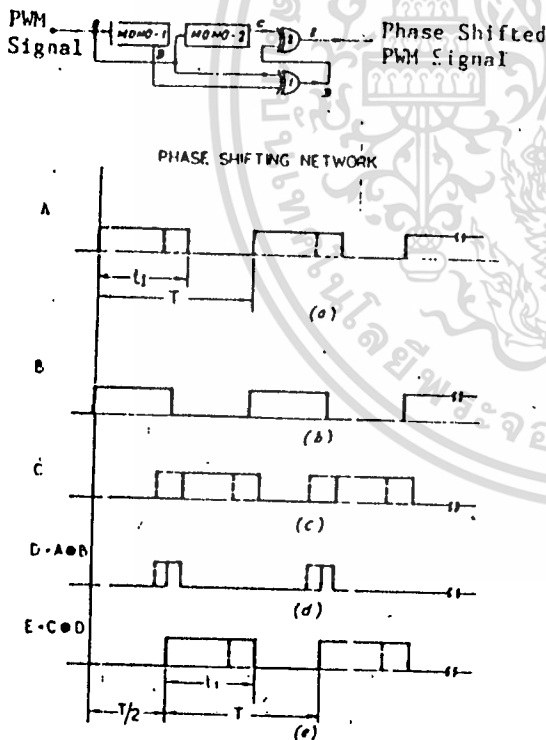


Fig. 1. Phase shifting network and its waveform at different points.

exclusive-OR gate output and is shown in Fig. 2E. Thus Fig. 2E shows the phase shifted PWM control signal whose duty cycle and frequency are the same as the original PWM control signal. The output pulse width of monoshots are adjusted to a period equal to $T/2$.

Any type of monoshots can be employed here, i.e., using a single NAND gate to two NAND gates or monoshot IC(SN74121) or discrete version. Similarly the exclusive-OR gate can be SN7486 or discrete version.

Design

The following specifications are considered for the design of two phase self-oscillating switching regulator.

- Input voltage (V_{in}) = 20 to 30 volts
- Output voltage = 12 volts
- Output current(I_o) = 1 amp
- No. of phases = 2
- Maximum output current = 1.1 amp
- Output regulation = $\pm 1\%$
- Output ripple (V_{pp}) = < 100 mV
- at load current
- Frequency of operation = 4-8 kHz
- Effective frequency of operation = 8-16 kHz

The control block shown in Fig. 3 is used to sense the output voltage and to provide a pulse width modulated signal which when used to control the transistor switches in the power stage, results in a regulated output voltage (V_o). An IC regulator is used in the design of this block as this is small, efficient, can switch very fast. This IC has also a built-in temperature compensated voltage reference source (V_{ref}). Scaled down output voltage V_o and built-in V_{ref} serve as inputs to IC regulator error amplifier. The output of IC regulator is a PWM waveform. The frequency of the PWM waveform varies as a function of input voltage, output voltage, load current, ripple requirement, hysteresis of the IC regulator error amplifier, the values of the output filter network. Small positive feedback is applied by employing R7 and

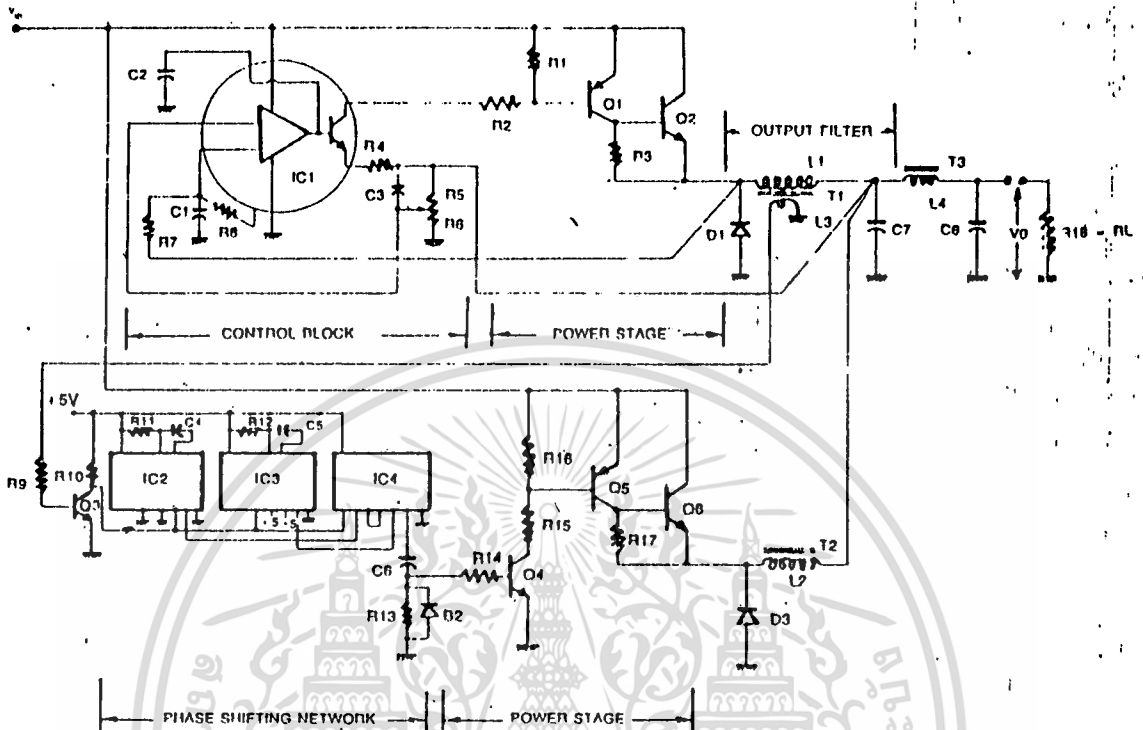


Fig. 3. Circuit diagram of two phase self-oscillating Switching Regulator.

R8 from the output for positive oscillations. The frequency is chosen depending upon the frequency response of the available components, mainly the power transistors, switching diodes, etc., and to

keep the weights of inductor and capacitor to a minimum. The value of C1 is selected experimentally for proper frequency compensation. The value of C2 and C3 are selected experimentally for keep-

Table 1. Performance of Two Phase Self-Oscillating Switching Regulator.

V _{in} (Volts)	I _{in} (mA)	V _o (Volts)	I _o (mA)	η (%)
18	800	11.93	1000	81.0
20	740	11.95	1000	80.7
22	685	12.01	1000	79.7
24	625	12.09	1000	78.9
26	585	12.09	1000	77.8
28	530	11.95	1000	78.8
30	500	11.93	1000	77.9

Self-oscillating frequency
 changed from about = 4 to 8.5 kHz
 Regulation (V_{in} = 18V - 30V) = < +/- 1%
 Ripple (V_{in} = 18V - 30V) = < 60 mV

Table 2. Comparison of Conventional Approach and Multiphase Approach for 4 Phase Operation.

Components required for	
Conventional Approach	Multiphase Approach
1 Regulator IC	1 Error amplifier
8 EX-OR gates	2 Voltage references
6 Monoshots	2 J-K Flipflops
4 Drivers	8 NAND gates
	4 Sawtooth generators
	4 Comparators
	4 Drivers

ing the output ripple to a minimum. The values of $L(L_1, L_2)$ and C_7 are calculated using the formulae given below:

$$L = \frac{(V_{in} - V_o) V_o}{2 \cdot f \cdot (I_{omax} - I_o) V_{in}}$$

$$C_7 = \frac{(V_{in} - V_o) V_o}{8 \cdot V_{in} \cdot L \cdot f \cdot f \cdot (V_{pp} - V_h)}$$

where V_h is a hysteresis of the IC regulator error amplifier.

Experimental Results

Figure 3 shows the detailed circuit diagram of the two phase self-oscillating switching regulator. This regulator was built and tests were carried out to evaluate its performance. Table 1 gives the performance of this regulator as observed under various input voltages. It is easy to see that the per-

formance closely follows the specifications.

The principle implemented here for buck type self-oscillating regulator, can also be implemented for boost and shunt regulators. Implementation of this principle to the driven type switching regulators reduces the parts count which is clear from Table 2 of comparison of conventional approach and multiphase approach for a four phase operation.

References

1. A. Bazin, "Etude du circuit de controle multiphase de la commande de n etages de puissance en parallel," Contract ESTEC No. 830/69/IIP, 1970.
2. D.M. Sullivan, "The multiphase PWM shunt," ESRO-SP-84, pp. 135-147, 1972.
3. A. Carraro, "Multiphase PWM boost regulator," Proceedings of Spacecraft Power Conditioning Seminar, 1977, ESA-SP-126, pp. 137-147.
4. W.A. Peterson, "A frequency stabilized free running dc to dc converter circuit employing pulse width modulated control regulation," IEEE Power Electronics Specialists Conference 1976, pp. 200-205.
5. P.R.K. Chetty, "Exclusive-OR circuit handles wide range of input levels without power supply," *Electronic Design*, Vol. 22, ED-4, pp. 78, 1974.

DC-DC CONVERTER MAINTAINS HIGH EFFICIENCY

Introduction

Dc-dc converters are widely employed in applications where there is a need for a particular voltage to operate an electrical or electronic system or equipment than the source voltage. Thus the dc-dc converters are used for stepping-up, stepping-down and for electrical isolation. These converters, when supplying constant power load, such as a PWM switching regulator, exhibit a lower efficiency at high input voltages, than at low input voltages. The PWM switching regulator draws constant power over a wide range of input voltages. A wide range of input voltages is normally expected

when the spacecraft passes from sunlit portion of the orbit to eclipse, or vice-versa. Under normal circumstances, the converter has to supply a constant power to the load, even when the input voltage undergoes large variation because the power load does not care for the input voltage variation and it takes always constant power.

The approach to the design of dc-dc converter presented here overcomes the above mentioned limitation. An analysis is carried out to show that the efficiency of the conventional converter decreases as the input voltage increases. The conditions are derived for maximum efficiency over a range of input voltages. A control circuit is designed

to satisfy these conditions and the results of the practical implementation are presented.

Converter Operation

Figure 1 shows a simple dc-dc converter which is a free running multivibrator that utilizes the saturating effect of a transformer core and the switching properties of the transistors to generate square waves. The square wave can be transformed-up or -down and rectified to produce pure dc. In practice little filtering is required. As the converter uses transistors and square loop magnetic cores, it operates successfully at higher frequencies, and hence is lighter and more efficient.

Analysis

Consider the dc-dc converter shown in Fig. 1. Let P_o be the output power, P_{in} the input power, and n , the efficiency of the converter. Then

$$P_{in} = P_o/n \quad (1)$$

The collector or primary current, I_c , neglecting

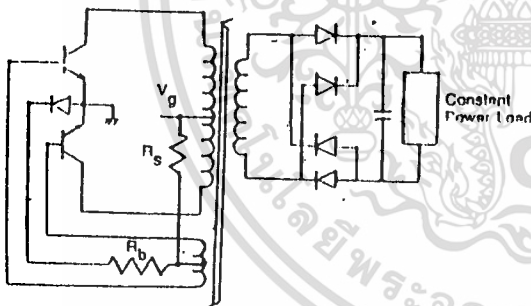


Fig. 1. Conventional dc-dc converter.

Extracted from Ph.D Thesis of P.R.K. Chetty, entitled "Spacecraft Power Systems—Some New Techniques for Performance Improvement," Indian Institute of Science (I.I.Sc), India, 1978. Portions are reprinted with permission from *ELECTRONICS*, Jan. 3, 1980. Copyright © 1980. McGraw-Hill Inc. All rights reserved.

$V_{ce\ sat}$ of the transistor to simplify the calculation, is given by the relation

$$I_c = P_{in}/V_g = P_o/[n \cdot V_g] \quad (2)$$

where V_g is the input voltage. Hence the base current should be

$$I_b = I_c/[hFE\ min] = P_o/[n \cdot V_g \cdot hFE\ min] \quad (3)$$

where $hFE\ min$ is the minimum shortcircuit gain at I_c . The base drive is usually made equal to twice the maximum base to emitter voltage of the transistor plus starting diode voltage drop, V_d , to reduce the effect of differences in V_{be} between the two transistors. Therefore the feedback voltage, V_f , is equal to $[2V_{be\ max} + V_d]$. The base resistor R_b is chosen to drop approximately $V_f/2$ and hence is given by

$$R_b = [n \cdot V_g \cdot V_f \cdot hFE\ min]/[2 \cdot I_o] \quad (4)$$

Rewriting

$$n = [2 \cdot P_o \cdot R_b]/[V_g \cdot V_f \cdot hFE\ min] \quad (5)$$

or

$$n = [2 \cdot P_o \cdot R_b]/[V_g \cdot V_g \cdot k \cdot hFE\ min] \quad (6)$$

since $V_f = k \cdot V_g$ where k is the feedback turns ratio. From Eq (6), it is clear that the efficiency of the converter is inversely proportional to the square of the input voltage as the remaining parameters are approximately constant. Thus, if the converter is designed for an input voltage V_{g1} and is used over a range of input voltages higher than V_{g1} , its efficiency decreases with the increase in input voltage.

To derive the condition for maximum efficiency, the first derivative of the Eq(5) is set equal to zero. Thus Eq(5) can be written as

$$n = c/[V_g \cdot V_f] \quad (7)$$

where c is equal to $[2 \cdot P_o \cdot R_b]/[hFE\ min]$ and

is approximately constant for a particular circuit. Now maximizing the efficiency, η ,

$$\eta = - \frac{c}{(V_g \cdot V_f \cdot V_l)} (dV_l)$$

$$- \frac{c}{(V_l \cdot V_g \cdot V_f)} (dV_g) = 0$$

Therefore

$$[dV_g/V_g] = [dV_l/V_l] \tag{8}$$

When the input voltage changes, say from V_{g1} to V_{g2} , and the corresponding feedback voltage from V_{l1} to V_{l2} , by integrating Eq(8) and applying the limits results in.

$$[V_{g2}/V_{g1}] = [V_{l1}/V_{l2}] \tag{9}$$

This means that the feedback voltage has to be changed to correspond with the changes in input voltage such that it satisfies Eq(9). Thus, if the feedback voltage has to be programmed, it is necessary to have a number of tappings on the feedback winding. This is a complicated and non-practical solution. Again there is a minimum feedback voltage which is required for the converter to function well. Of the other terms in Eq(1), P_o is constant and h_{FE} is almost constant. Therefore R_b is the only parameter that may be considered for programming.

Using Eq(5) and maximizing for η with respect to V_g and R_b , and keeping V_l as a constant, results in

$$[dR_b/R_b] = [(2 \cdot dV_g)/V_g] \tag{10}$$

This means, for two specific values of R_b (R_{b1} and R_{b2}) corresponding to V_{g1} and V_{g2} ,

$$[R_{b2}/R_{b1}] = [V_{g2}/V_{g1}]^2 \tag{11}$$

i.e., the resistor, R_b , is to be varied such that the ratio of minimum to maximum values is in direct

proportion to the square of the ratio of minimum to maximum input voltages. Obviously the required variation in the value of R_b is non-linear. Thus the base drive has to be controlled as a function of input voltage per Eq(11) to achieve maximum efficiency over a wide range of input voltage, the implementation of which is dealt in the following section.

Practical Implementation

A control circuit is designed to satisfy Eq(11) and is shown in Fig. 2B. Three transistor (Q_3, Q_4, Q_5) controller and two active base resistor networks drive Q_1-Q_2 . As V_g increases, the voltage at point "b" increases. R_2 and R_3 are selected so that V_b is about 1 volt at V_{in} min, enabling Q_3 to operate in active region. Because the collector of Q_3 is biased from a reference (point a), the drive

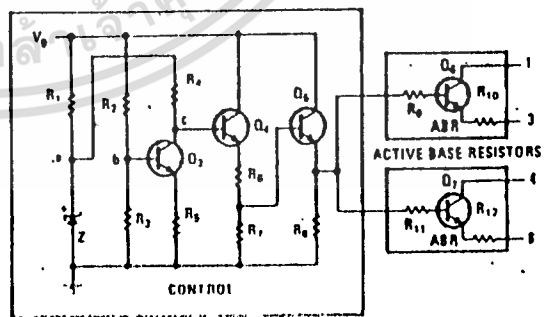
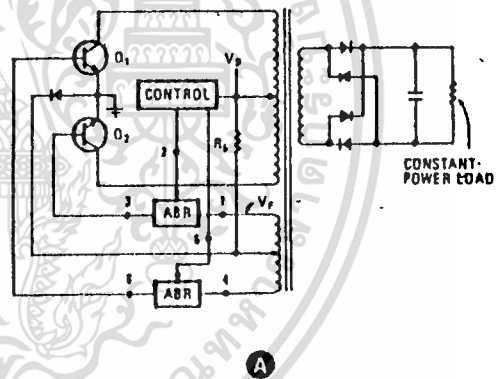


Fig. 2. New improved dc-dc converter. (A) Block schematic (B) Detailed circuit diagram of control circuit and active base resistors.

signal applied to Q4 varies as a function of the voltage applied to Q3's base. When the voltage at point b increases, the potential at point c decreases. As Q4 and Q5 are configured in emitter follower mode (with different gains), the switching transistors Q1-Q2 through Q6-Q7 are driven with less base current. As a result, the resistance between the points 1-3 (and 4-6) varies approximately as square of the input voltage to satisfy Eq(11).

Only one operating variable is to be determined empirically, the voltage at the base of Q5, V_{bq5} . To do this, the circuit is broken at this point, an external variable voltage source is connected. V_{in} is set to its minimum expected value. The variable voltage source is then set just to saturate Q1 and Q2 for a constant P_o , and its value (V_{b1}) is noted. The procedure is repeated to find V_{b2} for V_{in} max. Now, R6 and R7 are determined such that V_{eq5} equals V_{b1} at V_{in} min and is equal to V_{b2} at V_{in} max.

Experimental Results

Figure 3 shows the efficiency Vs input voltage of the conventional and improved dc-dc converter. The improved dc-dc converter exhibited almost constant efficiency over an input voltage range of 20 to 40 volts, while supplying a constant power of 8 watts. The small deviation in efficiency from constant efficiency is because of the control unit (ac-

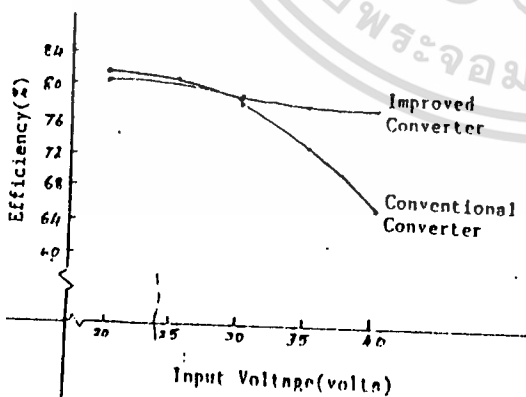


Fig. 3. Efficiency vs Input voltage of conventional and new Improved dc-dc converters.

(ive base drive) power dissipation, etc.

Proportional Base Drive

From the above discussions, it is clear that the efficiency of the system or transistor can be improved if it is driven just enough to keep it in saturation, and not into deep saturation, although the collector current varies over a range. Also this type of transistor operation reduces the transistor's (saturation) turn-off time as there are less excess charges to remove. Indirectly turn-off losses are reduced plus the transistors can be operated at higher frequencies. Thus proportional drive has the advantages of high efficiency, higher frequency operation, etc. The approach employed in the previous sections does not employ any transformer.

However, recent proportional drives employ transformer and the whole operation of proportional drive depends on transformer coupling. In this type of proportional base drive, which is shown in Fig. 4, the transformer has three windings, i.e., trigger winding, base winding and collector or emitter winding. Through the trigger winding a narrow drive pulse is applied which starts the transistor conduction. As the collector current builds up, due to coupling, the base winding develops base drive proportional to collector current. This coupling and the transformer action continues as long as the col-

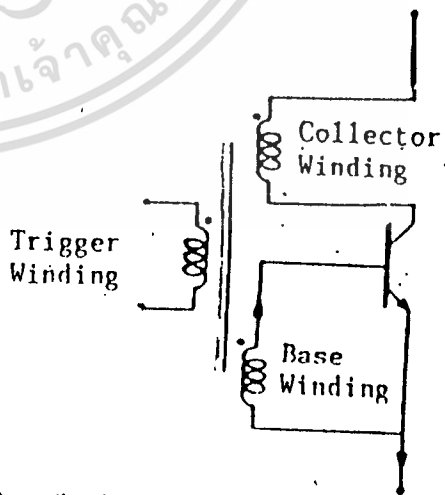


Fig. 4. Proportional base drive using transformer.

lector current varies (increases only or decreases only). The transistor is turned-off by applying a reverse base current through the trigger winding.

Thus, the transformer coupled proportional drive can be used only if the collector current varies in each switching period. However, the proportional drive described here in this paper can be employed even when collector current does not change continuously in a switching period.

LINEAR POWER SUPPLIES

Introduction

Before the arrival of the switch mode power supplies, the linear power supplies were very famous and were used extensively. Though these are dissipative, they exhibit large bandwidth, good dynamic response and high line rejection. Even today they have been used, but only for some judiciously selected applications. Some of such applications include laboratory power supplies, isolation regulators for low level data amplifiers, logic card regulators, small instrument power supplies, airborne systems and other power supplies for digital and linear circuits.

This paper presents a power supply design working on the principle of linear regulation. The power supply described here regulates the output voltage down to zero volts.

Description of Control IC

Although there are many ICs for this application, LM723 has been considered in this practical example. This IC, as shown in Fig. 1, is a monolithic voltage regulator and it consists of a temperature compensated reference amplifier, error amplifier, series pass transistor and current limit circuitry. Additional npn or pnp pass transistors may be used when output currents exceeding 150 mA are required. Provisions are made for adjustable current limiting and remote shutdown. In addition to the above, the device features low standby current drain, low temperature drift and high ripple rejection. This IC can be used as a series, shunt, switching or floating regulator.

References

1. P.R.K. Chetty, "Spacecraft Power Systems—Some New Techniques for Performance Improvement," Ph.D Thesis, Indian Institute of Science (I.I.Sc), India, 1978.
2. P.R.K. Chetty, "Dc-Dc converter maintains high efficiency," *Electronics*, January 3, 1980, pp. 159-161.

Practical Example

In most dc-input regulated power supplies, regulation is poor when the desired output voltage is less than the controller IC's internal reference voltage. In addition, circuit considerations usually limit the minimum reference voltage attainable and consequently the minimum output voltage possible. In this example, however, the reference voltage is brought down virtually to zero, to overcome both the problems.

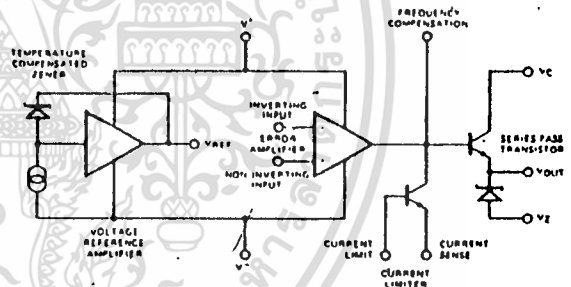


Fig. 1. Block schematic of LM723 monolithic voltage regulator.

The LM723 voltage regulator shown in Fig. 2, reproduced from ¹, which provides 12 volts at 1 ampere, must be biased with a negative voltage supply at its $-V_{in}$ port (pin 5) for proper operation. This voltage is provided by the switching inverter shown within the dotted lines. The scaled down output voltage is compared with the reference voltage. The error voltage is amplified and fed to

Portions are reprinted with permission from *ELECTRONICS*, Jan. 19, 1978. Copyright © 1978. McGraw-Hill Inc. All rights reserved.

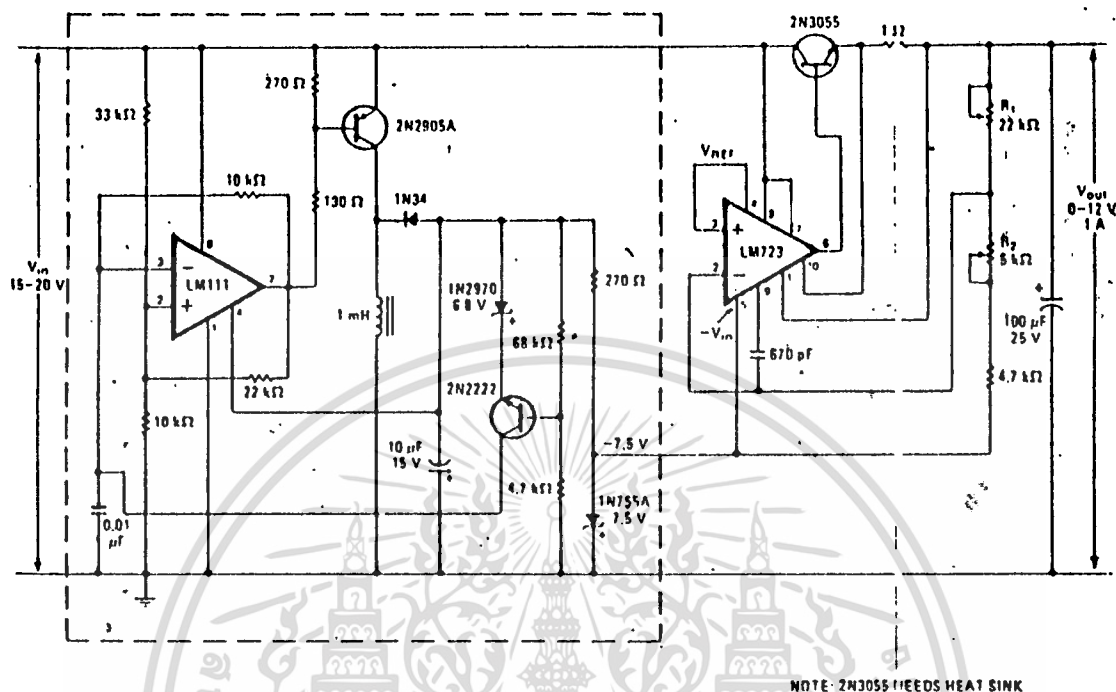


Fig. 2. Detailed dc-dc power supply schematic for regulating down to 0 volt.

the series pass transistor. The series pass transistor works as a variable resistor whose value changes as a function of the error voltage. This type of negative feedback forces the series pass transistor to drop a voltage across its collector-emitter equal to input voltage minus required output voltage and thus the output is maintained at a predetermined voltage level.

The LM111 voltage comparator is configured as an astable multivibrator that oscillates at a frequency of about 10 kilohertz. With the aid of the 1-millihenry inductor, which generates the counter-electro-motive force required to produce a negative potential from switched-input voltage, the inverter delivers a well regulated -7.5 V to the $-V_{in}$ port of LM723.

The magnitude of this bias voltage is essentially

equal to that of the regulator IC's internal reference voltage, V_{ref} , appearing at pin 4, and properly biases its voltage reference amplifier. This condition in turn precipitates a condition in the amplifier whereby V_{ref} clamps to ground potential. Thus the output voltage may be adjusted throughout its maximum possible range by potentiometers R1 and R2. Although the potential of V_{ref} as measured with respect to ground has been changed, the circuit will retain the regulating properties of the LM723. Both the line and load regulation of the supply are 0.4%.

Reference

1. P.R.K. Chetty and A. Burnaba, "DC-DC Power Supply Regulates down to 0 volt," *Electronics USA*, Jan. 5, 1976.

IMPROVEMENTS TO POWER SUPPLIES

Introduction

Simple changes like adding a component appropriately can improve the performance of a power

supply. Two such improvements are presented here, one for a linear power supply and the second one for a switch mode power supply.

Practical Example-1

In power supplies, the series pass transistors and current sensing resistors are the power dissipating elements, and despite current limiting, high-power IC regulators can experience excessive power dissipation when their outputs are shorted. This situation arises because each series-pass transistor must dissipate the power generated by the full input voltage at a current slightly greater than that for full load. Such dissipation can easily be three times the worst case value for normal, full-load operation.

To avoid this situation, voltage regulators incorporate foldback current limiting. The short circuit current depends on the current sensing resistor, and to achieve a low value of this quantity for a fixed full-load current, a larger sensing resistor is needed. But that component again dissipates more power and reduces efficiency during normal operation. In addition, it requires a heat sink.

A diode connected in series, as shown in Fig. 1, with the current-sensing resistor improves the circuit by allowing use of a smaller sense resistor and thereby reducing the power dissipation. For this example circuit, the savings are:

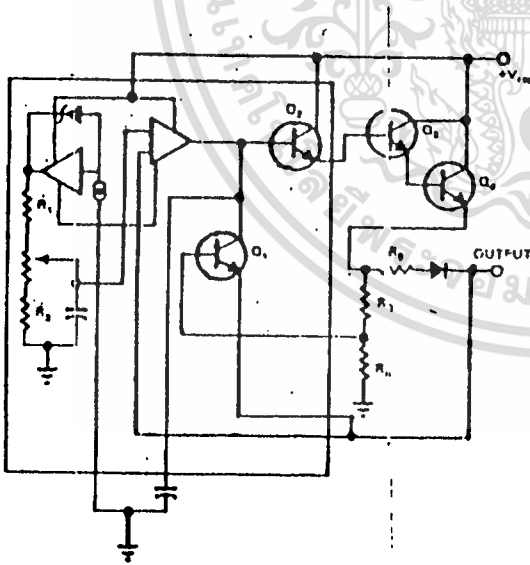


Fig. 1. Addition of a diode improves current foldback of a power supply.

Standard circuit: $R_{sense} = 15 \text{ ohm}$, 3.75 W dissipation

Improved circuit: $R_{sense} = 1 \text{ ohm}$, 0.60 W dissipation

Practical Example-2

As mentioned above, in power supplies, series pass transistors and current sensing resistors are the power dissipating elements. Though the introduction of switch mode power supplies, reduced the power dissipation in series pass transistors, the dissipation in current sensing resistors remained unchanged. Most of the regulators have a V_{sense} of about 0.7 V which is the base-emitter voltage of a transistor. For a fixed output current, the power dissipation in, size and weight of current sensing resistor depend upon (proportional to) the V_{sense} . A diode connected as shown in Fig. 2 effectively brings down the V_{sense} from 0.7 V to 0.4 V and thus reduces the dissipation, size and weight of the current sensing resistor. This in turn increases the regulator efficiency.

In view of comparing the conventional circuit with the improved circuit, the conventional circuit is considered first. In this example, the regulator has been designed for an output of 5 V and a load current of 2 A with an efficiency of 80%. As the V_{sense} is 0.7 volt, the R_{sense} shall be V_{sense}/I_o or 0.35 ohm. The power dissipation in R_{sense} is given by $(V_{sense})(I_o)$ or 1.4 watts. As this power supply has an efficiency of 80%, the power dissipated in the power supply is 2.5 watts (input power minus output power). This dissipation is due to current sensing resistor and due to other components like series pass transistor, IC, passive components, etc. The power dissipation due to other than current sensing resistor is equal to $2.5 \text{ W} - 1.4 \text{ W} = 1.1 \text{ W}$.

Now the improved power supply is considered. From Fig. 2(C), V_{be} is equal to $(I_o)(R_{sense})$ plus the diode drop (V_d), or the V_{sense} is equal to $(V_{be} - V_d)$.

Portions are reprinted with permission from *Electronic Engineering*, UK, April 1980.

Portions are reprinted with permission from *Electronic Design News (ENI)*, October 5, 1978.

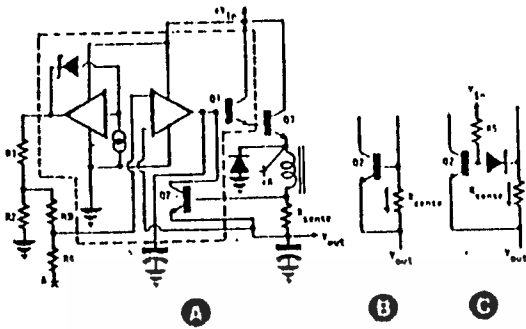


Fig. 2. Addition of a diode improves the efficiency of a regulator.

By choosing a Germanium diode, whose forward voltage drop is about 0.3 V, V_{sense} will be equal to $0.7\text{ V} - 0.3\text{ V} = 0.4\text{ V}$. The power dissipation due to current sensing resistor in the improved circuit is 0.8 W. The power dissipation due to additional diode and resistor is 0.1 W and the power dissipation in remaining power supply is 1.1 W. Thus the total power dissipation in the improved circuit is 2.0 W. Therefore the efficiency of the improved circuit, given by $(\text{output power}/(\text{output power} + \text{dissipated power}))$, is 83.3%.

Table 1. Comparison of the Conventional and the Improved Circuits.

Parameter.	Conventional Circuit	Improved Circuit
Value of R_{sense}	0.35 ohms	0.2 ohms
Dissipation in R_{sense}	1.4 W	0.6 W
Size (relative)	1.0	0.6
Weight (relative)	1.0	0.6
Efficiency	90.0%	83.3%

The comparison characteristics of the conventional and improved circuit are shown in Table 1.

Thus the size, weight and the power dissipation of R_{sense} of conventional circuit has been brought down and the efficiency has been increased just by the addition of a diode and a resistor.

References

1. P.R.K. Chetty, "Add a diode to improve current foldback," *EDN* magazine, October 5, 1978.
2. P.R.K. Chetty, "Add a diode to improve the efficiency of a regulator," *Electronic Engineering*, April 1980.

ประวัติการศึกษา

ชื่อ พันจ่าอากาศเอกประเสริฐ เพียรพิทักษ์
 วัน,เดือน,ปี เกิด 8 มิถุนายน 2503
 จบมัธยมศึกษาตอนปลาย วัดนวลนรดิศ กรุงเทพฯ
 จบ ปวช. ร.ร.ช่างฝีมือทหาร กรุงเทพฯ
 จบ ปวส. เทคโนโลยีและอาชีวศึกษา วิทยาเขตเทคนิคภาคพายัพ เชียงใหม่

ประสบการณ์
 เริ่มรับราชการในกองทัพอากาศ เมื่อปี พ.ศ.2525 ที่กองบิน 41
 จังหวัดเชียงใหม่ ในตำแหน่งช่างไฟฟ้าและเครื่องวัดประกอบการบิน
 ปี 2529 ย้ายเข้ารับราชการที่ กรมช่างอากาศดอนเมือง ในตำแหน่ง
 ช่างซ่อมบริภัณฑ์อิเล็กทรอนิกส์
 มีประสบการณ์เกี่ยวกับ เครื่องวัดประกอบการบิน และระบบควบคุม
 การบิน FLY BY WIRE