

สำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา
กระทรวงศึกษาธิการ

เครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ
INVERTER



โดย
นาย สรชาติ สักดายศ
นาย สุริยา อุดมะเพชร

รฟ.
ส 2540
2540

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

86869

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ
ชื่อนักศึกษา นาย สรชาติ สักคายศ
นาย สุริยา อุตะมะเพชร
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ เรืองศักดิ์ เจริญผ่อง
ปีการศึกษา 2540

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบัง อนุมัติให้นับปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาในระดับปริญญาตรี
ตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการการสอบปริญญานิพนธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INVERTER

SORACHAT SAKDAYOD

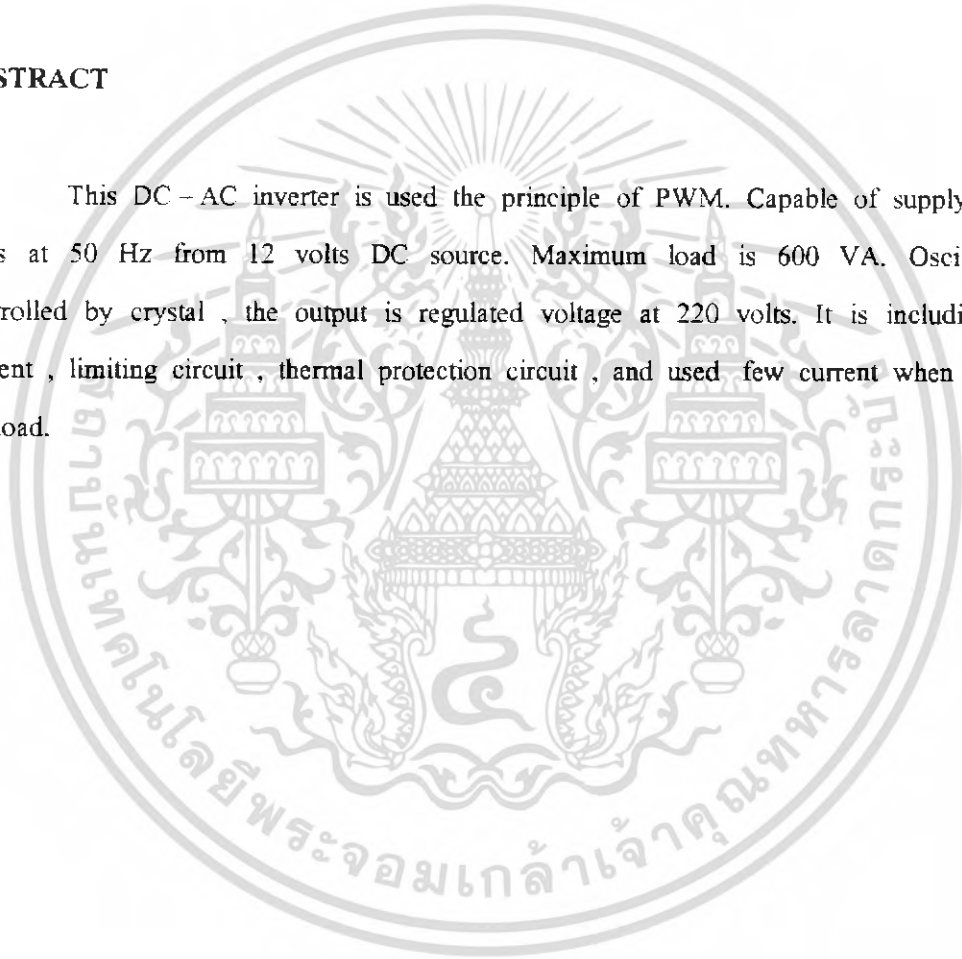
SURIYA OUTAMAPHET

RUANGSAK JAREANPONG ADVISOR

1997

ABSTRACT

This DC – AC inverter is used the principle of PWM. Capable of supplying 220 volts at 50 Hz from 12 volts DC source. Maximum load is 600 VA. Oscillator is controlled by crystal , the output is regulated voltage at 220 volts. It is including with current , limiting circuit , thermal protection circuit , and used few current when there is no load.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ

นาย สรชาติ สักดายศ

นาย สุริยา อุตะมะเพชร

อาจารย์ เรืองศักดิ์ เจริญผ่อง อาจารย์ปรึกษา

ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ดีซี - เอซี อินเวอร์เตอร์จะใช้หลักการของ PWM ซึ่งจะให้แรงดันเอาต์พุต 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิรตซ์ โดยใช้แหล่งจ่ายดีซี 12 โวลต์ จะใช้กับโหลดสูงสุด 600 VA ใช้คริสตอลเป็นตัวกำเนิดกำเนิดความถี่ออสซิลเลเตอร์ ที่เอาต์พุตจะมีการควบคุมให้ได้แรงดัน 220 โวลต์ มีวงจรจำกัดกระแส วงจรป้องกันอุณหภูมิเกิน และเครื่องจะใช้กระแสน้อยเมื่อไม่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถที่จะเสร็จขึ้นมาได้ ก็เพราะได้รับการสนับสนุนทางการเงินจากบิดามารดา และได้รับการอนุเคราะห์จากคณาจารย์ ตลอดจนเพื่อนนักศึกษา โดยมีอาจารย์ เรืองศักดิ์ เจริญผ่อง เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาให้ข้อมูลช่วยเหลือแนะนำให้ข้อมูลมาโดยตลอด คณะผู้จัดทำใคร่ขอขอบพระคุณอย่างสูงไว้ ณ.ที่นี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1 - 2
1.1 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญาโท	1
1.2 ขอบเขตของการทำปริญญาโท	1
1.3 วิธีการดำเนินงาน	2
บทที่ 2 หลักการของอินเวอร์เตอร์ใช้การทำงานของอินเวอร์เตอร์	3 - 13
2.1 อินเวอร์เตอร์แบบใช้ทรานซิสเตอร์เบื้องต้น	3
2.2 การใช้หลักการออสซิลเลชัน	5
2.2.1 ออสซิลเลชันด้วยวงจรป้อนกลับ	
2.2.2 วงจรรีเลย์เซชันออสซิลเลเตอร์	
2.3 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์	8
2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้หม้อแปลง 2 ชุด	11
2.5 หลักการของการใช้วงจรในวงจรอินเวอร์เตอร์	12
2.5.1 หลักการของวงจร	
2.5.2 หลักการสวิตช์โหมดอินเวอร์เตอร์และคอนเวอร์เตอร์	
บทที่ 3 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์	18 - 27
3.1 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์	18
3.2 การต่อวงจรพื้นฐานของออปแอมป์	18
3.2.1 การขยายแบบกลับเฟส	
3.2.2 การขยายแบบไม่กลับเฟส	
3.2.3 วงจรบัฟเฟอร์	
3.2.4 วงจรรวมสัญญาณ	
3.2.5 วงจรอินทิเกรเตอร์	
3.2.6 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4	วงจรขั้วเบสทรานซิสเตอร์	30 - 37
4.1	กล่าวนำ	30
4.2	วงจรขั้วนำเบส	31
4.2.1	วงจรเร่งกระแสเบส	
4.2.2	การปรับกระแสเบสให้เหมาะสม	
4.2.3	การขั้วนำเบสเพื่อให้ได้รับแรงดันลบตอนหยุดนำกระแส	
4.3	การปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรขั้วนำเบส	36
4.3.1	การใช้ทรานซิสเตอร์ขั้วนำ	
4.3.2	การใช้ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington	
4.3.3	ใช้การขั้วนำเบสตามกระแสขาออก	
บทที่ 5	วงจรรักษาแรงดันคงที่	38 - 48
5.1	กล่าวนำ	38
5.2	คุณสมบัติของซีเนอร์ไดโอดและการนำไปประกอบเป็นวงจรใช้งาน	38
5.2.1	สัมประสิทธิ์อุณหภูมิของซีเนอร์ไดโอด	
5.2.2	Voltage Regulator	
5.2.3	Voltage Regulation	
5.2.4	ชนิดของวงจร Voltage Regulator	
5.3	คุณสมบัติของ Closs – Loop Serries Regulator	45
5.4	Current Limiter	46
5.5	วงจรป้องกันความเสียหาย	47
5.6	IC ที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟ	48
บทที่ 6	วงจรรอสซิติเลเตอร์	52 - 58
6.1	กล่าวนำ	52
6.2	หลักการของออสซิลเลเตอร์	53
6.3	วงจรรอสซิติเลเตอร์ชนิดเลื่อนเฟส	54
6.4	วงจรรอสซิติเลเตอร์ชนิดวินบริดจ์	56
6.5	วงจรรอสซิติเลเตอร์ใช้ผลึกควอตซ์หรือคริสตอล	57
6.6	วงจรรอสซิติเลเตอร์ใช้ IC TTL ร่วมกับคริสตอล	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7	วงจรที่นำมาประยุกต์ใช้ใน Project	59 - 68
7.1	กล่าวนำ	59
7.2	บล็อกไดอะแกรมและวงจรสมมูลย์ของวงจรอินเวอร์เตอร์	59
7.2.1	วงจรผลิตความถี่	
7.2.2	วงจรแยกเฟสและวงจรรวมสัญญาณ	
7.2.3	วงจรขับเบสและวงจรเอาต์พุท	
7.2.4	วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อยและวงจรเปรียบเทียบ	
7.2.5	วงจรตรวจจับอุณหภูมิ	
7.2.6	วงจรจำกัดกระแส	
7.2.7	วงจรรักษาระดับแรงดัน	
บทที่ 8	ผลการทดลอง	69 - 72
8.1	วัตถุประสงค์	69
8.2	เครื่องมืออุปกรณ์	69
8.3	ลำดับการทดลอง	69
บทที่ 9	สรุปผลการดำเนินงาน	73 - 74
บรรณานุกรม		75
ภาคผนวก		76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในชีวิตประจำวันเรามีความจำเป็นที่จะต้องอาศัยเครื่องใช้ไฟฟ้าเพื่ออำนวยความสะดวก ซึ่งโดยทั่วไปแล้วเครื่องใช้ไฟฟ้าหรือเครื่องอำนวยความสะดวกเหล่านี้มักจะใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งไฟฟ้ากระแสสลับนี้จะมีค่าของแรงดัน(Voltage) อยู่ระหว่าง 220 – 240 โวลท์ แต่ในบางสถานที่ซึ่งไม่สามารถหาไฟฟ้ากระแสสลับนี้ได้ก็จะทำให้ไม่สามารถใช้เครื่องใช้ไฟฟ้าเพื่ออำนวยความสะดวกให้แก่เราได้ ตัวอย่างเช่น ในชนบทที่ทุรกันดารซึ่งยังไม่มีไฟฟ้าใช้ ในป่า หรือแม้แต่บนรถ เรือ และยานพาหนะต่างๆ เป็นต้น จากเหตุผลที่ว่าพลังงานไฟฟ้าสามารถเปลี่ยนแปลงเป็นรูปพลังงานอื่นได้ง่ายและยังส่งจ่ายพลังงานได้ง่ายและในบางครั้งเหมือนกับคั้งที่กล่าวมา ระบบไม่สามารถจะอำนวยความสะดวกให้เราได้ตลอดจึงต้องมีการดัดแปลงระบบและรูปแบบ เพื่อให้เหมาะสมกับสภาพการใช้งาน ด้วยเหตุนี้จึงจำเป็นในการใช้วงจร “อินเวอร์เตอร์” และเราสามารถสร้างวงจรได้เองจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ และอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ในการออกแบบสามารถออกแบบได้หลายวิธี เช่น ใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ใช้อุปกรณ์ Power

การเปลี่ยนรูปพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับหรือ DC เป็น AC ไม่ว่าจะแปลงรูปพลังงานจากแบตเตอรี่หรือจากสายส่งดีซี เราเรียกรูปแบบนี้ว่า “อินเวอร์เตอร์”

1.1 วัตถุประสงค์ในการทำปริญญานิพนธ์

- 1.1.1 เพื่อศึกษาการทำงานและหลักการทั่วไปของวงจรอินเวอร์เตอร์
- 1.1.2 สามารถนำมาใช้เป็นข้อมูลและเป็นแนวทางในการศึกษาค้นคว้าต่อไป
- 1.1.3 สามารถนำวงจรอินเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้งานได้
- 1.1.4 ศึกษาข้อดีข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์ ในการออกแบบโดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ และนำมาเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียกับระบบอื่นได้
- 1.1.5 สามารถวิเคราะห์วงจรการทำงานและสัญญาณได้
- 1.1.6 เพื่อให้บรรลุผลตามเป้าหมายของการศึกษาวิชา Project Design
- 1.1.7 เพื่อเพิ่มทักษะในการทำงานและการวางแผนงาน

1.2 ขอบเขตของการทำปริญญานิพนธ์

- 1.2.1 ศึกษาการทำงานและทฤษฎีของวงจรอินเวอร์เตอร์ รวมถึงข้อดีข้อเสียในรูปแบบต่างๆ
- 1.2.2 ขั้นตอนของการออกแบบ การทดลอง และการประกอบวงจรในส่วนของ การปฏิบัติการดำเนินการจัดหาและทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.3 จัดทำปฏิญานิพนธ์

1.3 วิธีดำเนินการ

1.3.1 เสนอโครงการ อินเวอร์เตอร์

1.3.2 ศึกษาและรวบรวมวงจรอินเวอร์เตอร์จากอาจารย์ที่ปรึกษาและจากห้องสมุด

1.3.3 คัดเลือกวงจรที่จะนำมาสร้าง

1.3.4 ทำการออกแบบวงจรที่คัดเลือกมา ทดลองในภาคต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์

1.3.5 สร้างแผ่นวงจรพิมพ์

1.3.6 เขียนหนังสือปฏิญานิพนธ์และจัดพิมพ์



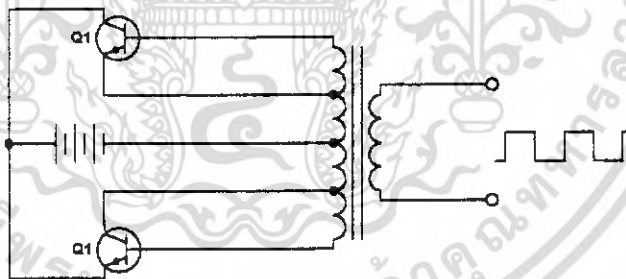
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการของอินเวอร์เตอร์แบบใช้การทำงานทรานซิสเตอร์

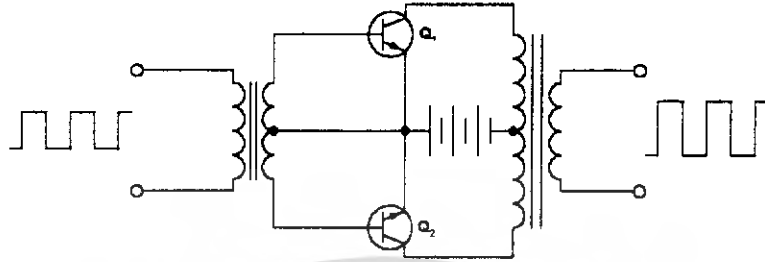
2.1 อินเวอร์เตอร์แบบใช้ทรานซิสเตอร์เบื้องต้น

ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นอุปกรณ์ที่มีมาก่อนไทรสเตอร์ การประยุกต์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทำได้ง่ายกว่า เพราะสามารถควบคุมการออน - ออฟ ของทรานซิสเตอร์ได้ง่ายกว่าไทรสเตอร์ (เอสซีอาร์) ส่วนไทรสเตอร์มีอัตราการขยายการใช้งานทางกระแสและแรงดันสูงกว่าจึงเหมาะที่จะใช้ในวงจรที่ต้องการกำลังงานเอาต์พุตสูงๆ ในปัจจุบันมอสเฟตกำลังให้คุณสมบัติในการทนกระแสและแรงดันสูงขึ้น รูปที่ 2.1 เป็นตัวอย่างของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์โดยมีขดลวดจากหม้อแปลงเป็นตัวป้อนกลับ ซึ่งเป็นวิธีการป้อนกลับทางด้านสนามแม่เหล็ก วงจรจึงเป็นวงจรที่มีลักษณะของมัลติไวเบรเตอร์ การออสซิลเลทจะทำให้ผลลัพธ์เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะสลับกันทำงานระหว่างคัทออฟกับอิ่มตัว ความถี่ของการออสซิลเลทขึ้นอยู่กับค่าขดลวดที่ใช้หรือจำนวนที่พันนั่นเอง การออสซิลเลทของวงจรนี้จะออสซิลเลทขึ้นเองตรงเท่าที่มีไฟจ่ายจากแหล่งจ่ายไฟตรง



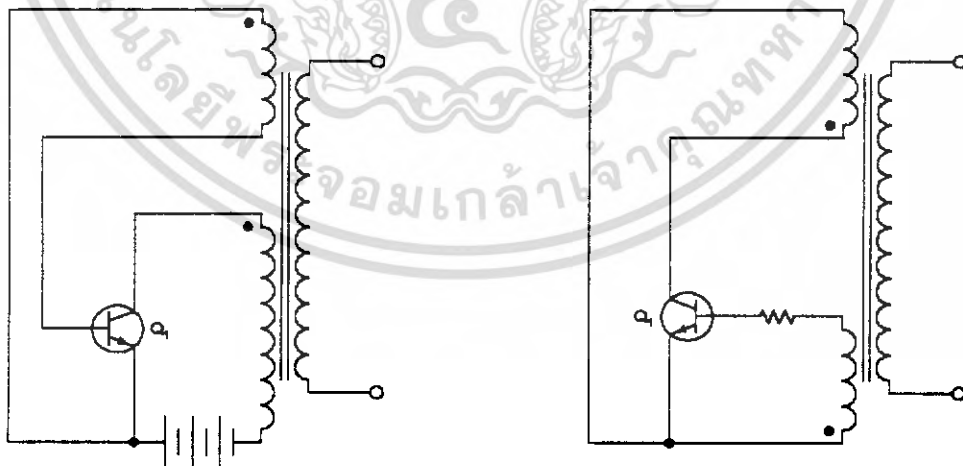
รูปที่ 2.1 อินเวอร์เตอร์ชนิดใช้ทรานซิสเตอร์ออสซิลเลท

ส่วนวงจรรูปที่ 2.2 เป็นวงจรที่ทำงานได้ด้วยลักษณะของพัลส์ที่ป้อนเข้าที่อินพุท วงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะไม่สามารถออสซิลเลทได้ ดังนั้นจึงต้องมีสัญญาณจากอินพุทป้อนเข้ามาเพื่อขับวงจรให้ออสซิลเลทตามต้องการ ลักษณะของวงจรจึงเหมือนกับวงจรขยายภาคกำลังในวงจรเครื่องเสียงที่เรียกว่า พูชพูล



รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการขับด้วยพัลส์ที่อินพุท

ในกรณีที่ต้องการอินเวอร์เตอร์ไปใช้กับโหลดไม่มากนัก เช่น วงจรจุดหลอดเรืองแสงจากแบตเตอรี่ และเราต้องการให้วงจรประกอบเสร็จแล้วค่อนข้างจะกะทัดรัด เพื่อบรรจุลงในอุปกรณ์อื่นได้สะดวก ลักษณะดังกล่าวนี้เรามักใช้วงจรทรานซิสเตอร์ตัวเดียวดังรูปที่ 2.3 การป้อนกลับผ่านทางเบสอาศัยหลักการไหลของกระแสคอลเลคเตอร์ มีผลโดยตรงต่อกระแสเบส จนถึงภาวะที่แกนเหล็กอิ่มตัวแล้ว กระแสจะคืนตัวและหยุดไหล ดังนั้นจึงมีการไหลของกระแสเป็นช่วง ๆ ไป



รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การใช้หลักการออสซิลเลชัน

2.2.1 ออสซิลเลเตอร์ด้วยวงจรป้อนกลับ (Feedback Oscillators)

วงจรออสซิลเลเตอร์จะเป็นส่วนหนึ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์ในสมัยปัจจุบัน และเรามักจะไขว่ไขว่ระหว่างคำว่า ออสซิลเลเตอร์กับอินเวอร์เตอร์ ออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรสร้างสัญญาณไฟสลับที่ให้ค่าแรงดัน โดยให้กำลังออกต่ำ แต่ถ้าเราใช้ออสซิลเลเตอร์สร้างสัญญาณและจ่ายกำลังงานไปใช้ประโยชน์ เราจะเรียกว่า อินเวอร์เตอร์

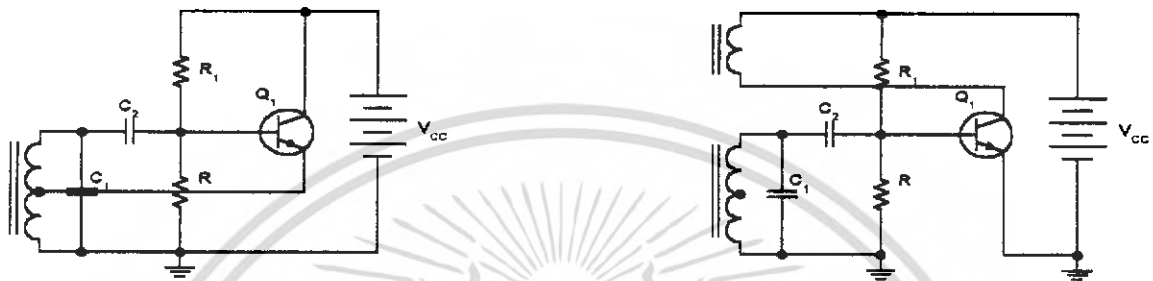
หลักการออสซิลเลเตอร์เบื้องต้นคือการป้อนกลับ การป้อนกลับนั้นจะต้องพอเหมาะในลักษณะของการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) ลักษณะการป้อนกลับแบบพื้นฐานพอจะยกตัวอย่างได้ดังรูปที่ 2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์เหล่านี้อาศัยหลักการป้อนกลับของสัญญาณจากเอาต์พุตกลับมายังอินพุตทางค่านเบส ลักษณะการป้อนกลับนี้ควบคุมด้วยค่า L และ C ของขดลวดให้ที่จะได้ค่าความถี่ตามต้องการ แต่อย่างไรก็ตามความถี่ที่ได้จากวงจรออสซิลเลเตอร์เหล่านี้ยังมีค่าสูงอยู่ โดยทั่วไปอาจมากกว่า 1000 เฮิรตซ์ขึ้นไป การออสซิลเลทจะทำให้สัญญาณที่ใกล้เคียงคลื่นรูปไซน์ได้ การกำหนดภาวะการทำงานของทรานซิสเตอร์ก็เหมือนกับในวงจรขยายที่สามารถกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในคลาสิกเอ บี หรือซี ก็ได้ การแปลงพลังงานในรูปลักษณะของออสซิลเลเตอร์เหล่านี้ให้กลายเป็นอินเวอร์เตอร์โดยตรงอาจทำได้ด้วยประสิทธิภาพมากกว่า 70 เปอร์เซ็นต์

2.2.2 วงจรรีแลกเซชันออสซิลเลเตอร์ (Relaxation Oscillators)

ลักษณะพิเศษของการออสซิลเลทแบบนี้คือ มันจะให้สัญญาณเอาต์พุตมีรูปร่างไม่เป็นคลื่นรูปไซน์ ซึ่งอาจเป็นรูปพัลส์ ฟันเลื่อยหรือรูปสี่เหลี่ยม การออสซิลเลทแบบนี้จึงอาศัยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีภาวะการอิ่มตัวได้ (Saturation) การทำงานมักต้องมีส่วนประกอบวงจรเป็นวงจร RC หรือ LR เป็นต้น รูปที่ 2.5 เป็นตัวอย่างของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบนี้

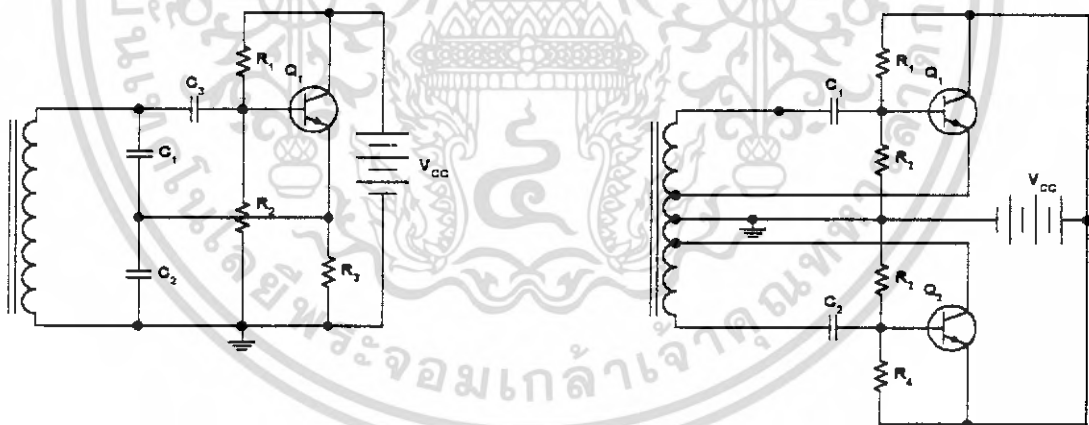
วงจรออสซิลเลเตอร์ดังกล่าวให้ลักษณะสัญญาณเอาต์พุตไม่เป็นรูปไซน์ดังตัวอย่างในรูป (ก) ทรานซิสเตอร์ Q_1 อยู่ในสภาวะออน Q_2 จะอยู่ในสภาวะออฟ และเมื่อ Q_1 อยู่ในสภาวะออฟ Q_2 จะอยู่ในสภาวะออน ลักษณะการทำงานจึงสลับกันไปเช่นนี้ เหมือนกับกรณีของวงจรมัลติไวเบรเตอร์ที่ใช้ RC แต่กรณีนี้ใช้ LR แทนในการใช้งานเราอาจพันขดลวดรอบแกนหรือร่วมกับแกนเหล็ก เพื่อเหนี่ยวนำกระแสที่ได้จากกระแสคอลเลคเตอร์ ในกรณีรูป (ก) ต้องใช้แกนหม้อแปลงถึง 2 แกนพันแยกจากกัน รูป (ข) เป็นรูปตัวอย่างที่นิยมใช้กันมากในวงจรอินเวอร์เตอร์ การนำกระแสของ Q_1 และ Q_2 ในลักษณะสลับกันจะเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทิศทางของสนามแม่เหล็กกลับไปกลับมาและเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันเอาต์พุตขึ้นมาได้ ส่วนในรูป (ค) เป็นการใช้งานของยูเจทีในวงจรออสซิลเลเตอร์ ยูเจทีเป็นอุปกรณ์ที่สร้างให้เกิดการ

ออสซิลเลทชันง่าย โดยการเติมเพียง R และ C เท่านั้น การออสซิลเลทของยูเอชทีในกรณีนี้จะให้สัญญาณเพียงรูปพัลส์แหลมเล็ก ๆ ที่ขา B_1 ของวงจร โดยปกติลักษณะของพัลส์ที่ได้รับการนำไปใช้ประโยชน์อย่างอื่นได้ เช่น ใช้เป็นสัญญาณทรigger



(ก) ฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์

(ข) ทรiggerออสซิลเลเตอร์

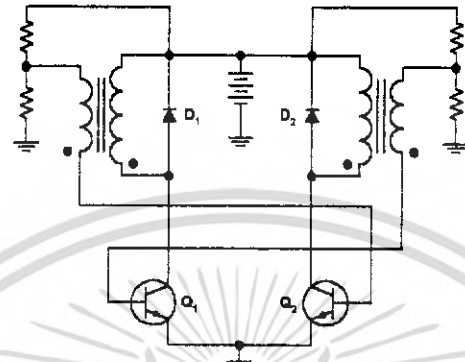


(ค) โคลพิทท์ออสซิลเลเตอร์

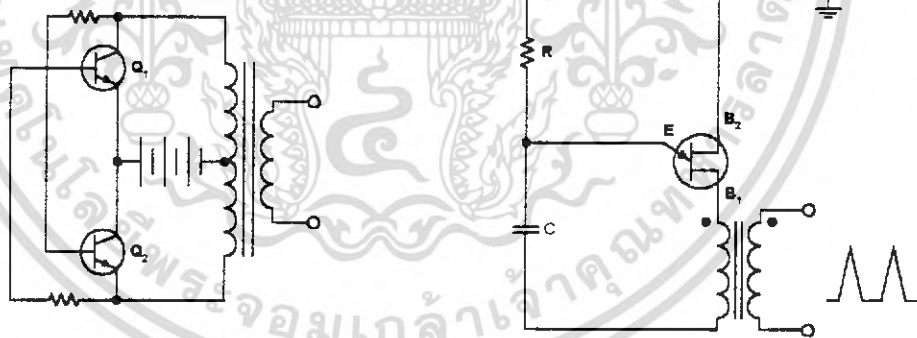
(ง) พูชพูลฮาร์ทเลย์ออสซิลเลเตอร์

รูปที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจรมัลติไวเบรเตอร์ที่ใช้ LR



(ข) วงจร LR ออสซิลเลเตอร์

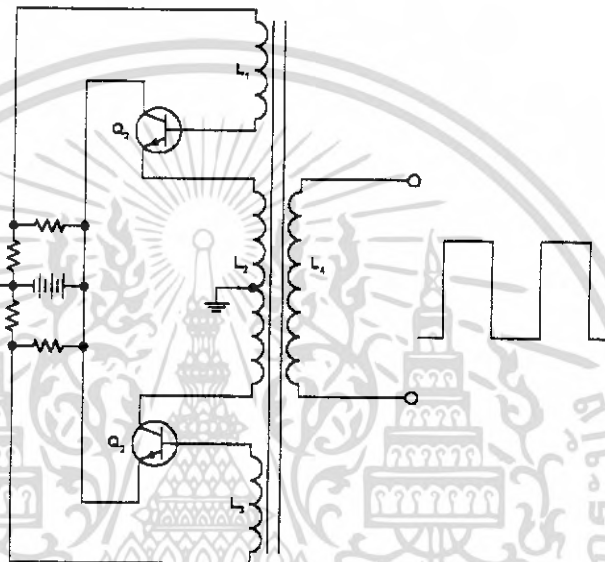
(ค) วงจรรีเลคเซนซ์ที่ใช้ BJT

รูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การทำงานของอินเวอร์เตอร์

ลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้หลักการอิมพัลส์ของเส้นแรงแม่เหล็ก มีได้หลายแบบ แต่ก็อาศัยลักษณะการทำงานเหมือนกัน วงจรที่พบเห็นมากที่สุดคือการใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวต่อวงจรดังรูปที่ 2.6

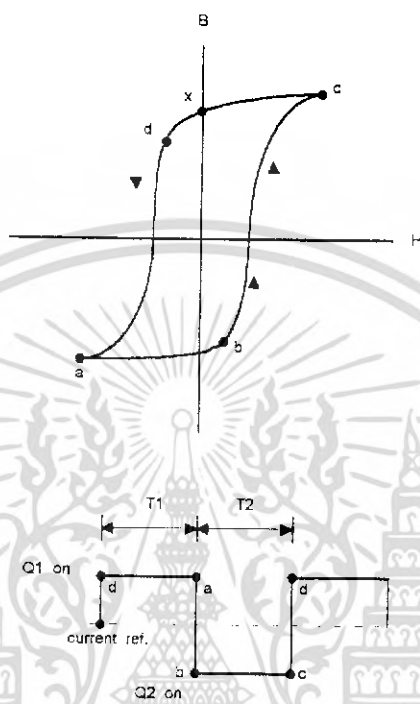


รูปที่ 2.6

โดยคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะไม่มีลักษณะที่เหมือนกันทุกประการ ดังนั้นเมื่อเราต่อแหล่งจ่ายไฟตรงให้กับวงจรทรานซิสเตอร์ 2 ตัวนี้จะนำกระแสและจะนำกระแสได้ไม่เท่ากัน การที่คุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนี้ไม่เหมือนกันทำให้เกิดการออสซิลเลชันได้

ลองพิจารณาเมื่อเปิดสวิตช์ให้วงจรเริ่มทำงาน โดยเราสมมติให้ Q1 เป็นทรานซิสเตอร์ที่เริ่มนำกระแสได้มากกว่า Q2 นั่นคือการไหลของกระแสคอเลกเตอร์ของ Q1 ในทางที่เพิ่มขึ้น และจะมีทิศทางในการลดกระแสเบสของ Q2 ซึ่งคุณสมบัติของเส้นแรงแม่เหล็กนี้จะทำให้ Q2 เกิดการออฟได้ ในกรณีที่ Q1 จะออน Q2 จะออฟ ถ้าพิจารณาดังนี้จะเห็นว่า Q1 น่าจะออนตลอดและ Q2 น่าจะออฟตลอด แต่ความเป็นจริงแล้วเราต้องมาพิจารณาถึงคุณสมบัติของเส้นแรงแม่เหล็กในแง่ของ ลูปฮิสเทอรีซิส หรือ กราฟ B-H ของแกนดังแสดงดังรูปที่ 2.7

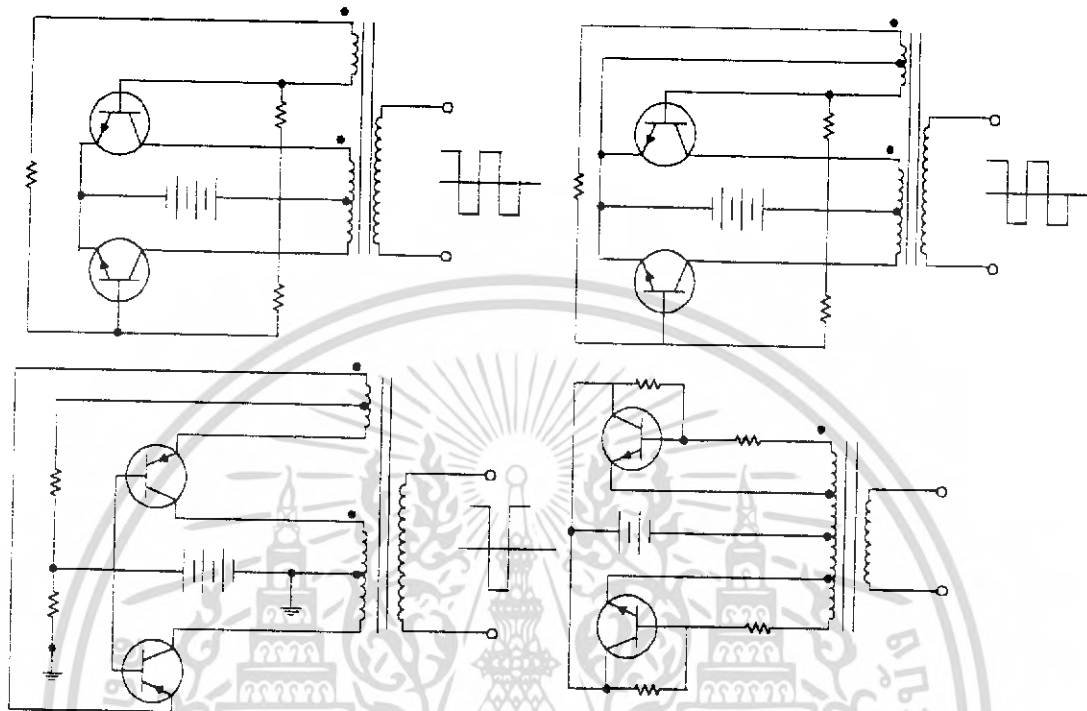
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7

สมมุติว่าที่แรงดันไฟตรงจากแหล่งจ่ายไฟ เมื่อป้อนเข้าไปยังขดลวดจะมีความหนาแน่นเส้นแรงอยู่ที่จุด X และเมื่อเริ่มต้นให้ Q1 เริ่มนำกระแส เกิดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงจาก X จะมายัง d การนำกระแสจะเป็นผลทำให้เกิดการขยายตัวของเส้นแรงแม่เหล็ก ครั้นในแรงแม่เหล็กลงมาค้ำด้านล่างจนถึงจุด a ซึ่งเป็นจุดอิ่มตัวคุณสมบัติการเกิดในแรงแม่เหล็กจาก Q1 ก็หมดอำนาจลง กล่าวคือ ขดลวด L1 หรือ L2 ทางด้าน Q1 จะเสมือนกับเป็นเส้นลวดที่ไม่ใช่ตัวเหนี่ยวนำ ขดลวด L3 ก็เป็นผลทำให้เกิดการขยายตัวของเส้นแรงแม่เหล็กในทิศทางกลับซึ่งจะเป็นผลทำให้ Q1 จะคัทออฟเคลื่อนที่จาก a ไปยัง b และมายัง c และจะวนกลับไปมาเช่นนี้เรื่อยไป การทำงานของ Q1 และ Q2 จึงออนและออฟสลับกันไปมา ลักษณะของรูปคลื่นที่ได้จะให้สัญญาณเป็นรูปสี่เหลี่ยมที่มีค่าเปอร์เซ็นต์ดูตีไซเคิล (Duty Cycle) เท่ากับ 50% พอดีทั้งนี้เนื่องจากคุณสมบัติทางด้านสมมาตรในรูปฮิสเทอเรซิสของกราฟ B-H นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8

นอกจากนี้เรายังสามารถสร้างวงจรในรูปแบบอื่นอีกได้โดยอาศัยคุณสมบัติทางด้านการอิมิตซ์ของเส้นแรงแม่เหล็กได้ดังรูปที่ 2.8 แต่ละแบบของวงจรก็อาศัยหลักการเดียวกับที่กล่าวมาแล้ว วงจรที่นิยมใช้กันมากที่สุดและพบเห็นได้บ่อยที่สุด คือวงจรในรูป (ง) แต่สำหรับรูป (ข) และ (ค) มีที่นำส่งเกตุคือ ขดลวดป้อนกลับและขดลวดกระแสคอลเลคเตอร์มีเฟสต่างกัน การพันหม้อแปลงในกรณีนี้มีทิศทางให้ถูกต้อง

นอกจากนี้การพิจารณาความถี่ของการออสซิลเลทอาจคำนวณได้จากความสัมพันธ์ของขดลวดดังนี้

$$E = (4.44 \times 10^{-8}) \quad f \phi \max$$

เมื่อ E คือ ค่าแรงดันเหนี่ยวนำสูงสุดของคลื่นรูปไซน์มีค่าเป็นโวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

f คือ ความถี่มีหน่วยเป็นเฮิรตซ์

N คือ จำนวนรอบของขดลวดมีหน่วยเป็นรอบ

ϕ_{max} คือ ค่าเส้นแรงแม่เหล็กมากที่สุดในแกน

สมการนี้เราจะคิดที่ขดลวดหนึ่งโดยที่ $\phi_{max} = B_{sat} \times A$ หรือจำนวนเส้นแรงแม่เหล็กเท่ากับความหนาแน่น เส้นแรงแล่งพื้นที่หน้าตัด หรือเขียนในรูปความถี่ได้

$$f = \frac{E \times 10^8}{4.44 \times N \times B_{sat} \times A}$$

เมื่อ f คือ ความถี่มีหน่วยเป็นเฮิรตซ์

E คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่เกิดขึ้นคร่อมขดลวดครั้งหนึ่งทางด้านขดปฐมภูมิ

N คือ จำนวนรอบในครั้งหนึ่งของขดลวดด้านปฐมภูมิ

B_{sat} คือ ความเข้มเส้นแรงแม่เหล็ก

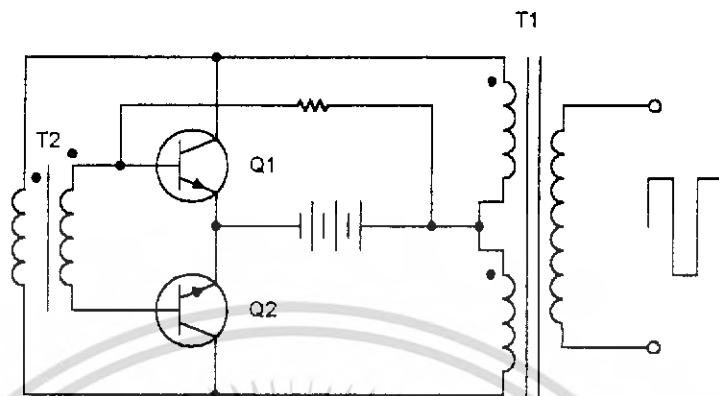
A คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน

2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้หม้อแปลง 2 ชุด

ในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้หลักการของหม้อแปลงชุดเดียว การขับปลั๊กทางด้านพลังงานเพื่อจ่ายไปยังเอาต์พุตก็จะผ่านทางหม้อแปลงนี้ ดังนั้น ถ้าต้องการกระแสแกนของหม้อแปลงก็จะต้องใหญ่และอาจมีผลโดยตรงกับการทำงานของวงจรได้ ดังนั้นจึงมีผู้ออกแบบแยกหม้อแปลงป้อนกลับกับหม้อแปลงเอาต์พุตออกจากกันดังในรูปที่ 2.9

หลักการวงจรในกรณีนี้ก็เหมือนกับกรณีที่ใช้การอิมของเส้นแรงแม่เหล็กหม้อแปลง T2 เป็นหม้อแปลงที่อาศัยหลักดังกล่าว กล่าวคือ เมื่อ Q1 นำกระแสจะนำในทิศทางที่เพิ่มกระแสให้ Q1 และลดกระแสให้ Q2 ครั้นเมื่อมันนำกระแสถึงจุดอิมตัวการคงคุณสมบัติของหม้อแปลงก็หมดไป กระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q2 ดังนั้น Q2 จึงเริ่มนำกระแสและจะทำงานสลับไป

การแยกหม้อแปลงออกเป็น 2 ชุดมีข้อดีในแง่ของกำลังสูญเสียในแกนหม้อแปลง กล่าวคือ การทำงานเราต้องให้กราฟใน B-H เพิ่มถึงจุดอิมตัว แต่เมื่อแยกหม้อแปลงแล้ว หม้อแปลง T2 มีกระแสเบสไหลซึ่งมีค่าจำนวนไม่มากนัก เราจึงใช้หม้อแปลงตัวเล็ก ๆ ได้ ผลที่ได้คือการสูญเสียใน T2

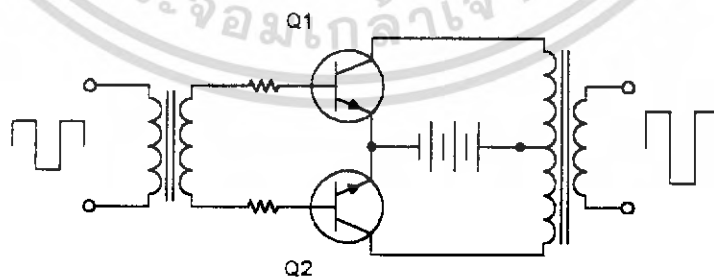


รูปที่ 2.9 วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้หม้อแปลง 2 ชุด

2.5 หลักการของการใช้วงจรในวงจรอินเวอร์เตอร์

2.5.1 หลักการของวงจร

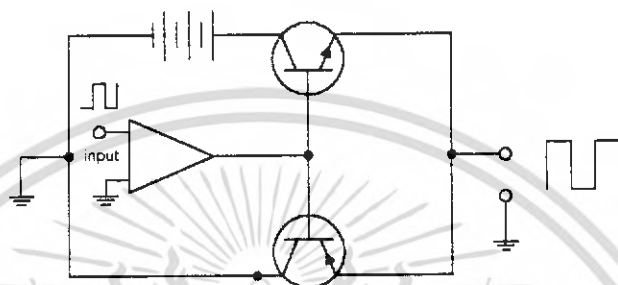
หลักการของวงจรแบบนี้ก็อาศัยหลักการวงจรขยายกำลังตัวอย่างในวงจรแอมป์ของวงจรขยายกำลังดังตัวอย่างในวงจรแอมป์ของเครื่องเสียงนั่นเอง รูปที่ 2.10 เป็นวงจรขยายกำลังคลาสบี ซึ่งเป็นวงจรเดิมที่ใช้ในวงจรเครื่องเสียง แต่ในปัจจุบันวงจรทางเครื่องเสียงไม่นิยมใช้วงจรแบบนี้เพราะคุณภาพของเสียงไม่ดีพอ



รูปที่ 2.10 วงจรขยายพหุพหุที่ใช้เป็นอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

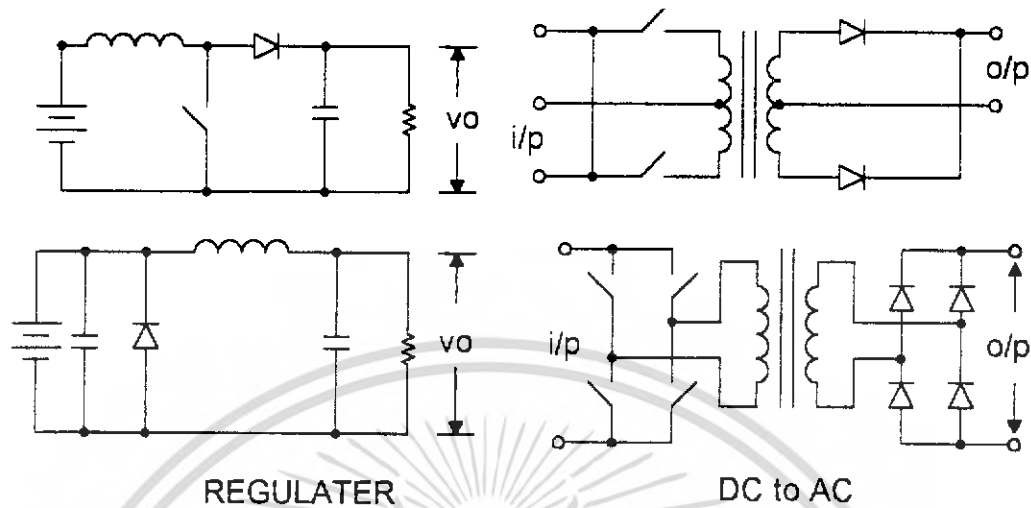
นอกจากนี้เรายังอาศัยหลักการของวงจรคอมพลิเมนต์ารี ที่ใช้ในวงจรเครื่องขยายเสียง ส่วนใหญ่ในปัจจุบันนี้เป็นอินเวอร์เตอร์ได้เช่นกัน ลักษณะของวงจรแสดงให้เห็นดัง รูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรขยายคลาสบีชนิดคอมพลิเมนต์ารี

2.5.2 หลักการสวิตช์โหมคอินเวอร์เตอร์และคอนเวอร์เตอร์

หลักการทางด้านสวิตช์ในโหมคกำลังได้รับความนิยมในปัจจุบัน กล่าวคือ อุปกรณ์สวิตช์กำลังทางอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้รับการพัฒนาให้มีขีดการทำงานได้สูงมากและสามารถทำงานได้ที่กระแสสูง ๆ ด้วยความเร็วสูง อีกทั้งการเลือกหาอุปกรณ์เหล่านี้ก็หาได้ไม่ยาก อุปกรณ์เหล่านี้ เช่น ไทริสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ CMOS เป็นต้น หลักการของวงจรที่ใช้สวิตช์ในอินเวอร์เตอร์และคอนเวอร์เตอร์พอสรุปได้ดังนี้

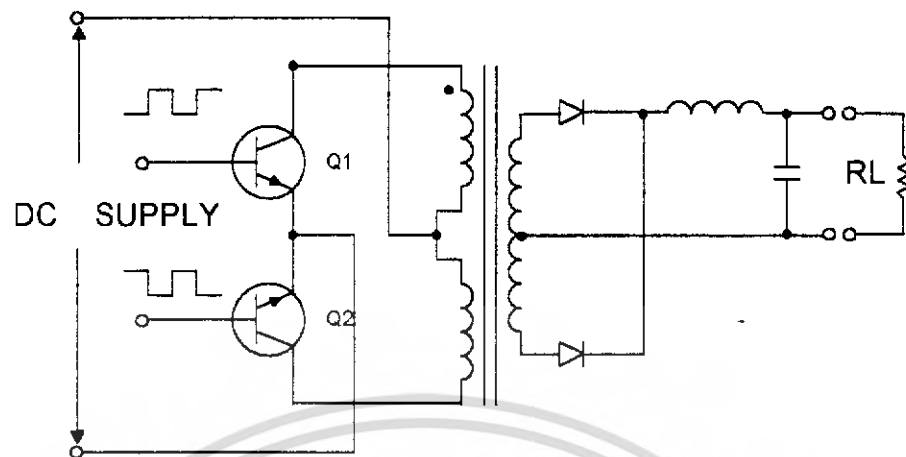


รูปที่ 2.12

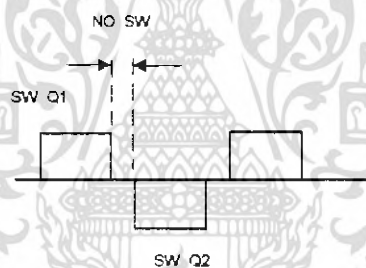
หลักการในรูป 2.12 ก. และ ข. เป็นวิธีการเรกกูเลทแรงดันไฟตรงกล่าวคือ แรงดันเอาต์พุตนั้นเองจะต้องมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุต เราจึงจะเรกกูเลททำได้ วิธีการเรกกูเลท ในที่นี้จะอาศัยหลักการ ในการสวิตช์นั่นเอง ถ้าหากแรงดันเอาต์พุตตกก็จะมีเพิ่มดูตีไซเคิล (duty cycle) ของการสวิตช์ ให้มากขึ้น และค่าแรงดันเอาต์พุตสูงก็จะลดขนาดความต่างของพัลส์ ในการสวิตช์ลง หรือเป็นการปรับความกว้างของพัลส์ให้ได้ค่าแรงดันเฉลี่ยที่เอาต์พุตที่ดีที่สุด ส่วน รูป ค. และรูป ง. เป็นหลักการในวงจรอินเวอร์เตอร์หรือคอนเวอร์เตอร์ โดยอาศัยหลักการของ อุปกรณ์สวิตช์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ในที่นี้เราจะให้ความสนใจในวงจรรูป ค. และ ง. เป็นพิเศษ เรา ลองมาพิจารณาวงจรในรูป ค. โดยใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ดังรูปที่ 2.13

การประยุกต์ใช้งานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในปัจจุบันเป็นไปอย่างกว้างขวาง ประกอบกับการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ในลักษณะสวิตช์ก็เป็นไปได้ง่ายขึ้น เพราะเราสามารถ ประยุกต์หลักการทางด้านคิิตอลลอจิกมาเป็นตัวรับสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งให้ข้อคิดว่า วงจรที่ใช้หลักการป้อนกลับ เพราะในกรณีนี้เราสามารถควบคุมการทำงานได้อย่างเหมาะสม เช่น ต้องการควบคุมการสวิตช์ซ้ำของทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ในเวลาเดียวกันและจะทำให้ทรานซิสเตอร์ เสียหายได้ ลักษณะดังกล่าวจึงต้องควบคุมเวลาในการสวิตช์ของแต่ละตัวไดอะแกรมเวลารูปที่

2.14



รูปที่ 2.13

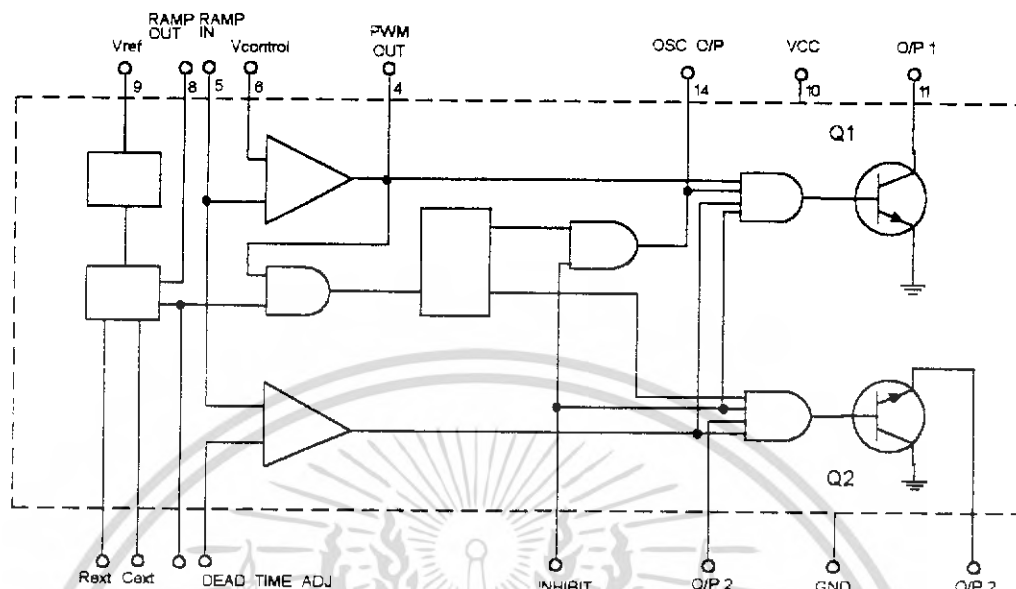


รูปที่ 2.14

โดยปกติเราจะไม่ให้เกิดการสวิตช์ของ Q1 และ Q2 เริ่มและหยุดที่เวลาเดียวกันทั้งนี้เพราะคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำในขณะการหยุดการสวิตช์จะมีช่วงเวลาออฟที่ยาวนานกว่าเวลาออน ดังนั้นการทำงานของสวิตช์จะประสบปัญหาการสวิตช์พร้อมกันอยู่ชั่วขณะที่ทรานซิสเตอร์ที่จะออฟยังไม่ออฟ ปัญหาดังกล่าวนี้จะสร้างปัญหาให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์บางวงจรอย่างมาก

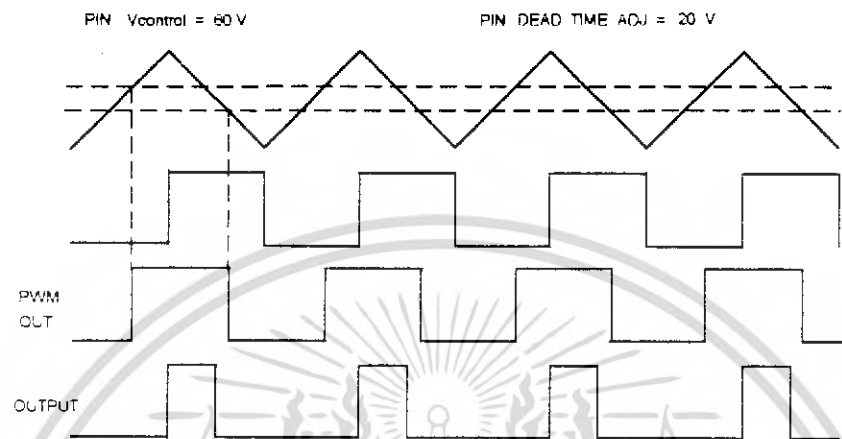
บริษัทผู้ผลิตไอซีหลายบริษัท จึงได้คิดออกแบบไอซีที่ใช้สำหรับขับวงจรอินเวอร์เตอร์โดยเฉพาะ ดังตัวอย่างเช่น ไอซีเบอร์ MC 3420 เป็นวงจรควบคุมส่วนของอินเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15

ไอซีเบอร์ MC 3420 เป็นไอซีขนาด 16 ขา เป็นวงจรสร้างสัญญาณขับวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยมีจุดมุ่งหมายหลักในการสร้างเอาต์พุตรูปสี่เหลี่ยมขับทรานซิสเตอร์หรือไทรสเตอร์ชนิด GTO (Gate Turn On) โดยวงจรสามารถควบคุมความต่างของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมได้โดยมีขา V Control (ขาที่ 6) เป็นขาที่ควบคุมวงจรถัดขั้วที่มอดูเลทเพื่อให้ความต่างศักย์ของพัลส์แปรตามแรงดันควบคุม นอกจากนี้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์กำหนดได้ด้วย R_{ext} และ C_{ext} ซึ่งเป็นตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่ต่อไว้ภายนอก ค่าความถี่ของการออสซิลเลทสามารถหาได้จากกราฟของ



รูปที่ 2.16

86869

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์

3.1 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์

ในปัจจุบันเรามีไอซีออปแอมป์มากมายหลายเบอร์ บางชนิดก็เป็นชนิดใช้งานพิเศษบางอย่าง เช่น ใช้ที่ความถี่สูง ใช้สำหรับวงจรที่ต้องการอินพุต อิมพีแดนซ์สูง หรือใช้เมื่อวงจรเป็นชนิดสัญญาณรบกวนต่ำ เป็นต้น

การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์มีมากมายไม่สิ้นสุด จนกระทั่งออปแอมป์เป็นไอซีที่เล่นมากในไอซีจำพวกลินีเยร์ไอซี เพราะเราสามารถสร้างวงจรต่าง ๆ ได้มากมายเช่น วงจรสังเคราะห์สัญญาณฟังก์ชันต่าง ๆ วงจรทรานซิสเตอร์ วงจรรวมสัญญาณ สาเหตุอีกประการหนึ่งที่ทำให้ออปแอมป์มีใช้กันมากคือออปแอมป์มีราคาถูก

3.2 การต่อวงจรพื้นฐานของออปแอมป์

3.2.1 การขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

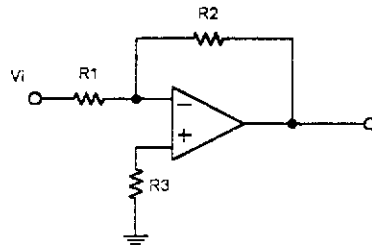
วงจรพื้นฐานของการขยายสัญญาณแบบกลับเฟส แสดงดังรูปที่ 3.1 ในวงจรนี้มีอัตราขยายปิดลูป เท่ากับ R_2/R_1 อัตราส่วนนี้จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับกำลังขยายของอัตราขยายเปิดลูปค่า Z_{in} จะมีค่าเท่ากับ R_1 แลบบความกว้าง (BW) ของอัตราขยายปิดลูปจะมีค่าเท่ากับ ความถี่กำลังขยายที่เป็นหนึ่งหารด้วยอัตราขยายปิดลูป

ข้อควรระวังที่ควรจะต้องสังเกต

ค่า R_3 ควรจะเลือกค่าเท่ากับ R_1 ขนานกับ R_2 เพื่อที่จะลดค่าคลาดเคลื่อนของแรงดันออฟเซต ซึ่งเกิดจากกระแสไบอัส

$$V_{out} = (R_2 / R_1) V_{in} \dots \dots \dots (3.1)$$

$$R_3 = R_1 / R_2 \dots \dots \dots (3.2)$$



รูปที่ 3.1 การแบบกลับเฟส

ค่าแรงดันออฟเซตที่เอาต์พุตของออปแอมป์ จะมีค่าเท่ากับอัตราขยายปิดคูณด้วยแรงดันออฟเซตที่อินพุต

$$V_o = V_{io} (1 + R_2 / R_1) \dots \dots \dots (3.3)$$

For non-inverting and inverting configuration

V_o = Output offset Voltage

V_{io} = Input offset Voltage

ค่าคลาดเคลื่อนออฟเซตที่อินพุตของออปแอมป์ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ แรงดันอินพุตออฟเซตและกระแสอินพุตไบอัส ค่าแรงดันออฟเซตอินพุตของออปแอมป์อาจจะถูกกำหนดไว้ตายตัวภายในอุปกรณ์ ถึงอย่างไรก็ตามผลอันเนื่องมาจากกระแสอินพุตไบอัสก็ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของวงจรที่ใช้สำหรับการลดค่าแรงดันออฟเซตของออปแอมป์ที่อินพุต ให้น้อยที่สุดโดยปราศจากการปรับค่าในวงจรมานั้น ทำได้โดยให้ค่าความต้านทานที่ต่อที่ขาอินพุตของทั้ง 2 อินพุตมีค่าเท่ากันในกรณีนี้ค่ามากที่สุดของแรงดันออฟเซตจะมีค่าเท่ากับผลบวกทางพีชคณิต ของแรงดันออฟเซตและค่าแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างความต้านทานของแหล่งกำเนิดซึ่งเกิดจากกระแสออฟเซต โดยปกติแรงดันออฟเซตที่จะเป็นทอมที่มีความคลาดเคลื่อนมากกว่า ในกรณีที่ค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิดที่มีค่าต่ำ และกระแสออฟเซตจะเกิดความคลาดเคลื่อนสำหรับค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิดมีค่าสูง

ในการประยุกต์ควรให้ค่าความต้านทานที่ต่อขาอินพุตทั้งสองมีค่าสูง และค่าแรงดันออฟเซตของออปแอมป์เอาต์พุต อาจจะปรับโดยการเปลี่ยนแปลงค่าโดยใช้การเปลี่ยนแปลง

แรงดันตกคร่อมระหว่างขา Input กับกราวด์ (ขา Input ข้างใดข้างหนึ่ง) คล้าย ๆ กับเป็นตัวจัดแรงดันออฟเซตที่อินพุต ค่าแรงดันออฟเซตของออฟเซตของออปแอมป์ที่เอาท์พุท ไม่ค่อยจะมีความสำคัญเท่าไรนัก ในกรณีที่ใช้การประยุกต์แบบการขับปลั๊กสัญญาณไฟสลบ ในที่นี้สิ่งที่นำมาพิจารณาก็คือ แรงดันออฟเซตใด ๆ ที่เอาท์พุทจะลดความเป็นเส้นตรง จากจุดสูงสุดถึงต่ำสุดของการแกว่งของเอาท์พุทของวงจรรขยาย

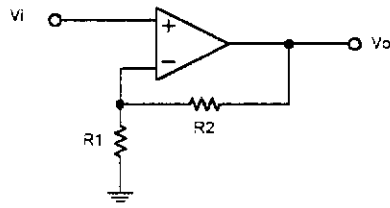
คุณสมบัติของอัตราขยายความถี่ (gain frequency) ของออปแอมป์และการป้อนกลับของวงจรถ้องไม่ทำให้เกิดการออสซิลเลท และการป้อนกลับจะต้องไม่ทำให้เฟสเลื่อนเกิน 180 องศา สำหรับทุก ๆ ความถี่ซึ่งจะต้องมาให้กำลังขยายของออปแอมป์และวงจรรป้อนกลับของมันมีค่ามากกว่าหนึ่งในทางปฏิบัติ การเคลื่อนเฟสไม่ควรจะเข้าใกล้ 180 องศา เพราะว่าจะเป็นการทำให้เสถียรภาพของภาวะที่กำหนดเข้าใกล้จุดวิกฤตของการออสซิลเลท

ออปแอมป์ที่ไม่มีการชดเชยภายในอาจจะนำมาใช้ เพื่อให้การบั่นทอนของวงจรรป้อนกลับมีค่าสูงได้ดังตัวอย่าง เช่น ไอซีเบอร์ LM101A อาจจะทำงานเป็นวงจรรขยายที่มีอัตราขยายเป็น 1 ในวงจรรขยายแบบกลับเฟสโดยใช้ตัวเก็บประจุการชดเชยที่มีค่าเท่ากับ 15PF เพราะว่างจรรป้อนกลับมีค่าการบั่นทอนเท่ากับ 6 เดซิเบล ในขณะที่เดียวกันถ้าใช้ค่า 30PF สำหรับการขยายเป็น 1 แบบไม่กลับเฟสจะทำให้วงจรรป้อนกลับมีอัตราขยายบั่นทอนเท่ากับศูนย์ เนื่องจากอัตราสูงของ LM101A ในการต่อให้อัตราขยายเป็นหนึ่งแบบกลับเฟสจะมีค่าเป็น 2 เท่า ของการต่อแบบไม่กลับเฟส การชดเชยด้วยการต่อวงจรพิเศษด้วยแก้เสถียรภาพและแถบความกว้างชดเชยที่ใช้ซึ่งมีค่ามากจะทำให้ค่าของเสถียรภาพมากขึ้น

3.2.2 วงจรรขยายแบบไม่กลับเฟส

จากวงจรรูปที่ 2.2 เป็นวงจรรขยายแบบไม่กลับเฟสซึ่งมีค่าความต้านทานอินพุตที่สูงและอัตราขยายลูปปิดของวงจรมีค่าเท่ากับผลรวมของค่า R_1 และ R_2 หารด้วย R_3 และช่วงกว้างของความถี่ที่ 3 เดซิเบล จะมีค่าเท่ากับความถี่ที่อัตราขยายเป็นส่วนหนึ่งของออปแอมป์หารด้วยกำลังขยายลูปปิด (Closedloop Gain)

ข้อแตกต่างอันดับแรกระหว่างการต่อวงจรแบบนี้กับการต่อวงจรแบบกลับเฟสคือ เอาท์พุทจะมีลักษณะเหมือนกับทางอินพุตและยังมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูงมากซึ่งมีค่าเท่ากับ ความแตกต่างของอินพุตอิมพีแดนซ์ขยายด้วยอัตราปิดลูป ในการประยุกต์เกี่ยวกับการขับปลั๊กนั้น ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่บ่อยจะมีความสำคัญเท่าไร เมื่อเทียบกับกระแสอินพุตและแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานของแหล่งกำเนิดแล้ว



รูปที่ 3.2 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

ข้อควรระวังในการใช้งานสำหรับออปแอมป์แบบนี้ก็เหมือนกับของการขยายแบบกลับเฟสแต่มีข้อยกเว้นอยู่ข้อหนึ่งคือ เอาท์พุทของออปแอมป์จะเข้าไปอยู่ในช่วงการอิ่มตัว ถ้าอินพุทเกิดการลอคอัพและจะเป็นสิ่งที่สำคัญมาก ถ้าออปแอมป์นั้นต้องเป็นสวิทช์จากแหล่งจ่ายไฟหนึ่งไปยังอีกแหล่งหนึ่งส่วนการชดเชยที่ใช้ในวงจรขยายแบบกลับเฟส จะมีผลนำมาใช้ได้ในการต่อวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

3.2.3 วงจรบัฟเฟอร์

วงจรขยายแรงดันมักจะพบใช้อยู่เสมอ คือเป็นวงจรบัฟเฟอร์เพื่อลดความคลาดเคลื่อนของแรงดันที่เกิดจากการบั่นทอนจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ และเพื่อแยกความต้านทานของแหล่งกำเนิดที่มีค่าสูงดังรูปที่ 3.3 อัตราขยายของวงจรนี้เป็น 1 เอาท์พุทจะเป็นไปตามอินพุท ดังนั้น จึงได้ชื่อว่า วงจรขยายแรงดันตาม (Voltage Follower) วงจรขยายบัฟเฟอร์ดังรูปที่ 3.3 ให้ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์มากที่สุด

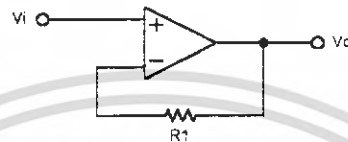
ข้อควรระวัง 3 ประการที่ควรระวังในการประยุกต์วงจรรูปที่ 3.3 คือ

1. วงจรขยายจะต้องชดเชยความถี่ สำหรับการทำงานที่อัตราขยายเป็น 1
2. การสวิงของเอาท์พุทของวงจรขยายจะต้องถูกกำหนดโดยช่วงของสัญญาณเฟสรวมของวงจรขยาย

3. วงจรขยายบางตัวจะแสดงลักษณะแรงดันค้าง เมื่อช่วงของสัญญาณเฟสรวมของวงจรขยายมีค่าเกินกว่าที่กำหนด ถ้าอินพุททรานซิสเตอร์ที่จุดอินเวอร์ตอินพุทอิ่มตัว ดังนั้นอินพุทที่ไปยังทรานซิสเตอร์นี้จะถูกป้อนโดยตรงไปยังวงจรคอลเลกเตอร์ของมันเองผ่านรอยต่อระหว่างคอลเลกเตอร์กับเบส ดังนั้นอินเวอร์ตอินพุทจะกลายเป็นนอนอินเวอร์ตดังไปโดยปริยาย และถ้าเราจะจำกัดค่าของโหลดรวมมีค่าเกินกว่าที่กำหนดไว้ผลอันนี้จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบบวก เป็นผลทำให้เกิดการอิ่มตัวในวงจรขยาย หรือที่เรียกว่า การค้าง (แลทซ์)

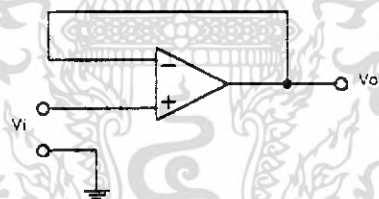
$$V_o = V_i$$

$$R_i = R_{source}$$



(ก) แบบการต่อวงจรบัฟเฟอร์ที่มีอัตราขยายเป็น 1

อัตราสเถ = 0.5 โวลท์ / ไมโครวินาที



(ข) แบบวงจรขยายแรงดันตามที่มีอัตราขยายเป็น

รูปที่ 3.3 แบบของวงจรบัฟเฟอร์

3.2.4 วงจรรวมสัญญาณ

วงจรพื้นฐานที่มีประโยชน์อีกวงจรหนึ่งสำหรับการใช้งานออปแอมป์คือวงจรรวมสัญญาณ (Adder หรือ Summer) วงจรนี้จะมีอินพุตมากกว่า 2 สัญญาณขึ้นไปและมีเอาต์พุตข้อเดียว ในรูปที่ 2.4 แสดงตัวอย่างวงจรรวมสัญญาณซึ่งมี 3 อินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดัน V_1, V_2, V_3 จะทำให้เกิดกระแส I_1, I_2, I_3 ผ่านตัวต้านทาน R_1, R_2 และ R_3 ตามลำดับ ซึ่งค่ากระแส $I_1 + I_2$ และ I_3 นี้จะไหลเข้าอินพุทซ์วลบของออปแอมป์ไม่ได้จึงไหลผ่าน R_F ทั้งหมด ดังนั้นค่าของ I_F ก็จะมีค่าเท่ากับ $I_1 + I_2 + I_3$

โปรดสังเกตด้วยว่าวงจรนี้คือวงจรขยายแบบอินเวอร์ตติง แต่มีหลายอินพุททำนั่นเอง อินพุทซ์วลบก็ยังคงทำหน้าที่เป็นกราวด์เสมือน ทำให้ขั้วลบเท่ากับศูนย์โวลท์ก็จะหาค่า $I_1, I_2,$ และ I_3 ได้ดังนี้

$$I_1 = V_1 / R_1, I_2 = V_2 / R_2, I_3 = V_3 / R_3 \dots \dots \dots (3.4)$$

และหาค่า I_F ได้ดังนี้

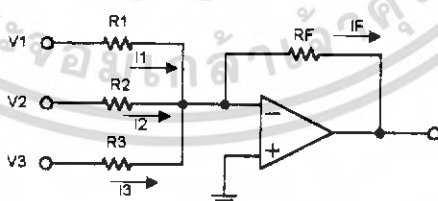
$$I_F = -V_o / R_F \dots \dots \dots (3.5)$$

นั่นคือ

$$(-V / R_F) = (V_1 / R_1) + (V_2 / R_2) + (V_3 / R_3) \dots \dots \dots (3.6)$$

จัดรูปให้สมการสวยขึ้นได้เป็น

$$V_o = -R_F [(V_1 / R_1) + (V_2 / R_2) + (V_3 / R_3)] \dots \dots \dots (3.7)$$



รูปที่ 3.4

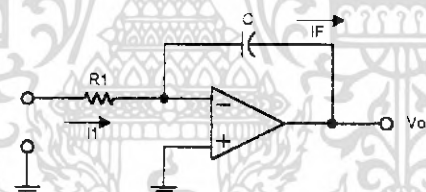
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการนี้จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตจะขยายสัญญาณอินพุตแต่ละสัญญาณขึ้นมาแล้ว จึงนำมารวมกัน แต่มีทิศทางเปลี่ยนแปลงแรงดันตรงข้าม (แสดงทิศทางโดยเครื่องหมาย) กับผลรวมนี้สัญญาณแต่ละตัวจะถูกขยายขึ้นมามากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับค่า R_1 , R_2 , R_3 และ R_f อินพุตอิมพีแดนซ์ที่สัญญาณ V_1 , V_2 และ V_3 มองเห็นจะเท่ากับค่า R_1 , R_2 และ R_3 ตามลำดับ ขื่อนำตั้งเกตุอีกประการหนึ่งสำหรับวงจรรวมสัญญาณนี้ก็คือ สัญญาณอินพุตแต่ละสัญญาณจะไม่รบกวนกันหรือจะมีผลกระทบกระเทือนกันเลย เหมือนกับว่าแต่ละสัญญาณป้อนแรงดันเข้ามาผ่านตัวต้านทานที่อินพุตแล้วลงกราวด์เสมือนไปเลย ด้วยเหตุนี้เราก็สามารถจะเพิ่มอินพุตเป็นที่ขั้วก็ได้ตามใจชอบ

3.2.5 วงจรอินทิเกรเตอร์

วงจรพื้นฐานของออปแอมป์ที่อธิบายไปแล้วนั้น ใช้ตัวต้านทานเป็นทางผ่านให้เกิดการป้อนกลับ สำหรับวงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) ใช้ตัวเก็บประจุเป็นทางผ่านแทนดังแสดงในรูปที่ 3.5 (ก)

เนื่องจากไม่มีกระแสไหลเข้าอินพุตของออปแอมป์ ดังนั้นกระแสอินพุตที่ไหลผ่าน R_1

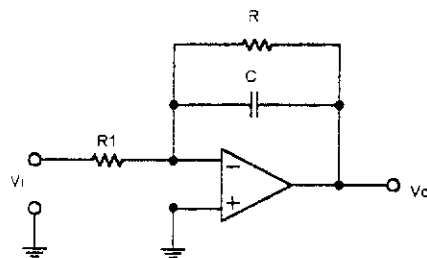


(ก) วงจรอินทิเกรเตอร์



(ข) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) วงจรอินทิเกรเตอร์ในทางปฏิบัติ

รูปที่ 3.5 แบบต่าง ๆ ของวงจรอินทิเกรเตอร์

ลักษณะสำคัญของวงจร

$$V_o = \frac{-V_1 t}{R_1 C} \quad \text{for : square wave} \dots \dots \dots (3.8)$$

อัตราขยาย

$$A_v = \frac{1}{2\pi R_1 C} \quad \text{for : sin wave} \dots \dots \dots (3.9)$$

$$Z_{in} = R_1$$

$$Z_2 > 10R_1$$

กระแสทั้งหมดก็จะไหลเข้าประจุ C นั่นคือ $I_1 = I_f$ ถ้าแรงดัน R_1 มีค่าคงที่ กระแส I_1 ก็จะคงที่ด้วยการประจุที่ใช้งานออปแอมป์ เพราะ $I_1 = (V_1/R_1)$ ด้วยเหตุนี้กระแส I_f ซึ่งประจุ C ก็จะมีค่าคงที่ด้วย ทำให้แรงดันคร่อม C (ซึ่งก็คือแรงดัน $-V_o$ นั่นเอง เพราะแรงดันที่อินพุทขาลบเสมือนกับต่อลงกราวด์) ค่อย ๆ เพิ่มขึ้นตามเวลา ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = (I_f t) / C = -(I_1 t) / C \dots \dots \dots (3.10)$$

$$= -(V_1 t) / R_1 C \dots \dots \dots (3.11)$$

จะเห็นจากสมการนี้ว่า ถ้าแรงดัน V_1 เป็นบวก V_o จะค่อย ๆ เป็นลบมากขึ้นตามเวลา t และจะแสดงมาจนกระทั่งออปแอมป์อิ่มตัวไม่สามารถลดลงได้อีก

ถ้าสัญญาณอินพุต V_1 มีค่าเปลี่ยนแปลงไปเรื่อย ๆ ตัวเก็บประจุ C ก็จะทำหน้าที่รวมผลคูณของแรงดันและเวลาขณะต่าง ๆ กันเอาไว้ ซึ่งคุณสมบัตินี้เองทำให้วงจรแบบนี้ช่วยสามารถแก้ปัญหาดีฟเฟอร์เรนเชียลในทางคณิตศาสตร์ได้ และก็เป็นที่สาเหตุที่ทำให้วงจรนี้มีชื่อว่า วงจรอินทิเกรเตอร์ แปลว่า รวม

ถ้าสัญญาณ V_1 เป็นรูปสี่เหลี่ยม ตัวเก็บประจุ C ก็จะคายประจุที่หนึ่งทำให้แรงดันเพิ่มขึ้นและลดลงตรงข้ามกับลักษณะการเปลี่ยนแปลงรูปคลื่นของ V_1 กลายเป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 3.5 (ข)

ถ้าสัญญาณอินพุต V_1 เป็นรูปซายน์ วิธีการคิดจะเป็นแบบธรรมดา คือ เป็นวงจรรายอินเวอร์ตติ้ง ซึ่งอัตราขยายวงจรขึ้นกับอัตราส่วนระหว่างอิมพีแดนซ์ของ C และความต้านทานของ R_1 ดังนี้

$$A_v = (X_c / R_1) = (1 / 2\pi R_1 C) \dots \dots \dots (3.12)$$

จากสมการจะเห็นว่าอัตราขยายของวงจรขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณ V_1 ถ้าความถี่ต่ำมากอัตราขยายก็จะสูงมาก ถ้าความถี่เป็นศูนย์ (หมายถึงแรงดันอินพุตคงไม่มีกระแสเปลี่ยนแปลง) อัตราขยายจะเป็นอนันต์ นั่นก็คือหากมีสัญญาณแปลกปลอมเข้ามาเพียงนิดเดียวแรงดันเอาต์พุตก็จะอิ่มตัวไปในทางใดทางหนึ่ง (ทางค่าบวกหรือทางค่าลบ) ทั้งนี้ ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงต้องใส่ตัวต้านทาน R_2 ขนานกับ C เข้าไว้เพื่อจำกัดอัตราขยายด้านไฟตรงให้มีค่าสูงมากเกินไป ดังแสดงในรูปที่ 3.5 (ค) แต่เพื่อไม่ให้มีผลกับการคายประจุของ C ค่า R_2 ก็ควรจะมีความสูงโดยทั่วไปค่า R_2 มักจะถูกเลือกให้มีค่ามากกว่า 10 เท่าของ R_1 บางครั้งอาจจะมากกว่าถึง

1000 R₁ ขอให้สังเกตจากรูปคลื่นในรูปที่ 3.5 (ข) ประการหนึ่งว่า แม้จะทำหน้าที่เป็นวงจรขยาย แต่ก็เคลื่อนเฟสสัญญาณอินพุตไปด้วย โดยเฟสสัญญาณเอาต์พุตจะล่าช้าสัญญาณอินพุตไป 90

วงจรถิกรเตอร์ถูกนำไปใช้งานหลายอย่าง เช่น เปลี่ยนสัญญาณสี่เหลี่ยมเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมเป็นวงจรที่ยอมให้ความถี่ต่ำผ่านได้ (สำหรับรูปขายน้) สะดวก โดยความถี่สูงขึ้นอัตราขยายจะลดลงเป็นต้น

3.2.6 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์

เรายังดัดแปลงวงจรขยายแบบอินเวอร์ตติ้ง โดยใช้ประโยชน์จากกระแสผ่านตัวเก็บประจุได้อีกแบบหนึ่ง คือวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์ (Differentiator) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.6 ในวงจรแบบนี้ค่าแห่งของ R₁ และ C จะสลับที่กันกับวงจรถิกรเตอร์ กระแส I₁ ซึ่งไหลผ่าน C จะสัมพันธ์กับแรงดัน C จะสัมพันธ์กับแรงดัน V₁ และค่า C ดังนี้

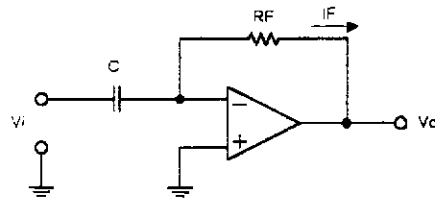
$$I_1 = C(V_1 / t) \dots \dots \dots (3.13)$$

$$I_1 = I_f = -(V_o / R_1) \dots \dots \dots (3.14)$$

$$V_o = -R_1 C (V_1 / t) \dots \dots \dots (3.15)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตกับเวลา (V₁/t) ยิ่งแรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลงเร็วขึ้น ขนาดแรงดันเอาต์พุตก็จะสูงขึ้น ถ้าแรงดัน V₁ มีค่าเปลี่ยนแปลงไปเรื่อย ๆ เอาต์พุตก็จะมีค่าแปรตามอัตราเปลี่ยนแปลง V₁ ในช่วงเวลาขณะนั้นเดิมทีวงจรนี้ใช้ในเครื่องอนาล็อกคอมพิวเตอร์ เพื่อสร้างสมการดิฟเฟอเรนเชียลขึ้นมา และนี่เองเป็นสาเหตุที่ทำให้ตั้งชื่อวงจรแบบนี้ว่า วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์

ถ้าป้อน V₁ เป็นสัญญาณรูปเหลี่ยมจะได้เอาต์พุตเป็นรูปอะไรขอให้ดูรูปที่ 3.7 ประกอบไปด้วย ขณะที่ V₁ พรวดพราดสูงขึ้น C ยังประจุแรงดันไม่ทัน พวกคงที่ C ก็จะค่อย ๆ ประจุจนมีแรงดันสูงขึ้น ทำให้แรงดันเอาต์พุตเพิ่มและสูงขึ้นมาจนเป็นศูนย์ถัดมา เมื่อ V₁ ลดลง

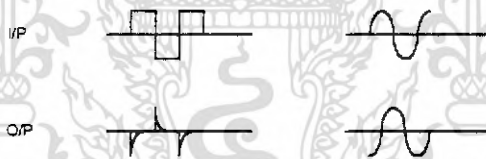


รูปที่ 3.6 วงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์

ลักษณะสำคัญของวงจร

$$V_o = -R_f C (V_i / t) \quad \text{for : square wave} \dots\dots\dots(3.16)$$

$$A_v = \omega R_f C \quad \text{no } R_i \dots\dots\dots(3.17)$$



รูปที่ 3.7 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรดิฟเฟอเรนทิเอเตอร์

พหุคูณเป็นลบ C ก็ยังคงประจุเดิมไม่ทัน ดังนั้น ส่วนที่เปลี่ยนแปลงของ V_i นี้ ก็จะไปเกิดขึ้นช่วงของลบ ทำให้แรงดันเอาต์พุตสูงขึ้นเป็นบวกในช่วง T_2 ซึ่งแรงดัน V_i เป็นลบคงที่ C ก็จะคายประจุเข้ามาแรงดันค่าลบของ V_i ดังนั้นแรงดันที่เอาต์พุตก็จะค่อย ๆ ลดลงจนกลายเป็นศูนย์โวลต์ดั้งเดิม ดังนั้นถ้า V_i เป็นรูปเหลี่ยม แรงดัน V_o ก็จะเป็นรูปเข็มนาฬิกา (มีเงื่อนไขว่าค่า RC ต้องน้อยพอที่จะทำให้การคายประจุได้รวดเร็วพอ) ทุก ๆ ครั้งที่ V_i เปลี่ยนแปลงที่หนึ่ง V_o ก็จะเป็นรูปเข็มนาฬิกา

ถ้า V_1 เป็นรูปชาชน์ ก็อาศัยหลักการเดิมคือ ได้เอาที่พุดเป็นรูปชาชน์และมีอัตราขยายดังนี้

$$A_v = R_1 / X_C = 2\pi f R_1 C \dots \dots \dots (3.18)$$

นั่นคือถ้า V_1 มีความถี่สูงขึ้น อัตราขยายก็จะมากขึ้นและเป็นเหตุให้เกิดปัญหาขึ้นในทางปฏิบัติ เพราะวงจรแบบนี้อาจจะรับเอาสัญญาณรบกวนความถี่สูงจากภายนอกเข้ามาขยายทำให้ไม่รู้เอาที่พุดเกิดจากสัญญาณจริง หรือเกิดจากสัญญาณแปลกปลอมและก็ยังทำให้วงจรอาจออสซิลเลทได้ง่าย วิธีแก้ไขคือ หาทางลดอัตราขยายสำหรับสัญญาณความถี่สูงสุดลง โดยการต่อตัวต้านทานค่าน้อย ๆ อนุกรมเข้ากับ C ทางด้านอินพุท รูปคลื่นชาชน์ที่เอาที่พุดจะช้ากว่าอินพุทอยู่ 90 องศา ดังรูปที่ 3.7



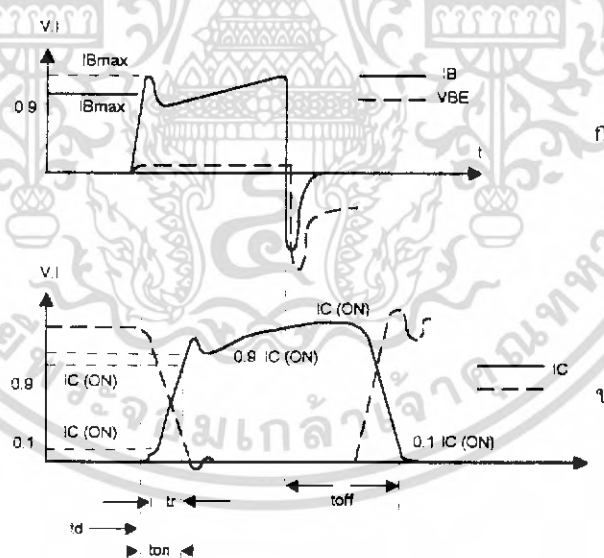
บทที่ 4

วงจรขับเบสทรานซิสเตอร์

4.1 กล่าวนำ

ในการนำสัญญาณพัลส์ไปขับทรานซิสเตอร์กำลังนั้น เราไม่สามารถที่จะนำสัญญาณจาก IC หรือจากทรานซิสเตอร์ที่มีกำลังต่ำๆ ไปขับได้โดยตรง เราจึงต้องหาวงจรขับที่มีกำลังงานเพียงพอและเหมาะสมกับทรานซิสเตอร์กำลังนั้นๆ ซึ่งก็คือวงจรขับเบสนั่นเอง

ถ้าหากมีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรขับกับทรานซิสเตอร์กำลัง หรือระหว่างสัญญาณควบคุมกับวงจรขับจะเป็นการลดปัญหาเรื่องสายดิน การแยกอาจทำได้โดยใช้หม้อแปลงความถี่สูง (Pulse Transformer) หรือถ้าในระดับวงจรขับกับสัญญาณควบคุมซึ่งมีกำลังต่ำอาจใช้ Opto Coupler ก็ได้ ซึ่งจากลักษณะสมบัติที่พึงประสงค์ของการนำเบสของทรานซิสเตอร์ เราอาจเขียนรูปคลื่นของกระแสและแรงดันพร้อมกับรูปคลื่นของกระแสคอลเลคเตอร์ (I_C) และแรงดันคอลเลคเตอร์ (V_{CE}) และแรงดันอิมิตเตอร์ (V_{BE}) ของทรานซิสเตอร์ได้ดังนี้



รูปที่ 4.1

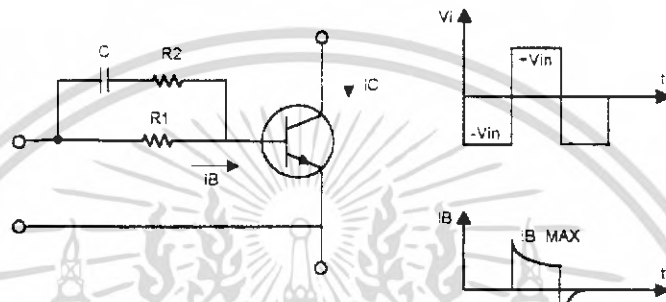
- (ก) รูปคลื่นของกระแสเบส (I_B) แรงดันเบส (V_{BE}) รูปคลื่นของ I_C , V_{CE} ที่เหมาะสมในการขับนำเบส
- (ข) แสดงพารามิเตอร์ของเวลาต่างๆ ในระหว่างการเปลี่ยนสถานะของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรขับนำเบส

การที่จะให้ได้มาซึ่งลักษณะของวงจรขับนำเบสที่ดีนั้น เราจำเป็นต้องรู้จักวงจรพื้นฐานที่จะให้ได้ซึ่งฟังก์ชันที่เราต้องการ และในตอนต่อไปนี้จะแนะนำให้ผู้รู้จักกับวงจรพื้นฐานต่างๆ ที่ใช้ในวงจรขับนำเบสทั่วไป

4.2.1 วงจรเร่งกระแสเบส



รูปที่ 4.2

(ก) วงจรเร่งกระแสเบส

(ข) รูปคลื่นของกระแสเบสเมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณขั้น

จากวงจรในรูปที่ 4.2 ก C ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุเร่งกระแส (Speed Up Capacitor) จะทำตัวเสมือนกับวงจรลัดในตอนที่เกิดการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นในตอนที่มี V_i เพิ่มขึ้นจาก $-V_{in}$ ไปเป็น $+V_{in}$ กระแสเบสจะมีค่าขอดีสูงสุด I_{BP} ตามสมการ

$$I_{BP} = \frac{V_{in} - V_{BE}(TP)}{R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} \dots \dots \dots (4.1)$$

และในภาวะอยู่ตัวตัวเก็บประจุ C จะทำตัวเสมือนเป็นวงจรเปิด ดังนั้นกระแสเบสในภาวะอยู่ตัว I_B

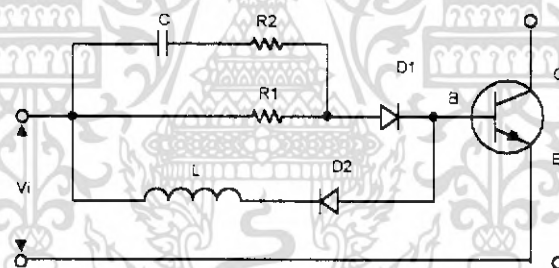
$$I_B = \frac{V_{in} - V_{BE}(TP)}{R_1} \dots \dots \dots (4.2)$$

อัตราส่วน I_{BP}/I_B จะมีค่าเท่ากับ $(1 + R_2/R_1)$ ซึ่งค่านี้จะสามารถเลือกได้โดยการเลือกอัตราส่วนระหว่าง R_1 กับ R_2 ในระหว่างที่ I_B ไหลผ่าน R_1 นั้นตัวเก็บประจุ C จะถูกประจุให้มีแรงดันเท่ากับ $V_m - V_{BE}$ (TP)

เมื่อ V_1 เปลี่ยนจาก $+V_m$ นั้นในตอนแรกกระแสจะสามารถไหลผ่านหัวต่อ pn ของอิมิตอร์เบสโดยที่แรงดัน V_{BE} จะมีค่าน้อย นอกจากนี้ แรงดันของตัวเก็บประจุ C จะยังคงมีค่าคงที่ ดังนั้น กระแสที่ไหลออกจากเบส I_{EBP} จะคำนวณได้จากสมการ

$$I_{EBP} = \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{2V_{in}}{R_2} \dots \dots \dots (4.3)$$

ในกรณีที่เราต้องการจำกัดค่า dI_B/dt ช่วงที่ V_1 เปลี่ยนจาก $+V_m$ เป็น $-V_m$ เราอาจทำได้โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ และ ไดโอดต่อดังในวงจรรูปที่ 4.3



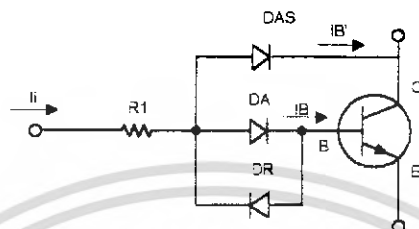
รูปที่ 4.3 วงจรขั้วกระแสเบสที่มีการเร่งกระแสเบสในตอนทำให้ TP เริ่มนำกระแสและมีการหน่วงกระแสในตอนทำให้ TP หยุดนำกระแส

4.2.2 การปรับกระแสเบสให้เหมาะสม

ในการขับนำกระแสเบสของทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อใช้เป็นสวิตช์เร้ามักใช้สัญญาณขั้นที่มีค่าคงที่ ทำให้กระแสไหล มีค่าคงที่ ดังนั้นเราจึงจำเป็นต้องมีตัวปรับ I_B ให้เหมาะสมซึ่งจะทำได้โดย

(1) ใช้ไดโอดป้องกันการอิมตัวเกินควร

วิธีนี้เราใช้วิธีปรับ I_B ให้เหมาะสมโดยใช้ไดโอดป้องกันการอิมตัวเกินควร (Antisaturation Diode)



รูปที่ 4.4 วงจรปรับ I_B ให้เหมาะสมกับกระแสคอลเลคเตอร์

ในการออกแบบวงจรขั้วนำเบสนั้น ถ้ากระแส I_i มีค่าคงที่และมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับอัตราส่วนของกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดที่จะมีได้ I_{CMAX} กับการขยายกระแสค่าสุดของทรานซิสเตอร์ (β_{Mm}) แล้วค่าของนั้น TP จะอยู่ในสถานะอิมตัวเสมอ ถ้า $V_{CE} > V_{AE}$ ไดโอด D_{AS} ซึ่งเป็นไดโอดป้องกันการอิมตัวของ TP จะไม่นำกระแสแต่ถ้า I_i มีค่ามากเกินไปจะทำให้ V_{CE} ลดลง จนกระทั่ง V_{CE} เท่ากับแรงดันเริ่มนำกระแสของไดโอด (Cutin Voltage มีค่าประมาณ 0.5 โวลท์) D_{AS} จะเริ่มนำกระแส ทำให้กระแสเบส I_B ลดลงโดยที่แรงดันคร่อมไดโอด D_{AS} และ D_A จะมีค่าใกล้เคียงกันคือ เท่ากับแรงดันไบอัสตามของไดโอดและเราจะได้ว่า

$$I_B = V_{CA} + V_{AB} = -V_{DAS} + V_{DS} = 0 \dots \dots \dots (4.4)$$

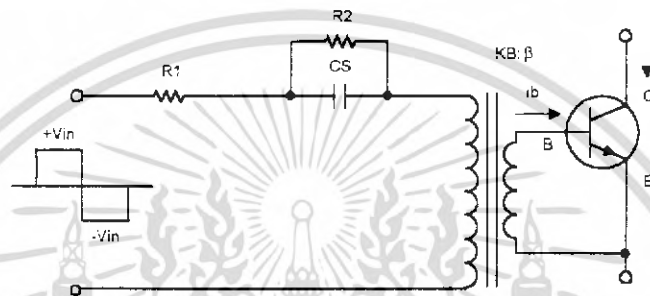
จากสมการ 4.4 เราจะเห็นได้ว่า D_{AS} จะรักษาสักคาไฟฟ้าของคอลเลคเตอร์ให้เท่ากับสักคาของเบสเสมอ โดยการแบ่งกระแสที่เกินพอ (I_B) ออกจากเบส อันเป็นการป้องกันการอิมตัวเกินควรของทรานซิสเตอร์กำลัง

(2) ใช้การขั้วนำเบสตามกระแสขาออก (Regenerative or Proportional Feedback Drive)

วิธีการนี้เราจะใช้การป้อนกลับจากทางด้านขาออก คือ ใช้กระแสจากด้านขาออกส่งผ่านหม้อแปลงกลับเข้ามาขั้วนำเบสหลังจากที่วงจรเริ่มขั้วเบสได้ ทำให้ทรานซิสเตอร์ไหลผ่านขดลวดซึ่งมีเพียง 1 ขดลวดในวงจรเบส เพื่อที่จะให้กระแสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำมีค่ามากพอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

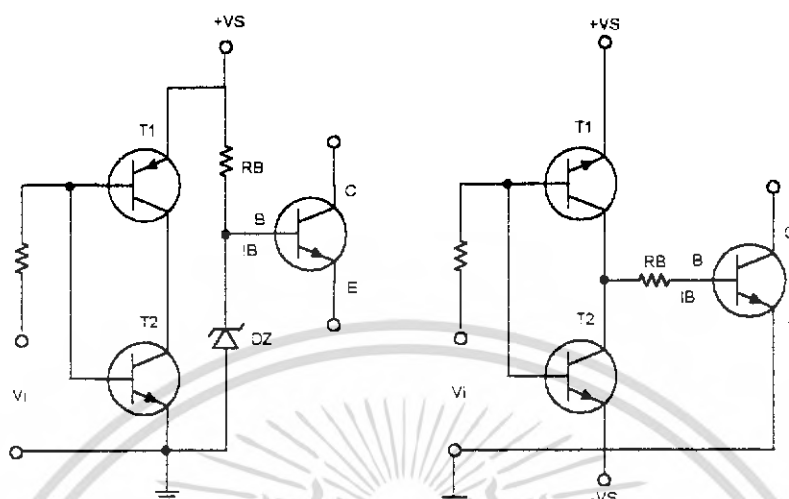
ที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์อยู่ในภาวะนำกระแสได้ เราจะให้ขั้วคลดของวงจรเบสมีจำนวนรอบน้อยกว่าอัตราขยายกระแสทรานซิสเตอร์ในภาวะอิ่มตัว (B) เพื่อเป็นการลดกระแสในวงจรจับ C_{μ} จะต้องมีค่าที่ใหญ่มากพอที่จะสามารถทำให้ทรานซิสเตอร์ เริ่มหรือหยุดนำกระแสได้ R_2 มีไว้สำหรับที่จะทำให้มีกระแสขับนำเบสในตอนที่กระแสไหลค่น้อย การใช้สัญญาณจับบวก ลบ จะทำให้เวลาในการสวิตช์น้อยลง



รูปที่ 4.5 วงจรขับนำเบสตามกระแสขาออก

4.2.3 การขับนำเบสเพื่อให้ได้รับแรงดันลบตอนหยุดนำกระแส

การที่จะให้แรงดันของเบสเป็นลบในระหว่างการทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส อาจทำได้โดยใช้ตัวเก็บประจุเร่งการนำกระแสเหมือนวงจรในรูปที่ 4.2 ก โดยไม่ต้องใช้ V_1 เป็นลบ แต่วงจรนี้ไม่สามารถคงแรงดันลบไว้ได้ หลังจากที่ C คายประจุหมดแล้ว การที่จะให้แรงดันยังเบสคงค่าลบไว้ในระหว่างที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส อาจทำได้โดยใช้วงจรในรูปที่ 4.6 ก ในกรณีที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันอันเดียวและในกรณีที่ไม่มีแหล่งจ่ายแรงดันบวกลบเรา อาจจะใช้วงจรในรูปที่ 4.6 ข



รูปที่ 4.6 วงจรขับนำเบสที่ให้แรงดันลบกับเบสในคอนทักต์นำกระแส

(ก) ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงอันเดียว

(ข) ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงบวกลบ

ในกรณีที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงอันเดียว เราจะใช้ R_B และ Zener Diode เข้าช่วย โดยที่ R_B ต้องมีค่าเล็กพอที่จะให้กระแสเบสสูงสุดไหลผ่านได้ กล่าวคือ

$$R_B = \frac{V_B - V_{BE}(TP) - V_{CE}T2}{I_{B(max)}} \dots \dots \dots (4.5)$$

การทำงานของ T1 และ T2 จะสลับกันนำกระแส เมื่อ T2 นำกระแส TP จะถูกขับนำให้นำกระแสโดยกระแสที่ไหลผ่าน R_B และ T2 ในขณะที่ Dz จะไม่นำกระแสเมื่อ T2 จะหยุดนำกระแสจะทำให้ D_z นำกระแส T1 จะยกระดับแรงดันอิมิตเตอร์ให้สูงกว่าจุด A ทำให้เบสถูกไบอัสขึ้นตามต้องการ วิธีนี้มีข้อดีในแง่ที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันเพียงชุดเดียว แต่ประสิทธิภาพจะไม่ดีนักเนื่องจากกระแสซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับ I_B ไหลในวงจรเบสในตอนที่ TP หยุดนำกระแสด้วย

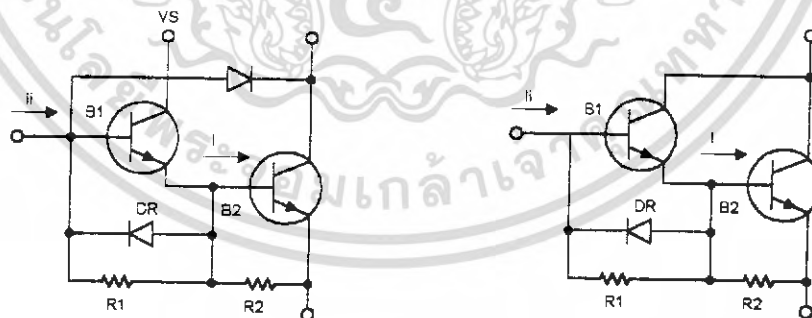
ในรูปที่ 4.6 ข เป็นวงจรที่ใช้แหล่งกำเนิดแรงดันบวกกลับ ถ้าเราต่ออิมิตเตอร์ของ TP ไว้ที่ 0 V เมื่อ T1 นำกระแส T2 หยุดนำกระแสจะทำให้มีกระแสเบสขับนำให้ นำกระแส แต่เมื่อ T1 หยุดนำกระแส และ T2 นำกระแส T2 จะทำให้ศักดาของเบสมีค่าเป็นลบ ซึ่งต่ำกว่า ศักดาของอิมิตเตอร์และเบสจะถูกไบอัสย้อนตามต้องการ เนื่องจากไม่มีกระแสไหลในวงจรขับ เบส เมื่อ TP หยุดนำกระแส จึงทำให้มีประสิทธิภาพสูงกว่าวงจรในรูปที่ 4.6 ข

4.3 การปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรขับนำเบส

เนื่องจากกระแสที่ใช้ในการขับทรานซิสเตอร์กำลัง จะมีค่าสูงอันเป็นผลมาจากอัตราขยาย กระแสของทรานซิสเตอร์กำลังมีค่าน้อยดังได้กล่าวมาแล้ว ดังนั้นเราจึงควรใช้วงจรขับที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเฉพาะในระบบที่มีกำลังขับสูงๆ

4.3.1 การใช้ทรานซิสเตอร์ขับนำ

ในวงจรขับนำเบสที่ใช้การปรับกระแสเบส โดยใช้ไดโอดป้องกันการอิมิตตัวเกิน ควรตั้งในวงจรรูปที่ 4.4 นั้น กระแสในวงจรเบสที่ใช้จะมีค่าคงที่ประมาณเท่ากับ I_{cmax}/β เราจะสามารถลดกระแสนี้ลงได้โดยการใช้ทรานซิสเตอร์ขับดังแสดงในรูปที่ 4.7 ข กล่าวคือ เนื่องจาก TB จะทำงานในย่านไวงาน (Active Region) ดังนั้นอัตราขยายกระแส β จะมีค่าสูง กระแส IBD ซึ่งมีค่าคงที่จะมีค่าน้อยกว่า I_B มากดังนั้นกำลังสูญเสียในวงจรเบสจะขึ้นอยู่กับ I_B ที่มีค่าเท่ากับ I_C/β ซึ่งมีค่าน้อยกว่า I_{cmax}/β เช่นในกรณีของวงจรรูปที่ 4.4 ดังนั้นวงจรในรูปที่ 4.7 ก



รูปที่ 4.7 วงจรขับเบสที่มีประสิทธิภาพสูง

(ก) ใช้ทรานซิสเตอร์ขับนำ

(ข) ใช้ทรานซิสเตอร์ Darlington

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรเบสในกรณีที่มี I_c มีค่าน้อยกว่า I_{cmax} มาก ๆ อีกทั้งยังคงรักษาไม่ให้ TP อิ่มตัวเกินควรด้วย ไดโอด D_r ในวงจรรูปที่ 4.7 ก. นี้มีไว้เพื่อเป็นทางผ่านของกระแสที่ออกจากเบสในตอนทำให้ TP หยุดนำกระแส R_1 และ R_2 ช่วยในการไบอัสย้อนทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัว ในตอนที่กระแสหยุดนำกระแส

4.3.2 การใช้ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington

การใช้ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington ดังในรูปที่ 4.7 ข จะเป็นการลดกำลังของวงจรเบส เพราะทรานซิสเตอร์แบบนี้จะมีอัตราขยายกระแสสูงขึ้นกระแสขั้วนำ TP จะได้จากกระแสคอลเลกเตอร์และกระแสเบสของ TD แต่เนื่องจากกระแสคอลเลกเตอร์ของ TD ไม่ได้มาจากวงจรเบส แต่เป็นกระแสของโหลด ดังนั้นจึงทำให้วงจรนี้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ข้อเสียของการใช้ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington ก็คือ Delay Time ของวงจรจะช้ากว่าการใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว นอกจากนี้ในตอนสวิตช์กระแส TD จะเริ่มนำกระแสก่อน ทำให้กระแสโหลดทั้งหมดไหลผ่าน TD ส่วนในตอนหยุดนำกระแส TD จะหยุดนำกระแสก่อน ซึ่งจะมีผลทำให้กระแสทั้งหมดไหลผ่าน TP แบบ Darlington ควรจะมีไดโอด D_r นำกระแสออกจากเบสของ TP และความต้านทาน R_1 และ R_2 ที่ช่วยการไบอัสย้อนทรานซิสเตอร์เช่นเดียวกับในรูปที่ 4.7 ข

4.2.3 ใช้การขับนำเบสตามกระแสขาออก

การขับนำเบสโดยใช้วิธีการป้อนกลับจากทางด้านขาออกตามวิธีในข้อ 4.2.2 (2) จะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรขับนำเบส เพราะเราจะใช้กระแสจากวงจรขับนำเบสเฉพาะในตอนที่ยานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส และเมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสแล้ว กระแสเบสส่วนใหญ่จะ ได้จากการป้อนกลับของวงจรขาออก

บทที่ 5

วงจรรักษาแรงดันคงที่

5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้ให้ศึกษาถึงคุณสมบัติประจำตัวของ Zener Diode ซึ่งแตกต่างจาก Semiconductor Diode ทั่วไป เมื่อมีแหล่งจ่ายแรงดันและป้อนแก่มัน ในรูป V-I Characteristics Curve ทราบถึงวิธีการนำ Zener Diode มาใช้ประกอบกันเป็นวงจร Shunt Regulator และ Series Regulator พร้อมทั้งการคำนวณหาค่าชิ้นส่วน (Elements) อื่น ๆ ในวงจร รวมถึงการศึกษาถึงคุณสมบัติทางด้าน Temperature Coefficient ของตัวมัน

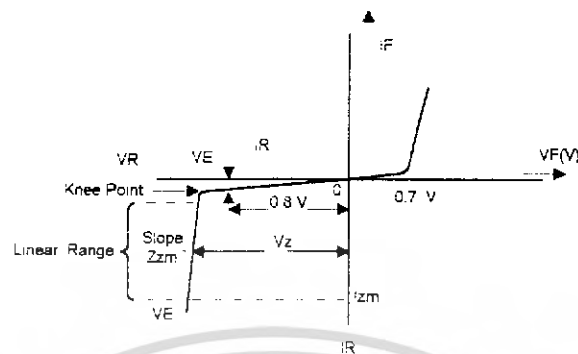
5.2 คุณสมบัติของ Zener Diode และการนำไปประกอบเป็นวงจรใช้งาน

ชื่อ Zener Diode ถูกตั้งขึ้นตามนามของ Dr. Carl Zener เป็นอุปกรณ์กึ่งตัวนำ (Semiconductor Device) ที่ใช้งานด้าน Reverse แทนที่จะเป็นด้าน Forward เหมือน Semiconductor Diode ทั่วไป เพราะมันมีคุณสมบัติในการรักษา Reverse Voltage ซึ่งคงที่ (ค่อนข้าง) ได้ในช่วงกว้างของ Reverse Current และแทนสัญลักษณ์ของ Zener Diode ดังแสดงในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงสัญลักษณ์ของ Zener Diode

กราฟบ่งบอกถึงคุณสมบัติของ Zener Diode ที่มีต่อศักย์คาและกระแสหรือ V-I Characteristic Curve ได้แสดงในรูปที่ 5.2

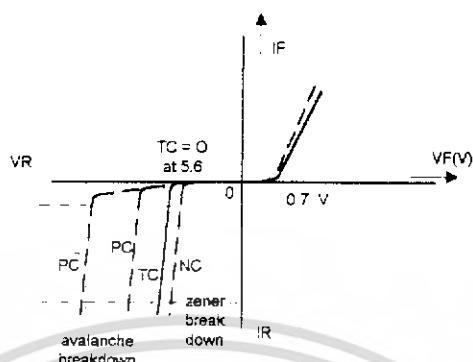


รูปที่ 5.2 แสดง V-I Characteristics Curve ของ Zener Diode

ตามปกติ Forward Voltage (V_F) มีค่าน้อยกว่า Reverse Voltage (V_R) แต่เราอาศัยการทำงานของ Zener Diode เฉพาะใน Reverse Direction เท่านั้น ตามรูปที่ 5.2 Reverse Leakage Current ในช่วงจากจุด Origin ถึงใกล้จุด Knee Point เรียกว่า Reverse Leakage Current อันเกิดเนื่องจาก Minority Current Carrier, Reverse Leakage Current มีค่าตกอยู่ที่ 80% ของ Zener Voltage V_Z เมื่อทำการเพิ่มค่า Reverse Voltage ให้กับ Zener Diode นี้จาก 0 ขึ้นไปเรื่อยๆ จะเกิด Breakdown ที่ Knee Point ของ Curve ขณะนี้กระแสเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วต่อการเพิ่มขึ้นของ Voltage เพียงเล็กน้อย จึงอาศัยความต้านทาน (Resistor) มาควบคุมการเพิ่มขึ้นของกระแสเพื่อจำกัดค่ากระแสที่จุดปลอดภัย ณ ตำแหน่ง I_{ZM} หรือมีฉะนั้นก็เป็นค่า Maximum Power Dissipation มาให้ เราใช้ข้อมูลเหล่านี้ในการกำหนดค่า I_{ZM} ส่วนค่า V_Z ถือเป็น Reference Voltage คร่อม Zener Diode ที่เป็นหัวใจหลักของการศึกษาครั้งนี้เกิดขึ้นที่ I_{Zr} ซึ่งอยู่ที่จุดกึ่งกลางของช่วง Linear ในขณะที่ Breakdown Zener Diode ตามท้องตลาดมีค่า V_Z ให้เลือกจาก 2.4 โวลต์ ถึงประมาณ 250 โวลต์ และ Power Rating จาก 1/4 ถึง 50 วัตต์

5.2.1 สัมประสิทธิ์อุณหภูมิ (Temperature Coefficient) ของ Zener Diode

Diode ทั่วไปที่อาศัยการทำงานในด้าน Forward มี Temperature Coefficient เป็นลบ (Negative Temperature Coefficient หรือ NC) แต่ Zener Diode มีค่าของ Temperature Coefficient ในย่านกว้างตั้งแต่ค่าลบถึงค่าบวก พิจารณารูปที่ 5.3

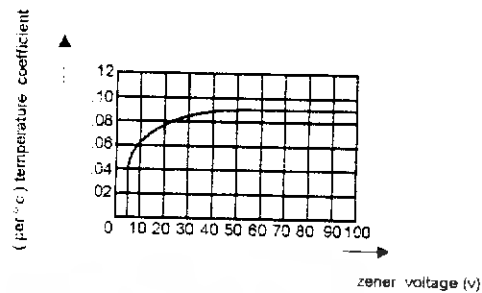


รูปที่ 5.3 ผลของอุณหภูมิคือ Characteristic Curve ของ Zener diode

ในด้าน Forward เส้นที่แสดงถึง Characteristic Curve ของ Silicon ที่ทั่วไปในสภาวะอุณหภูมิห้อง 25°C เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น เช่นเป็น 50°C Diode จะนำกระแส (conduct) ที่ Voltage คร่อมตัวน้อยกว่า 0.7 โวลท์ ดังแสดงด้วยเส้นประ ซึ่งหากเปรียบเทียบเส้นที่กับเส้นประ ณ. ค่า Forward Voltage (V_F) ค่าใดค่าหนึ่งพบว่าอุณหภูมิเพิ่มขึ้น กระแส Forward ก็เพิ่มขึ้น นั่นคือค่าความต้านทานลดลง ดังนั้นในขณะนี้ Diode มีค่า Temperature Coefficient เป็นลบ (NC) แต่สำหรับ Zener Diode ทำงานเมื่อได้รับ Reverse Bias Zener Diode ที่มี $V_Z < 5.6$ โวลท์มี Temperature Coefficient เป็นลบ (NC) การ Break Down เช่นนี้เรียกว่า Zener Break Down Diode ที่มีค่าของ $V_Z > 5.6$ โวลท์ ให้ Temperature Coefficient เป็นบวก (PC) การ Break Down ในลักษณะนี้เรียกว่า Avalanche Break Down ส่วน Zener Diode ที่มีค่า $V_Z = 5.6$ โวลท์ ถือว่าเป็น OTC หรือ Temperature Coefficient เป็น 0 นั่นเอง ในที่สุดเราจึงแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Zener Voltage กับ Temperature Coefficient ได้ดังแสดงในรูปที่ 5.4

5.2.2 Voltage Regulator

Voltage Regulator เป็นเรื่องราวเกี่ยวกับ Power Supply ซึ่ง Power Supply แบ่งออกเป็น 2 ประเภท ได้แก่ Unregulated Power Supply ดังแสดงในรูปที่ 5.5 ประกอบด้วย Transformer

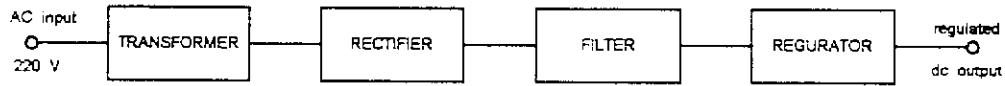


รูปที่ 5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Zener Voltage กับ Tem. Coeff.



รูปที่ 5.5 Block Diagram ของ Unregulated DC Power Supply

ลดแรงไฟ Line Voltage จาก 220 V เป็นแรงไฟต่ำเท่าที่ต้องการ (หรือ อาจเป็น Step Up Trasformer ก็ได้) Rectifier แปลงไฟ AC เป็น DC ผ่านมายังวงจร Filter (กรองกระแส) ได้ Output เป็น DC Voltage มาใช้งานได้ Voltage ที่ได้นี้ไม่คงที่ กล่าวคือจะเปลี่ยนแปลงลดค่าตามการเปลี่ยนแปลงของ AC Input Voltage และการเปลี่ยนแปลงค่าของ Load ที่นำมาต่อ Power Supply อีกชนิดหนึ่งคือ Regulated DC Power Supply ดังแสดง Block Diagram ในรูปที่ 5.6 ซึ่งแตกต่างจากรูปที่ 5.5 ที่เพิ่มวงจร Regulator เข้ามา



รูปที่ 5.6 Block Diagram ของ Regulated DC Power Supply

Regulated DC Power Supply จึงมีความหมายว่า เป็น Power Supply ที่สามารถรักษาระดับ DC Output Voltage ให้คงที่ได้ตลอดเวลาในเมื่อ

1. AC Input Voltage หรือ Line Voltage 220 V เปลี่ยนแปลง
2. Load เปลี่ยนแปลง

5.2.3 Voltage Regulation

การบอกถึงการเปลี่ยนแปลงของ Voltage เมื่อ Load เปลี่ยน แสดงได้ในเทอมของ Percentage Load Regulation

$$\%Load\ regulation = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100 \dots \dots \dots (5.1)$$

V_{NL} = DC Output Voltage ขณะ No Load

V_{PL} = DC Output Voltage ขณะ Pull Load

หากบอกถึงการเปลี่ยนแปลงของ AC Line Voltage เรียกว่า Percentage Line Regulation

$$\%Load\ regulation = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100 \dots \dots \dots (5.2)$$

V_{NL} = DC Output Voltage ขณะ No Load

V_{PL} = DC Output Voltage ขณะ Pull Load

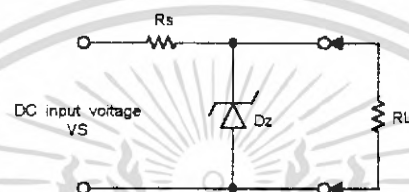
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.4 ชนิดของวงจร Voltage Regulator

วงจร Voltage Regulator แบ่งเป็น 2 ชนิดคือ Shunt Regulator และ Series Regulator

1. Shunt Regulator

Shunt Regulator แบ่งง่าย ๆ ประกอบด้วย Zener Diode กับ Resistor



รูปที่ 5.7 Shunt Regulator

1.1 ข้อเสียของวงจร Shunt Regulator

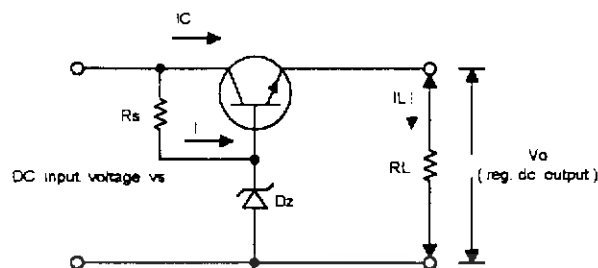
วงจร Shunt Regulator สิ้นเปลือง Power มาก กล่าวคือแม้ในขณะที่ไม่มี Load Zener Diode ที่เป็นตัว Regulator ต้อง Dissipate จำนวน Power ที่รวมถึง Power ซึ่งจะสูญเสียไปใน Load ขณะต่อ Load

1.2 ข้อดีของวงจร Shunt Regulator

วงจร Shunt Regulator จะไม่เสียหายจากการลัดวงจรด้าน Load ในขณะนั้น Load ลัดวงจร Rs เท่านั้นที่เกิดความร้อนขึ้นเนื่องจากจำนวนกระแสไหลมากขึ้น

2. Series Regulator

รูปที่ 5.8 แสดงวงจร Series Regulator การนำ Transistor มาเป็น Series Pass ของกระแส Load



รูปที่ 5.8 วงจร Series Regulator

กระแสผ่าน Zener Diode จึงลดลงจากชนิด Shunt Regulator ในรูปที่ 5.9 ด้วย Factor $(\beta + 1)$ ขณะยังไม่โหลดจะไม่มีกระแสผ่าน Q_1 คือ $I_C = 0$. Base ถูก Hold ด้วยระดับ Voltage ที่มีค่าเท่ากับ Breakdown Voltage ของ Zener Diode เมื่อต่อ R_L จะทำให้ I_C ไหลจึงเกิด Voltage คล่อม Load เท่ากับ $V_Z - 0.7$ Volt ตอนนี้อยากทราบว่าไหลคือกระแส I_L น้อยลงนั่นคือ DC Output Voltage สูงขึ้น ขา Emitter ของ Q_1 ก็เป็นบวกมากขึ้นเมื่อเทียบกับขา Base มีศักย์ค่าเป็นลบมากขึ้น เช่นนี้ Q_1 จะนำกระแสที่น้อยลง สักครู่รวม Q_1 เพิ่มขึ้น ยังผลให้ DC Output Voltage ลดลงสู่ภาวะปกติ

$$V_o = V_Z - 0.7 \text{ Volt} \dots \dots \dots (5.3)$$

2.1 ข้อดีของวงจร Series Regulator

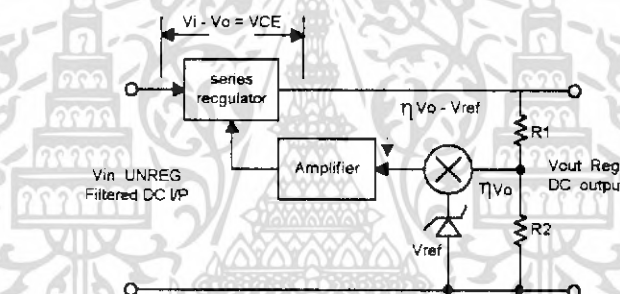
Power Loss น้อยกว่า Shunt Regulator เพราะขณะยังไม่ต่อ Load จะมีเพียงกระแสจำนวนน้อยๆ ไหลผ่าน Zener Diode เมื่อต่อโหลดถึงจะมีกระแสมาก

2.2 ข้อเสียของวงจร Series Regulator

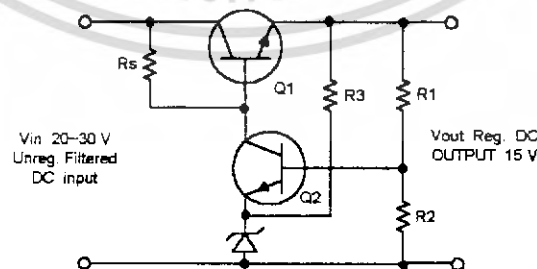
Transistor ที่เป็น Series Pass จะเสียหายทันทีที่เกิดลัดวงจรด้านโหลด

5.3 คุณสมบัติของ Close - loop Series Regulator

ในหัวข้อเรื่อง Zener Diode วงจร Open - Loop Series Regulation ที่ได้ศึกษาก่อนมานั้นไม่สามารถลดค่า Output Resistance ของวงจรลงได้และถ้าจะให้ Ripple Voltage ต่ำน้อยๆ ได้ก็ต้องอาศัยตัว Capacitor มาขนานกับ Zener Diode แต่ Closed - Loop Regulator อาศัยหลักการของการ Feedback แบบลบมาใช้ซึ่งสามารถจัดค่า Output Resistance ต่ำลงตามความต้องการได้ง่ายกว่าดังรูปที่ 5.9 ที่แสดงถึงวงจรการทำงานจะเห็นว่าสัญญาณบางส่วนของ Output ถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ได้ค่าความแตกต่างมาทำการขยายแล้วนำสัญญาณหลังการขยายไปควบคุม Series Regulator นั่นคือเป็นการควบคุม V_{out} วงจรการทำงานจริงของวงจร Series Regulator แบบนี้จะมีวงจรดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.9 Closed - loop Series Regulator

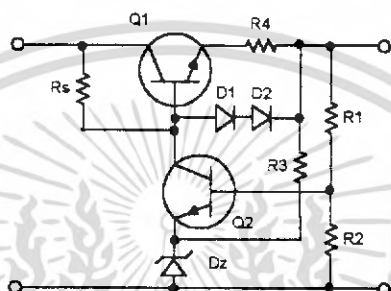


รูปที่ 5.10 Closed - loop Series Regulator Circuit

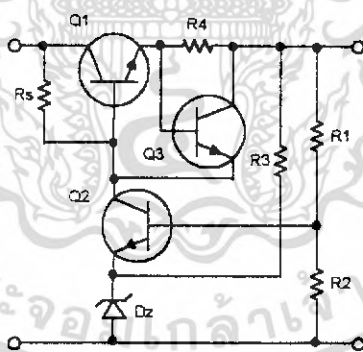
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 Current Limiter

เพื่อป้องกันความเสียหายของแหล่งจ่ายจากการถูก Load ดึงกระแสมากเกินไปหรือเกิดลัดวงจรทางด้าน Output เราอาศัยวงจรจำกัดกระแสมาป้องกันนอกเหนือจากการใช้ฟิวส์ ในที่นี้ได้แสดงวงจรเพียง 2 แบบ ดังรูปที่ 5.11



(a) ใช้ silicon diode ร่วมกับ R_1



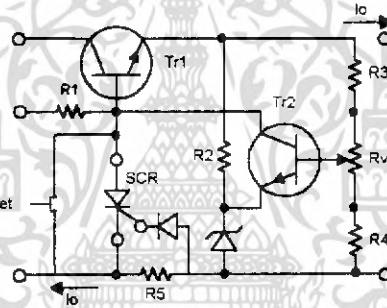
(b) ใช้ Transistor ร่วมกับ R_1

รูปที่ 5.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 วงจรป้องกันความเสียหาย

เมื่อ Load ของวงจรสวิตช์คาถงที่ เมื่อเกิดลัดวงจร Transistor อาจเกิดความเสียหายได้ โดยทั่วไปแหล่งจ่ายไฟจะมีฟิวส์มาเป็นป้องกันเอาไว้ แต่ในวงจรสวิตช์คาถงที่แบบใช้ Transistor เมื่อนำฟิวส์มาเป็นตัวป้องกัน จะไม่ได้ผลดีเพราะการตอบสนองฟิวส์จะช้าไม่ทันท่วงทีและความต้านทานของตัวมันมีค่าสูง จนไม่สามารถจะตัดทิ้งออกไปได้ ทำให้ค่า R_o ของวงจรมีค่าสูงเกินไป ทำให้ไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้งาน ดังนั้นจึงต้องใช้การป้องกันแบบอิเล็กทรอนิกส์ที่มีการตอบสนองไวและไม่มีผลต่อ R_o ซึ่งเป็นความต้านทานด้านออกของวงจร วงจรป้องกันแบบอิเล็กทรอนิกส์มีแบบ ชนิดตัดกระแส ซึ่งจะทำการตัดกระแสของโหลดทันทีเมื่อถึงค่าหนึ่ง อีกแบบหนึ่งเป็นแบบจำกัดกระแส จะทำการป้องกันไม่ให้กระแสไหลผ่านโหลดมากเกินค่าหนึ่ง



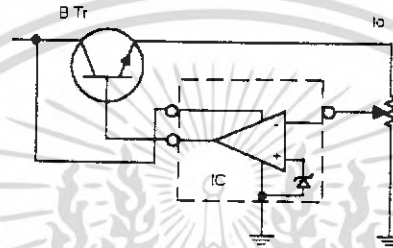
รูปที่ 5.12 แสดงวงจรป้องกันอันตรายเป็นแบบตัดกระแส

รูปที่ 5.12 เป็นตัวอย่างแบบหนึ่งของวงจรป้องกันแบบตัดกระแสความต้านทาน R_5 ที่ใส่เข้าไปที่เส้นทางเดินของกระแสโหลดที่กลับคืนมา ทำให้เกิดค่าสวิตช์คาถงเป็น $I_o \times R_5$ และจะทำให้ SCR ทำงานเมื่อสวิตช์คาถงถูกป้อนเข้าที่ขาเกต ดังนั้นเมื่อสวิตช์คาถงที่คดกร่อมเป็น $I_o \times R_5$ มีค่าเท่ากับผลบวกของค่าสวิตช์คาถงไดโอดกับสวิตช์คาถงของ SCR จะทำให้ SCR ทำงานเป็นผลให้กระแสเบสของ T_{R1} หยุดทำงาน

ถ้าวงจรป้องกันอันตรายเป็นแบบจำกัดกระแสแล้วหลังจากแก้ไขผิดพลาดของวงจรเรียบร้อยแล้วจะต้องกดสวิทช์รีเซ็ตเพื่อทำการยกเลิกสภาวะทำงานของ SCR

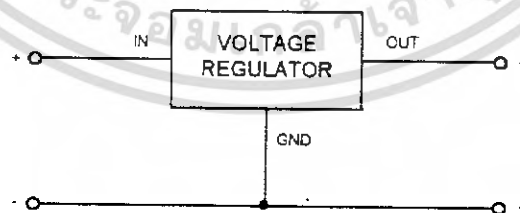
5.6 IC ที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟ

รูปที่ 5.13 แสดงตัวอย่างของวงจรสวิตช์คาบที่ โดยการใช้ IC ที่ใช้ทำแหล่งจ่ายไฟทั่วไป ส่วนที่เป็นเส้นล้อมรอบจะเป็น IC ที่ประกอบด้วยส่วนสวิตช์คาบเปรียบเทียบ วงจรอินทราจ วงจรขยายสัญญาณ ซึ่งจะเป็นทรานซิสเตอร์ที่ต่อเข้าไปภายนอกเพื่อเป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้เพิ่มกระแสไปยังโหลดให้มากขึ้น



รูปที่ 5.13 แสดงวงจรสวิตช์คาบที่โดยการใช้ IC

ถ้าไม่ต้องการเปลี่ยนแปลงค่าสวิตช์คา และใช้กระแสโหลดไม่เกิน 1 แอมป์ ควรเลือกใช้ IC ที่เรียกว่า Regulator แบบ 3 ขา แต่ละขาจะเป็นดังนี้คือ ขาสวิตช์คาเข้า ขาสวิตช์คาออก และขาร่วม รูปที่ 5.14 แสดงวงจร Regulator แบบ 3 ขา



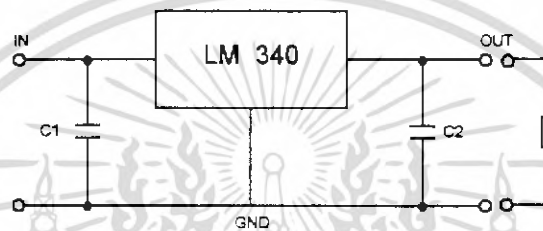
รูปที่ 5.14 แสดงวงจร Regulator แบบ 3 ขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Regulator แบบ 3 ขา เบอร์ LM 340 - xxx ซึ่งเป็นของบริษัท เนชันเนลเซมิคอนดักเตอร์
ค่า xx จะเป็นตัวเลขที่แสดงถึงศักย์ค่าด้านออกและมีค่ากระแสด้านออกสูงสุดเป็น 1.5 แอมป์

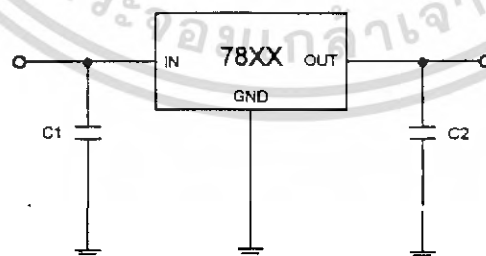
นอกจากนี้ยังมีอนุกรม 78L xx ซึ่งมีค่ากระแสด้านออกสูงสุดเป็น 100 mA 78 M xx
เป็น 500 mA ซึ่งอนุกรมเหล่านี้มีหลายบริษัทที่ผลิตออกมา

Voltage Regulator เป็น Regulator ทางด้านบวก ซึ่งด้านอินพุทจะเป็น 5 Volt ที่ยังไม่
ได้ Regulator และด้านถัดไปเป็นด้านเอาต์พุทซึ่งเมื่อ IC ทำงานจะทำให้เกิดผลต่างระหว่างอิน
พุทและเอาต์พุท



รูปที่ 5.15 แสดงวงจร IC 3 ขา แบบทั่วไป

Positive Voltage Regulator เบอร์ 78xx ซึ่ง xx จะเป็นตัวเลขที่แสดงถึงศักย์ค่าด้านออก
จะมีค่าอยู่ระหว่าง 5 โวลต์ ถึง 24 โวลต์ ซึ่งทางด้านอินพุทอาจจะเป็นวงจร Rectified จะนำมา
ต่อที่ขา 1 ของ IC Regulator และจะมี C ทางด้านอินพุทและเอาต์พุทเพื่อเป็นตัวกรองกระแสอีก
ครั้งหนึ่งส่วนขา 2 จะเป็นแรงดันด้านออกที่จะนำแรงดันจ่ายให้กับโหลด ส่วนขา 3 จะเป็นจุดอ้างอิง
ของวงจร IC



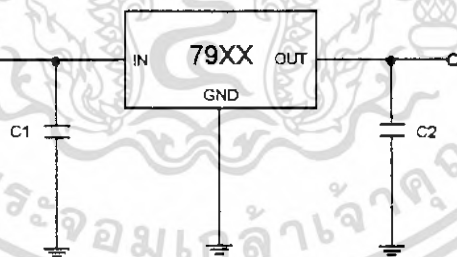
รูปที่ 5.16 วงจร Series 78xx Positive

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IC Part Number	Regulated Positive Voltage (V)	Minimum Vin (V)
7805	+5	7.3
7806	+6	8.35
7808	+8	10.5
7810	+10	12.5
7812	+12	14.6
7815	+15	17.7
7818	+18	21
7824	+24	27.1

รูปที่ 5.17 ตาราง Positive Voltage Series 78 xx

Negative Voltage Regulator เบอร์ 79xx ซึ่ง xx จะเป็นตัวเลขที่แสดงศักย์ค่าด้านออกมีค่าเป็นลบ จะมีลักษณะการทำงานเหมือนเบอร์ 78xx แต่จะต่างกันที่แรงดันขาออกมีค่าเป็นลบ ซึ่งจะมีค่าแรงดันดังตาราง



รูปที่ 5.18 Series 79xx Negative Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IC Part Number	Regulated Positive Voltage (V)	Minimum Vin (V)
7805	-5	-7.3
7806	-6	-8.4
7808	-8	-10.5
7810	-10	-11.5
7812	-12	-14.6
7815	-15	-17.7
7818	-18	-20.6
7824	-24	-27.1

รูปที่ 5.19 ตาราง Fixed - Negative Voltage

Voltage Regulator ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันได้ในย่านกว้างถ้าหากถูกจำกัดด้วย IC และคุณสมบัติของ IC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

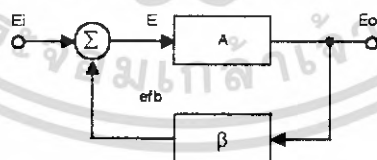
วงจรออสซิลเลเตอร์

6.1 กล่าวนำ

ออสซิลเลเตอร์มีความหมายในตัวเองแปลว่าสิ่งที่แกว่งไปแกว่งมา สำหรับกรณีของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ออสซิลเลเตอร์มีความหมายถึงการเปลี่ยนไปมาของแรงดันหรือกระแสระหว่างค่าสูงสุดและค่าต่ำสุด หรืออาจกล่าวได้ง่าย ๆ ก็คือเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณนั่นเอง

วงจรออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะให้สัญญาณรูปไซน์ ดังนั้นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่จึงใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ เพื่อเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ต่าง ๆ

ภาคขยายของทรานซิสเตอร์สามารถเขียนแทนด้วย Equivalent Circuit โดยมี Parameter ในวงจรใช้ในการคำนวณคุณสมบัติต่างๆของภาคขยาย อาทิเช่น อัตราขยาย Input และ Output Impedance เป็นต้น ตามปกติสำหรับภาคขยายสัญญาณโดยทั่วไปคุณสมบัติเหล่านี้หลังการออกแบบวงจรมีค่าตายตัว แต่ในงานบางประเภทต้องการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติดังกล่าวเช่น เปลี่ยนแปลงอัตราขยาย Input และ Output Impedance หรือเปลี่ยนแปลงความถี่ตอบสนองของวงจร ลักษณะเช่นนี้อาจออกแบบวงจรขึ้นใหม่หรือไม่เช่นนั้นก็อาศัยรูปแบบวงจรของ Feedback Amp เข้าร่วมใช้ในวงจรเดิม เมื่อนำขนาดสัญญาณแรงไฟฟ้าที่พุทหรือกระแสเอาต์พุทอันใดอันหนึ่งหรือทั้งคู่ของภาคขยายสัญญาณใดๆ ป้อนกลับเข้าที่อินพุทของตัวมันเองคุณสมบัติของวงจรขยายจะเปลี่ยนแปลงไปทันที กรรมวิธีดังกล่าวเรียกว่า Feedback Amp



รูปที่ 6.1 วงจร Feedback Amp

$$E = E_i + efb \dots \dots \dots (1)$$

$$E_o = AE \dots \dots \dots (2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$efb = \beta E_o \dots \dots \dots (3)$$

จาก (2) $E = E_o / A$ แทนค่าต่าง ๆ ลงใน (1)

$$E_o / A = E_i + \beta E_o$$

$$E_i = E_o (1 / A - \beta)$$

$$E_o / E_i = A / (1 - A\beta) = AV$$

การกำหนดสัญญาณด้วยวงจรออสซิลเลเตอร์มีได้หลายแบบ ซึ่งแต่ละแบบก็จะมีลักษณะสำคัญพิเศษอื่น ๆ ประกอบด้วย เช่น ให้ความถี่ต่ำ ๆ ดี หรือให้ความถี่สูง ๆ ดี เสถียรภาพทางความถี่ดี การปรับความถี่เป็นไปได้ยากหรือง่าย เป็นต้น

6.2 หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ก็คือวงจรขยายชนิดหนึ่งนั่นเอง แต่เป็นวงจรขยายชนิดป้อนกลับและที่สำคัญคือการป้อนกลับของสัญญาณจะมีได้ป้อนกลับในลักษณะลบเหมือนกับวงจรขยายป้อนกลับที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งมีสมการป้อนกลับของวงจรขยาย

$$AV = A / (1 - A\beta)$$

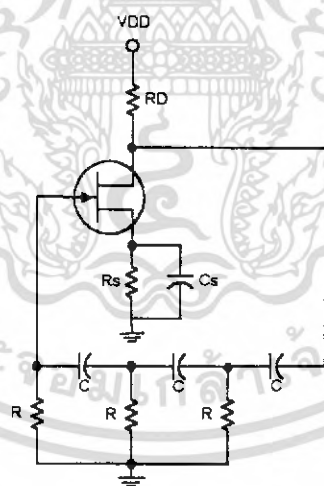
จะเห็นได้ว่าอัตราขยายหลังการป้อนกลับแล้วลดลงไปสามารถทดสอบโดยการแทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการพิจารณาในส่วนของเทอม AB ถ้าหากว่าเทอม AB มีค่าเป็นบวกนั้นก็หมายถึงเป็นการป้อนกลับแบบบวกอัตราขยายวงจรจะมีค่าเพิ่มขึ้นและจะทำให้เสถียรภาพของวงจรลดลง ถ้าพิจารณาให้ดีจะเห็นว่าถ้าเทอม AB มีค่าเป็น 1 จะเป็นผลทำให้อัตราขยายวงจรเพิ่มขึ้นเป็นอนันต์ ซึ่งหมายความว่าแม้เพียงใส่อินพุตมาเพียงเล็กน้อยเอาท์พุทที่ได้จะมากมายมหาศาล แต่ในทางเป็นจริงแล้วเอาท์พุทที่ได้จะเกิดขึ้นเองถึงแม้ว่าจะไม่ใส่อินพุทก็ตาม นั่นหมายความว่าวงจรเกิดการออสซิลเลชันนั่นเอง สิ่งหนึ่งที่จะอธิบายในเรื่องการป้อนกลับแบบบวกให้เข้าใจคือการพิจารณาในรูปของเฟส กับการป้อนกลับจากเอาท์พุทจะกลับเฟส 180 องศาแล้วป้อนผ่านเข้ามาทางอินพุทใหม่ ดังนั้นสัญญาณที่เข้ามาจะมีทิศทางเสริมสัญญาณป้อนกลับ ซึ่งถ้าเฟสป้อนกลับเข้ามาไม่ตรงกับวงจรขยายก็จะไม่ออสซิลเลท

วงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปมักจะมีการออสซิลเลทที่มีความถี่เดียว ทั้งนี้เพราะวงจรป้อนกลับที่สัญญาณจากเอาต์พุตมาซึ่งอินพุตมักจะเป็นวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์จำพวก R , L และ C ซึ่งก็เป็นที่แน่นอนว่าอุปกรณ์ L และ C ขอมให้ผลทางด้านเฟส นั่นคือจะมีความถี่ที่เป็นผลทำให้เฟสที่ได้กลับมาเสริมกับอินพุตเกิดการออสซิลเลทหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือสัญญาณเอาต์พุตเมื่อผ่านสัญญาณป้อนกลับแล้ว จะเป็นผลทำให้ผลคูณของ A เดิมกับ B ของวงจรป้อนกลับมีค่าเป็นหนึ่งพอดี

6.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดเลื่อนเฟส

จะเห็นว่าที่ขานความถี่ต่ำมักใช้วงจรรีโซแนนซ์ ประเภท L, C เนื่องจากวงจร L, C จะมีค่า Q ต่ำที่ขานความถี่ต่ำเนื่องจากค่าตัวเหนี่ยวนำมีค่ารีแอคแตนซ์ที่ความถี่ต่ำน้อยนั่นเอง ดังนั้นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้สร้างสัญญาณรูปไซน์ที่ขานความถี่เสียง จึงใช้หลักการของวงจรป้อนกลับชนิด R, C แทน

ในวงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดเลื่อนเฟสที่ใช้จำนวนภาพของ R, C การทำงานของวงจรอาศัยผลรวมของการเลื่อนเฟสจะต้องครบ 180 องศา ซึ่งการออสซิลเลตแบบนี้จะทำให้เอาต์พุตมีค่าอิมพีแดนซ์สูง



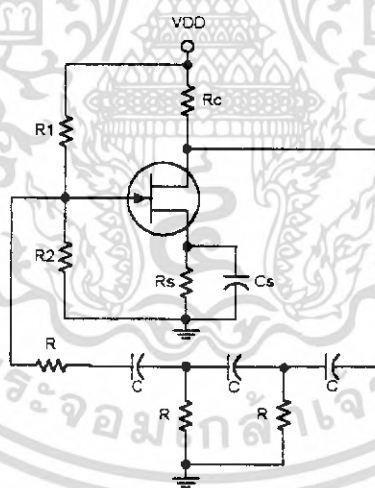
รูปที่ 6.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดเลื่อนเฟสโดยใช้ทรานซิสเตอร์

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \times \frac{1}{\sqrt{6 + 4(R_c / R)}} \dots \dots \dots (6.1)$$

$$hfe > \frac{23 + 29R_c}{R} + \frac{4R}{R_c} \dots \dots \dots (6.2)$$

$$R = R_1 = R_2 = R_3$$

วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้จะประกอบด้วยภาคขยายสัญญาณต่ออยู่กับ Network ของความต้านทาน R, C ทำหน้าที่เลื่อนเฟส



รูปที่ 6.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดเลื่อนเฟสโดยใช้ J - FET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

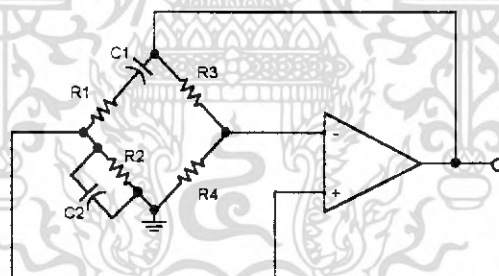
$$f = \frac{1}{(2\pi\sqrt{6RC})} \dots\dots\dots(6.3)$$

$$A = g_m R_1 \dots\dots\dots(6.4)$$

$$R_1 = R_d // r_o \dots\dots\dots(6.5)$$

6.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดวินบริดจ์

วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดวินบริดจ์เป็นที่เผยแพร่มาก พิจารณาจากวงจรออสซิลเลเตอร์แบบนี้เป็นวงจรที่ง่ายต่อการปรับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ เพราะสามารถปรับได้จากค่า R หรือ C ที่ประกอบอยู่ในวงจรบริดจ์ในส่วนของวงจรป้อนกลับ

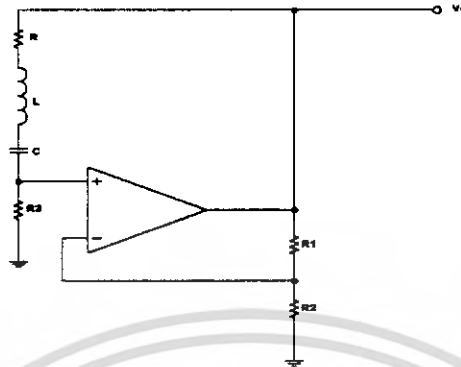


รูปที่ 6.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดวินบริดจ์ R, C

$$f_o = \frac{1}{(2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2})} \dots\dots\dots(6.5)$$

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \dots\dots\dots(6.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



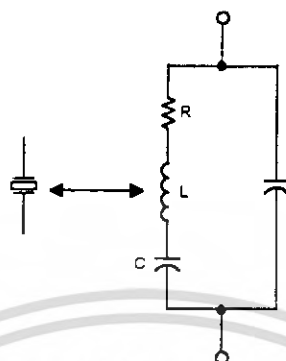
รูปที่ 6.5 วงจรออสซิลเลเตอร์ชนิดวินบริดจ์ R, L, C

$$f_o = \frac{1}{(2\pi\sqrt{LC})} \dots (6.7)$$

$$\frac{R_3}{R} > \frac{R_2}{R_1} \dots (6.8)$$

6.5 วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้ผลึกควอตซ์ หรือคริสตอล

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ให้คุณสมบัติเด่นในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ ได้แก่ วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ นอกจากนี้วงจรออสซิลเลเตอร์ยังใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่มาตรฐานไว้สำหรับตรวจสอบเครื่องมือบางชนิดและยังใช้เป็นตัวสร้างแรงดันฐานเวลาให้กับอุปกรณ์ที่ต้องการความเที่ยงตรง โดยความหมายคริสตอลแปลว่าผลึกก็คือผลึกของวัสดุบางชนิดเช่น ผลึกควอตซ์ ซึ่งมีคุณสมบัติคือมันจะก่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าให้กับมันแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวผลึกเหล่านี้จะมีผลทำให้ผลึกของวัสดุเหล่านั้นมีรูปร่างบิดเบี้ยวผิดไปจากเดิม คริสตอลที่ทำมาจากผลึกควอตซ์ เมื่อมีแรงดันตกคร่อมตัวมันก็จะเกิดการสั่นความถี่ที่สั่นได้จะมีค่าเกือบคงที่ ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาของผลึก โดยหลักการแล้วคุณสมบัติของคริสตอลมีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรรีโซแนนซ์ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังรูป

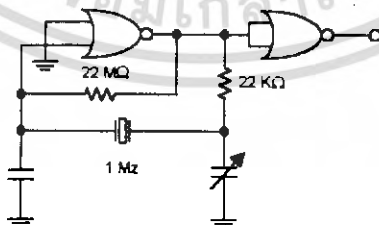


รูปที่ 6.6 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล

ค่าเหนี่ยวนำในวงจรสมมูลของตัวคริสตอลจะมีค่าสูง แต่มีค่าตัวเก็บประจุต่ำมากรูปร่าง และลักษณะของคริสตอลจะมีลักษณะ โครงสร้างที่จะต้องอาศัยตัวยึด

6.6 วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้ IC TTL ร่วมกับคริสตอล

จะใช้หลักการ ไบอัส TTL อินเวอร์เตอร์หรือเกต ซึ่งออสซิลเลเตอร์สามารถใช้ในวงจร ขยายทั่วไป ซึ่งวงจรสามารถสร้างได้ง่าย แต่จะมีข้อจำกัดบางประการในเรื่องของ Stability วงจร จะมีอินพุทอิมพีแดนซ์ต่ำซึ่งสามารถแสดง CMOS ออสซิลเลเตอร์ทำงานได้ดังรูป โดยใช้ TTL ร่วมกับคริสตอล



รูปที่ 6.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้ IC TTL ร่วมกับคริสตอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

วงจรที่นำมาประยุกต์ใช้ใน PROJECT

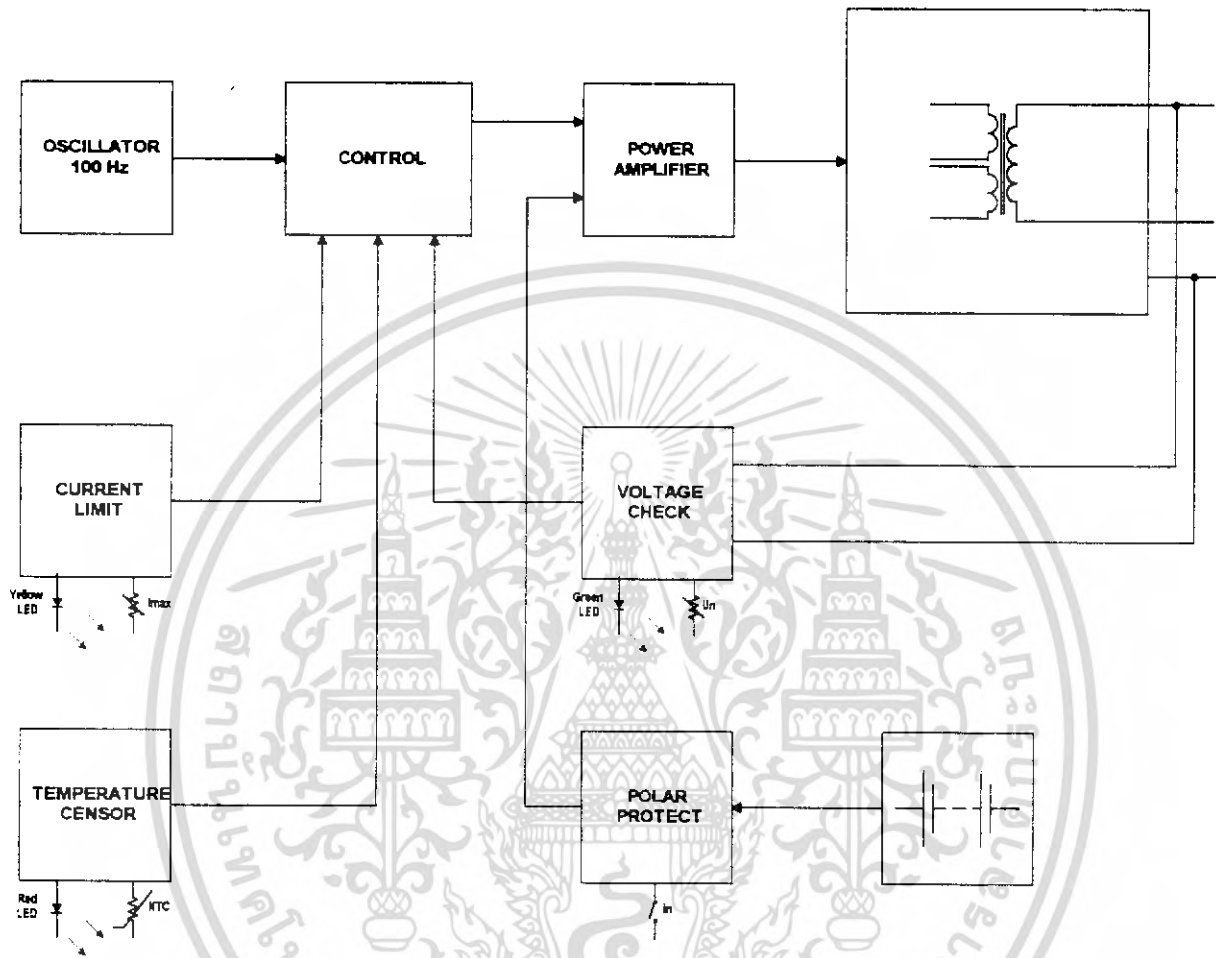
7.1 กล่าวนำ

จากบทที่แล้วมาจะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีของวงจรและลักษณะการทำงานในแนวกว้าง ๆ เพื่อเป็นการศึกษาขั้นต้นในการพิจารณาในส่วนต่าง ๆ ที่นำมาประยุกต์ใช้ใน Project ซึ่งในแต่ละหัวข้อเราสามารถนำวงจรอื่นที่ไม่ใช่วงจรที่ใช้ใน Project มาประยุกต์ใช้งานได้ โดยพิจารณาถึงคุณสมบัติของวงจรรวมทั้งค่า parameter ต่าง ๆ และความเหมาะสมในส่วนของวงจรโปรเจกต์นี้จะเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ในการทำงาน เนื่องจากปัจจุบันการใช้ทรานซิสเตอร์ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลังขยายตัวออกไปอย่างกว้างขวางทั้งนี้เนื่องจากในปัจจุบันทรานซิสเตอร์ได้รับการพัฒนาไปอย่างมากทำให้สามารถทนกระแสและแรงดันได้สูง อีกทั้งความเร็วในการสวิตช์สูง การเพิ่มความเร็วของทรานซิสเตอร์ทำให้เราทำงานที่ความถี่สูงขึ้นได้ อันจะเป็นการลดขนาดและน้ำหนักของอุปกรณ์ลงอย่างมาก

งานเกี่ยวกับการแปลงพลังงานอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมักจะถูกนำออกมาใช้ให้ทำงานเป็นสวิตช์ ในช่วงที่ผ่านมาทรานซิสเตอร์กำลังได้ถูกใช้งานอย่างกว้างขวางดังนั้นใน Project ชิ้นนี้จึงได้พิจารณาให้นำทรานซิสเตอร์มาใช้ให้เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญ ในวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ผู้อ่านสามารถพิจารณาส่วนต่าง ๆ ของวงจรได้ชัดเจนขึ้น ในบทนี้เราจะแยกพิจารณาการทำงานของวงจรเป็นส่วน ๆ ไป

7.2 บล็อกไดอะแกรมและวงจรสมมูลย์ของวงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรสมมูลย์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ 600 VA แสดงไว้ในรูปที่ 7.2 โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ใน Project นี้จะทำหน้าที่แปลงแรงดัน 12 V จากแบตเตอรี่รถยนต์ไปเป็นแรงดันไฟสลับ 220 V ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์จะประกอบด้วยวงจรหลายส่วนด้วยกันคือวงจรผลิตความถี่ วงจรรักษาระดับแรงดัน วงจรจำกัดกระแส วงจรป้องกันอุณหภูมิ วงจรขยายวงจรขับเบสทรานซิสเตอร์ วงจรทั้งหมดนี้จะประกอบเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สมมูลย์ดังบล็อกไดอะแกรมของวงจร

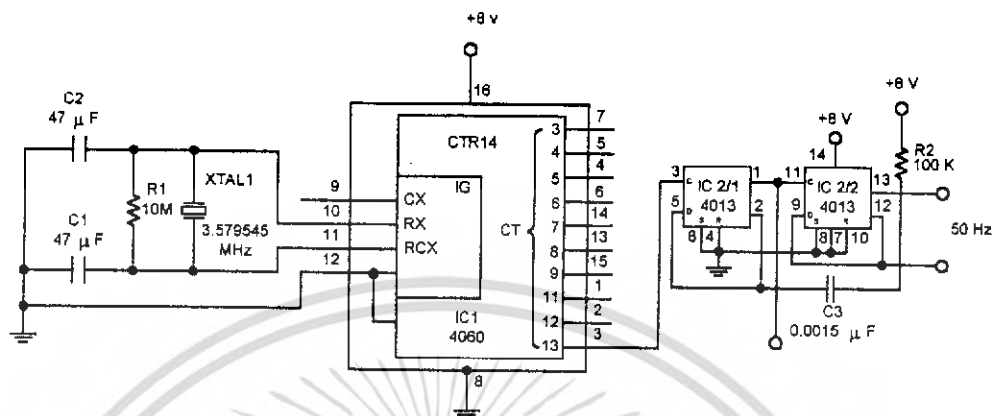


รูปที่ 7.1 บล็อกโคอะแกรม

จากบล็อกต่าง ๆ ของวงจรเราสามารถอธิบายการทำงาน ได้ดังต่อไปนี้คือ เมื่อทำการจ่าย โหลดและทำการป้อนแหล่งจ่ายแรงดันให้กับวงจร วงจรก็จะทำงานโดยเริ่มจากวงจรออสซิลเลเตอร์ ผลิตความถี่และส่งผ่านไปยังวงจรหารความถี่เพื่อให้ได้สัญญาณ 50 Hz ตามที่ต้องการและจะ ได้สัญญาณ 2 สัญญาณ โดยสัญญาณ 50 Hz จะถูกส่งผ่านไปทางด้านเอาต์พุทเมื่อได้สัญญาณแล้วจะ ผ่านวงจรปรับเฟส 180 องศา เพื่อไม่ให้ภาคขับทำงานพร้อมกัน ณ จุดเปลี่ยนเฟสของสัญญาณ นาฬิกา เมื่อสัญญาณทางภาคขับนำบสแล้วก็ทำการขยายก่อน เพื่อที่จะให้แน่ใจว่ากระแสที่จะไป ทำให้ T_1 ทำงานมีค่าสูงพอและจะมีแรงดันออกทางด้านเอาต์พุท ในขณะที่เดียวกันก็มีสัญญาณส่วน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

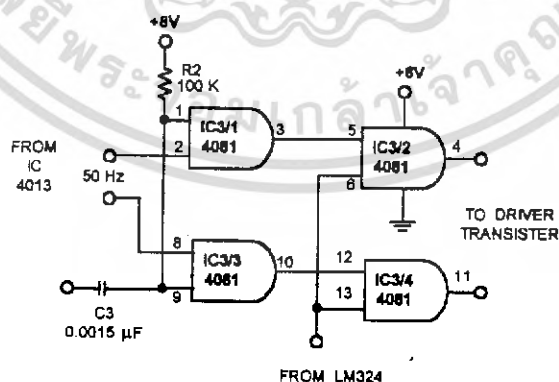
7.2.1 วงจรผลิตความถี่



รูปที่ 7.3 วงจรผลิตความถี่

วงจรรอสซิลเลเตอร์นี้ใช้ คริสตอลความถี่ 3.579545 เมกะเฮิรตซ์ (อาจใช้ค่าคลาดเคลื่อนได้ $\pm 10\%$) เป็นตัวกำเนิดความถี่คงที่ โดย IC1 4060 ทำการหารความถี่ลงมาจนเหลือเพียง 200 เฮิรตซ์ และส่งไปให้ IC 2/1 และ IC 2/2 (IC 4013) ซึ่งเป็นวงจรไบสแตเบิล ทำการทอนความถี่ลงครึ่งหนึ่งเป็น 100 เฮิรตซ์และ 50 เฮิรตซ์ตามลำดับ ซึ่งความถี่ 50 เฮิรตซ์จากขา 12 และ 13 ซึ่งเป็นเอาต์พุทของ IC 2/2 จะต่างเฟสกัน 180 องศา

7.2.2 วงจรแยกเฟสและวงจรรวมสัญญาณ

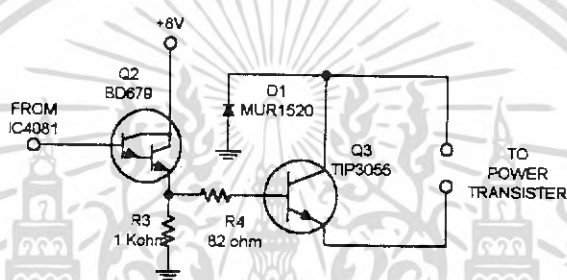


รูปที่ 7.4 วงจรแยกเฟสและวงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

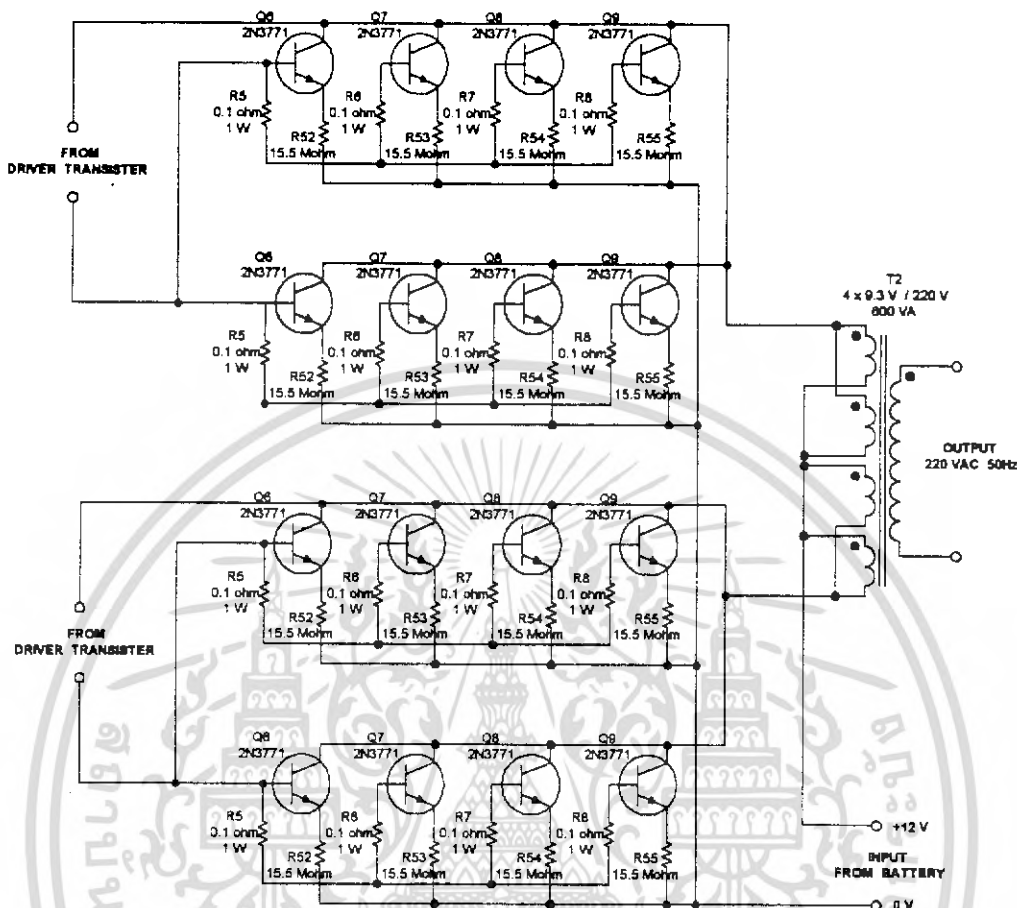
สัญญาณ 50 เฮิรตซ์ ที่ต่างเฟสกันจะต่อผ่านแอนด์เกต IC 3/1 และ IC 3/3 (IC 4081) ซึ่งได้ออกแบบให้มีการเปิดเกตในแต่ละรอบความถี่ไม่ซ้อนทับกัน โดยการกำหนดค่าคงตัวเวลา R2 และ C3 เพื่อป้องกันไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีโอกาทำงานพร้อมกัน เป็นการลดกำลังงานไปในตัว นอกจากนี้สัญญาณนี้สัญญาณ 50 Hz นี้ยังต้องผ่านแอนด์เกต IC 3/2 และ IC 3/4 ซึ่งทำหน้าที่รูดสัญญาณควบคุมจากวงจรควบคุมความปลอดภัยต่างๆเพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์เอาต์พุตต่อไป

7.2.3 วงจรขับเบสและวงจรเอาต์พุต



รูปที่ 7.5 (ก) วงจรขับเบส

ทรานซิสเตอร์ Q2 (BD679) จะรับสัญญาณจาก IC 4081 และสัญญาณนี้จะถูกขยายให้แรงอีกด้วย Q3 (2N3055) ให้มีกำลังพอเพียงก่อนส่งไปไบอัสให้ชุดโมดูลเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่อไป

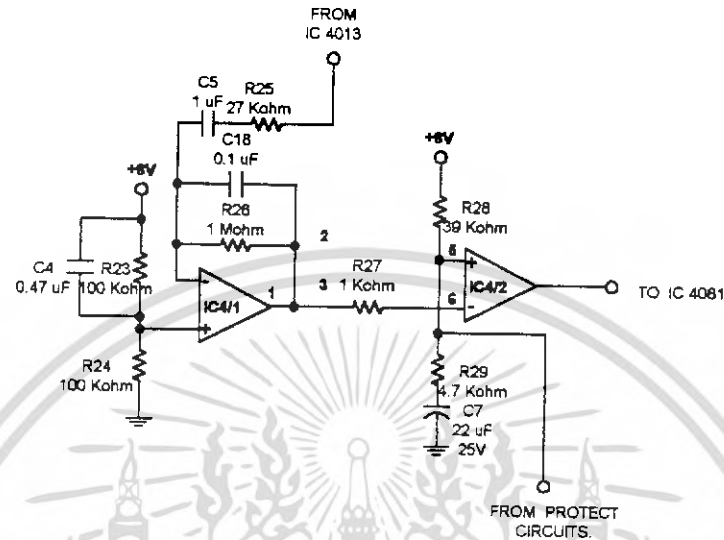


รูปที่ 7.5 (ข) วงจรเอาต์พุต

วงจรเอาต์พุตประกอบด้วยชุดโมดูลทรานซิสเตอร์ 2N3771 4 ชุดๆละ 4 ตัวขนานกัน โดยมี R5 - R8 เป็นตัวต้านทานที่ขาเบส และ R52 - R55 เป็นตัวต้านทานที่อีมิเตอร์ ซึ่งเป็นตัวต้านทานที่มีไว้เพื่อให้กระแสที่ผ่านเพนเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าใกล้เคียงกัน เพาเวอร์โมดูลทั้ง 4 ชุดนี้ทำงานแบบพุชพูล โดยที่โมดูล 1 และ 2 ทำงานพร้อมกันสลับการทำงานกับโมดูล 3 และ 4 ซึ่งโมดูลเหล่านี้จะต่อผ่านขดไฟร์มารีทั้ง 4 ขดของหม้อแปลงหลัก T2 ซึ่งอยู่ในวงจรอนุกรมกับแบตเตอรี่ โดยที่แต่ละชุดจะถูกส่งให้ตัดหรือต่อวงจรกับแบตเตอรี่จากวงจรควบคุมทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าขึ้นที่ขดลวดทางขานไฟร์มารี และเหนี่ยวนำไปเป็นแรงดันไฟสลับเอาต์พุตทางด้านเซคันดารีต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2.4 วงจรสร้างสัญญาณพื้นเลื้อยและวงจรเปรียบเทียบ

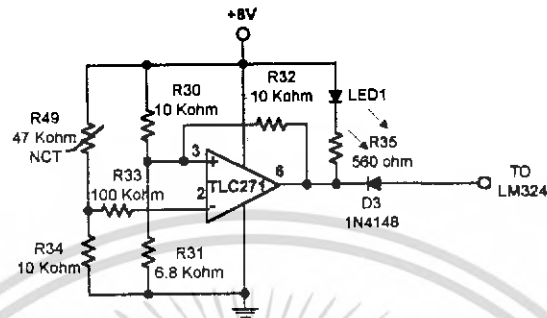


รูปที่ 7.6 วงจรอินทิเกรเตอร์ และ วงจรเปรียบเทียบ

สัญญาณ 100 เฮิรตซ์จาก IC 2/1 (IC4013) จะถูกส่งไปยังขาอินพุตกลับเฟส (ขา 2) ของ IC 4/1 (LM324) ซึ่งต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์ เพื่อให้ได้เอาต์พุต (ขา 1) เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมสำหรับเปรียบเทียบแรงดันกับขา 5 ของ IC 4/2 ซึ่งสัญญาณที่ขา 5 นี้จะถูกส่งมาจากวงจรจำกัดกระแส วงจรรักษาแรงดัน หรือวงจรจำกัดกระแส โดยผ่านไดโอด D3, D5 และ D6 (1N4148)

จากเอาต์พุตที่ได้จากขา 7 ของ IC 4/2 วงจรเปรียบเทียบจะเป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่มีค่าความถี่แปรผันขึ้นอยู่กับระดับแรงดันตกคร่อม R29 และ C27 สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมนี้จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการปิดเปิดเกตให้กับ IC 3/2 และ IC 3/3 ซึ่งถ้าหากขนาดความกว้างของพัลส์จาก IC 4/2 แคบ ช่วงเวลาการนำกระแสของชุดโมดูลเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละชุดก็จะสั้นซึ่งจะทำให้แรงดันไฟสลับที่เกิดขึ้นทางด้านไพรมารีก็จะมีค่าน้อยไปด้วย และในทำนองกลับกัน ถ้าขนาดความกว้างของพัลส์จาก IC 4/2 กว้างขึ้น แรงดันไฟสลับที่เกิดขึ้นที่ด้านไพรมารีก็จะมากขึ้นไปด้วยขนาดความกว้างของพัลส์เอาต์พุต IC 4/2 มีการเปลี่ยนแปลงก็เพราะได้รับสัญญาณจากวงจรป้องกันต่างๆผ่านทางไดโอด D3, D5 และ D6 นั่นเอง

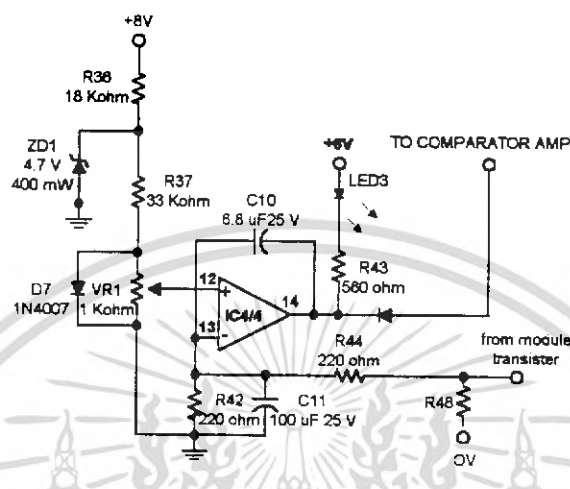
7.2.5 วงจรตรวจจับอุณหภูมิ



รูปที่ 7.7 วงจรตรวจจับอุณหภูมิ

ขาอินพุทกลับเฟส (ขา 2) ของ IC5 TLC271 จะถูกป้อนด้วยแรงดันที่ผกผันกับอุณหภูมิจากตัวต้านทาน R49 ซึ่งเป็นตัวต้านทานแบบ NTC (Negative Temperature Coefficient) และจะถูกติดตั้งบนแผ่นระบายความร้อนของชุดโมดูลทรานซิสเตอร์แต่ละชุด ส่วนขาอินพุทของ IC5 (ขา 3) จะได้รับแรงดันคงที่จากวงจรแบ่งแรงดัน R30 และ R31 ในขณะที่อุณหภูมิเริ่มสูงขึ้น ค่าความต้านทานของ R49 ก็จะต่ำลง และเป็นผลทำให้แรงดันเอาต์พุท (ขา 6) ของ IC5 ลดต่ำลงใกล้เคียงกับกราวด์ ทำให้ระดับแรงดันที่ขาไม่กลับเฟส (ขา 5) IC4/2 ลงสู่กราวด์ได้โดยผ่านทางไดโอด D3 ในจังหวะนี้จะสังเกตเห็น LED1 สว่างขึ้นและพัลส์เอาต์พุทของ IC 4/2 ก็จะแคบลง ทำให้ค่าเฉลี่ยกระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และแรงดันไฟสลับทางด้านเอาต์พุทลดต่ำลง ทั้งนี้ก็เพื่อให้อุณหภูมิที่เกิดขึ้นมีแนวโน้มลดต่ำลง ป้องกันการเสียหายที่จะเกิดขึ้นเนื่องจากอุณหภูมิสูงเกินไป แต่ถ้าหากอุณหภูมิยังสูงขึ้นต่อไปเรื่อยๆ จะทำให้แรงดันที่ขา 5 ของ 4/2 ลดลงสู่ระดับกราวด์ ทำให้ตัดการทำงานของวงจรเอาต์พุท สำหรับค่าความต้านทาน R32 นั้นถูกต้องเป็นวงจรป้อนกลับให้ IC5 สำหรับสร้างฮิสเตอร์ซิสทางความร้อนประมาณ 10 องศาเซลเซียส นั่นคือสมมติถ้า IC5 หยุดการทำงานที่ 60 องศาเซลเซียส IC5 ก็ จะเริ่มทำงานอีกครั้งก็ต่อเมื่ออุณหภูมิลดต่ำกว่า 50 องศาเซลเซียส

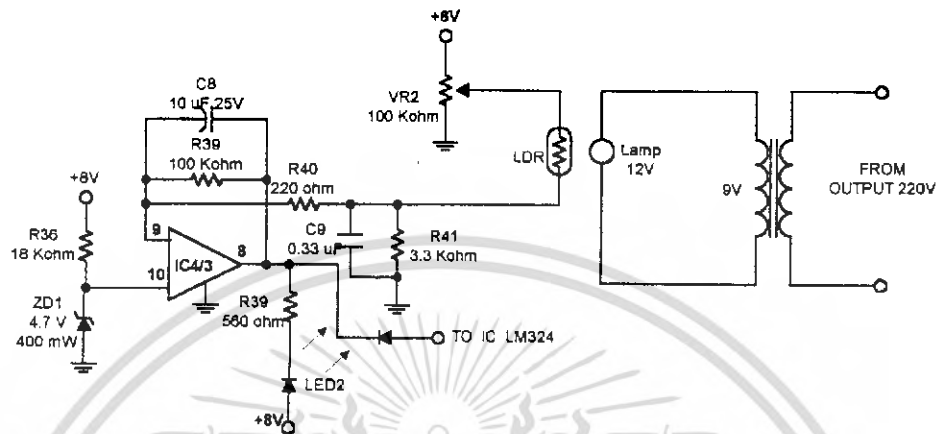
7.2.8 วงจรจำกัดกระแส



รูปที่ 7.8 วงจรจำกัดกระแส

ชุดโมดูลทรานซิสเตอร์แต่ละชุด ไม่ได้ถูกต่อลงกราวด์ของวงจรโดยตรง แต่จะผ่านค่า R48 ซึ่งไม่ใช่ตัวต้านทานจริงๆ แต่เป็นค่าความต้านทานที่เกิดจากความขาสาย เมื่อมีกระแสไหลผ่านจะเกิดค่าแรงดันค่าหนึ่งขึ้น ซึ่งแรงดันค่านี้จะถูกใช้เป็นแรงดันเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่ IC 4/4 เมื่อแรงดันตกคร่อม R48 มีค่าสูงขึ้น จนทำให้แรงดันที่ขาอินพุทไม่กลับเฟส (ขา 13) ของ IC 4/4 มากกว่าขาอินพุทกลับเฟส (ขา 12) แล้วเอาท์พุทของ IC 4/4 ก็จะต่ำลง และทำให้ไดโอด D6 นำกระแส พัลส์เอาท์พุทของ IC 4/2 ก็จะมีค่าควิตีเพกเตอร์ลดลง เพื่อลดปริมาณกระแสและแรงดันเอาท์พุทลงและขณะนี้ LED2 จะสว่างเตือนว่ามีการใช้กระแสไฟเกิน สำหรับการตั้งค่ากระแสสามารถปรับตั้งได้ที่ VR1 ซึ่งการกำหนดค่าจะขึ้นอยู่กับปริมาณกระแสที่ต้องการจำกัด

7.2.9 วงจรรักษาแรงดัน



รูปที่ 7.9 วงจรรักษาแรงดัน

IC 4/3 ทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับแรงดันคงที่ ที่ขาอินพุทไม่กลับเฟส (ขา 10) จาก ZD1 กับแรงดันที่ขาอินพุทกลับเฟส (ขา 9) ที่ส่งมาจากส่วนของตัวตรวจจับแสง ซึ่งใช้หลอดไฟ 12 V และ LDR แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้จากเอาต์พุทของหม้อแปลง T2 จะถูกป้อนกลับมายังหม้อแปลง T1 ทำให้หลอดทำให้หลอดไฟสว่างซึ่งความสว่างจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้จากเอาต์พุท เมื่อแรงดันสูงขึ้นก็จะทำให้ LDR ได้รับแสงสว่างมากขึ้น ทำให้ค่าความต้านทานลดลงส่งผลทำให้ที่ขาอินพุทกลับเฟส (ขา 9) มีค่าสูงขึ้นเมื่อเทียบกับขาอินพุทไม่กลับเฟส (ขา 10) ส่งผลให้เอาต์พุทลดลงต่ำใกล้เคียงระดับกราวด์ จะสังเกตได้ว่าที่เอาต์พุทของ IC 4/2 จะมีสัญญาณพัลส์ที่แคบลง เพื่อปรับระดับเอาต์พุทให้เกิดการสมดุล

บทที่ 8

ผลการทดลอง

8.1 วัตถุประสงค์

- 8.1.1 เพื่อศึกษาผลการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์
- 8.1.2 เพื่อศึกษาลักษณะของรูปคลื่นของสัญญาณที่จุดต่างๆ
- 8.1.3 เพื่อลักษณะการทำงานของเครื่องเมื่อใช้กับโหลดค่าต่างๆ

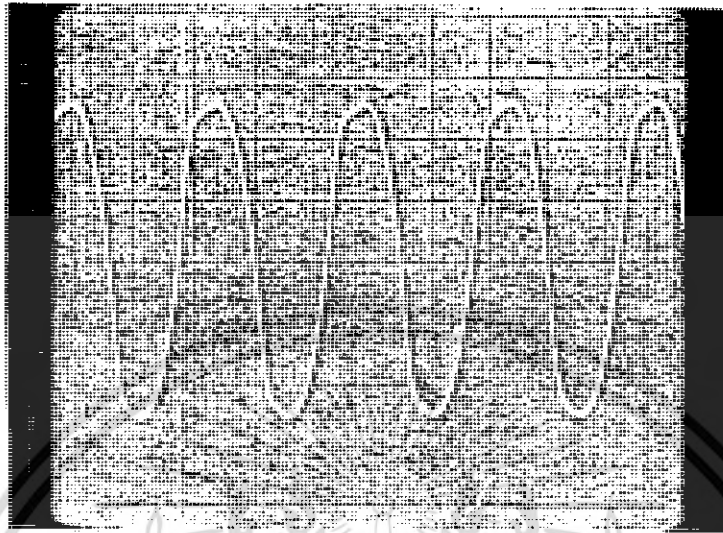
8.2 เครื่องมืออุปกรณ์

- 8.2.1 ออสซิลโลสโคป 1 เครื่อง
- 8.2.2 มัลติมิเตอร์ 1 ตัว
- 8.2.3 หลอดไฟขนาด 100 W 6 หลอด
- 8.3.4 แบตเตอรี่ 12 โวลต์
- 8.3.4 เครื่องอินเวอร์เตอร์

8.3 ลำดับการทดลอง

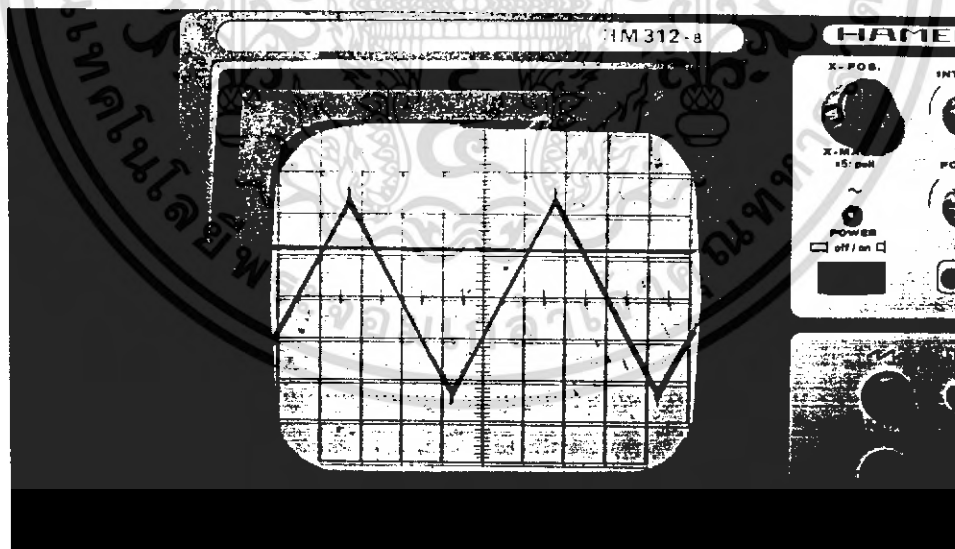
- 8.3.1 ใช้หลอดไฟขนาด 40 วัตต์ต่อที่เอาต์พุต 220 โวลต์ของเครื่องอินเวอร์เตอร์
- 8.3.2 ต่อแบตเตอรี่ขนาดแรงดัน 12 โวลต์เข้าที่อินพุตของเครื่องอินเวอร์เตอร์ และ เปิดสวิตช์ วัดค่าและสัญญาณต่างๆ
- 8.3.2.1 ใช้มิเตอร์วัดแรงดันที่เอาต์พุตได้.....220.....โวลต์
- 8.3.2.2 ใช้มิเตอร์วัดกระแสอินพุตของแบตเตอรี่ได้.....3.3.....แอมป์

8.3.2.3 ใช้ออสซิลโลสโคป วัดสัญญาณที่ขา 3 ของไอซีเบอร์ 4060



1 V / DIV , 0.2 uSec / DIV

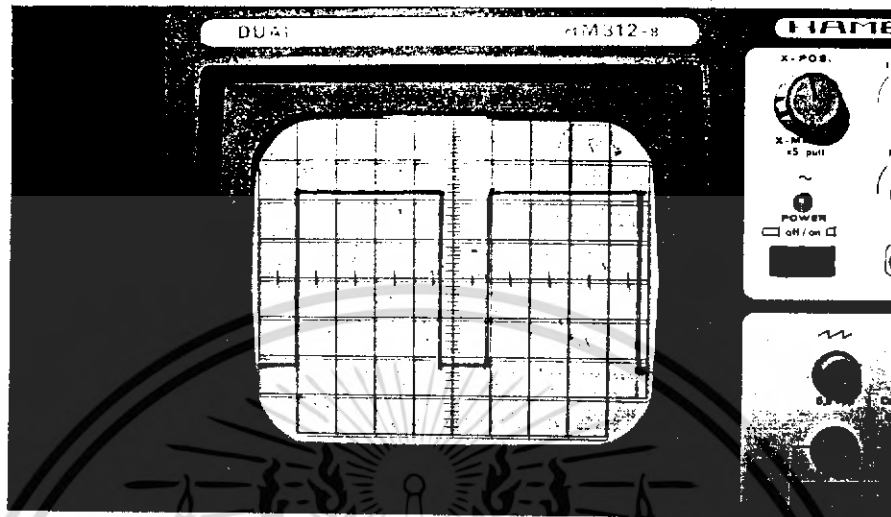
8.3.2.4 ใช้ออสซิลโลสโคป แชนแนล 1 วัดที่ขา 6 และแชนแนล 2 ที่ขา 5 ของไอซีเบอร์ LM324



1 V / DIV , 2 mSec / DIV

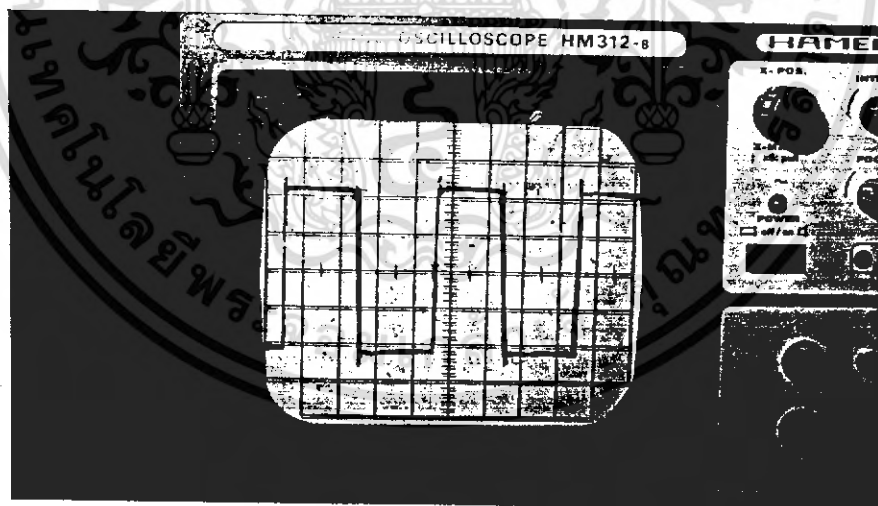
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.3.2.5 ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ขา 7 ของไอซีเบอร์ LM324



1 V / DIV , 2 mSec / DIV

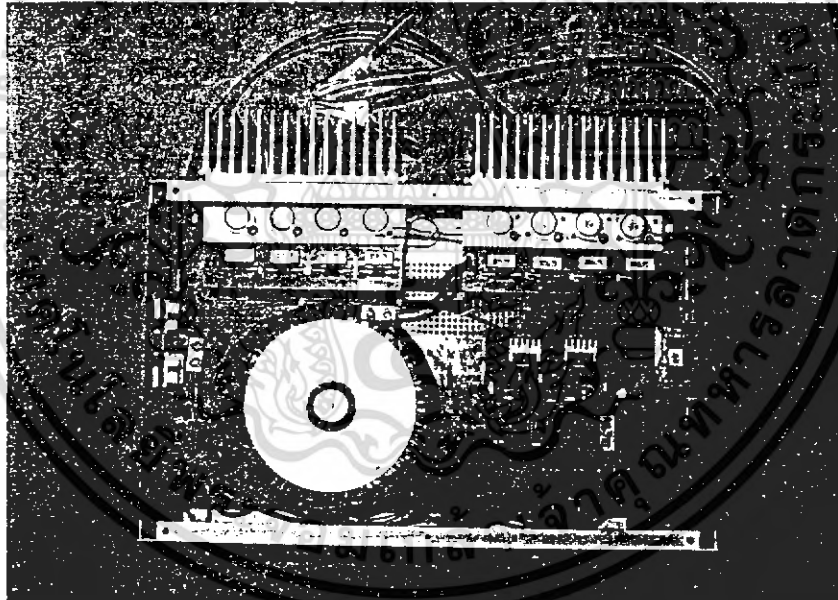
8.3.2.6 ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่เอาต์พุตพร้อมหลอดไฟ



10 V / DIV , 5 mSec / DIV (Probe x 10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 8.3.3 เปลี่ยนหลอดไฟเป็นขนาด 100 วัตต์ ค่อที่เอาท์พุท 220 โวลท์
 ใช้มิเตอร์วัดแรงดันที่เอาท์พุทได้.....2.15.....โวลท์
 ใช้มิเตอร์วัดกระแสที่อินพุทของเบตเตอร์ได้.....9.3.....แอมป์
- 8.3.4 เปลี่ยนหลอดไฟเป็นขนาด 300 วัตต์ ค่อที่เอาท์พุท 220 โวลท์
 ใช้มิเตอร์วัดแรงดันที่เอาท์พุทได้.....2.20.....โวลท์
 ใช้มิเตอร์วัดกระแสที่อินพุทของเบตเตอร์ได้.....3.1.....แอมป์
- 8.3.5 เปลี่ยนหลอดไฟเป็นขนาด 600 วัตต์ ค่อที่เอาท์พุท 220 โวลท์
 ใช้มิเตอร์วัดแรงดันที่เอาท์พุทได้.....2.10.....โวลท์
 ใช้มิเตอร์วัดกระแสที่อินพุทของเบตเตอร์ได้.....7.4.....แอมป์



เครื่องอินเวอร์เตอร์ที่เสร็จสมบูรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

สรุปผลการดำเนินงาน

งานในทอมแรก (Project I)

- ศึกษาและค้นคว้าหาข้อในส่วนที่เกี่ยวข้องกับโครงการ
- ออกแบบวงจรที่จะใช้ของโครงการ
- จัดทำลวดทองแดงและจัดหาอุปกรณ์ที่จะใช้ในโครงการ

งานในทอมสอง (Project II)

- ประกอบอุปกรณ์ต่างๆ ลงบนแผ่นปริ้นซ์และทดลองการทำงาน
- แก้ไขข้อผิดพลาดต่างๆ ที่เกิดขึ้นและพัฒนาวงจรและโครงสร้างต่างๆ ให้ถูกต้อง
- ประกอบอุปกรณ์ของทุกชิ้นส่วนเข้าด้วยกันให้สมบูรณ์และทำการทดลองและบันทึกผล
- จัดทำปริ้นท์

ผลของโครงการ

ในโครงการนี้ ได้ถูกออกแบบให้มีประสิทธิภาพในด้านของกำลังงานที่สูงขึ้น และยังประกอบไปด้วยวงจรป้องกันต่างๆ อีก เพื่อเป็นการป้องกันการเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับวงจรได้

ในเครื่องนี้จะสามารถใช้งานกับเครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ ได้ สูงถึง 600 วัตต์ และยังสามารถควบคุมแรงดันให้อยู่ในระดับ 220 โวลต์ และยังป้องกันการใช้กระแสเกิน รวมไปถึงป้องกันในด้านของอุณหภูมิของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่สูงเกินไปจนอาจจะทำให้เครื่องเสียหายได้

ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลอง

จากการทดลองจะพบว่าในส่วนของวงจรป้องกันความเสียหายค่อนข้างจะต้องการความถูกต้องและแน่นอนของอุปกรณ์ที่นำมาใช้สูง และพบว่าในส่วนของตัวตรวจจับจะมีปัญหาในเรื่องการตรวจจับ อาจจะเนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้คุณภาพต่ำหรือการออกแบบที่ไม่เหมาะสม ทำให้เกิดค่าผิดพลาดขึ้นทำให้วงจรป้องกันไม่สามารถที่จะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ตัวอย่างเช่น ในวงจรรักษาระดับแรงดัน ถ้าใช้หลอดนิออนค่าความถี่นิยร์ของแสงสว่างจะน้อยกว่าหลอดไส้ ทำให้ความสามารถในการปรับระดับแรงดันลดลง และในส่วนของวงจรจำกัดกระแสก็เช่นกันถ้าเรา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อความต้านทานที่ต่อกับขามิตเตอร์ ซึ่งเป็นความต้านทานที่เกิดจากสายเป็นจุดเดียวกับกราวด์ที่ต่อกับแผ่นวงจรพิมพ์ จะทำให้ประสิทธิภาพในการตรวจจับกระแสลดลง

การวิเคราะห์และแนวทางการพัฒนาต่อของโครงการ

จากการทำงานของวงจรทั้งหมดที่กล่าวมา ถ้าหากสามารถที่จะเพิ่มพลังงานทางด้านเอาท์พุทให้สูงขึ้นได้จะทำให้โครงการนี้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น รวมไปถึงการเพิ่มวงจรป้องกันต่างๆให้มากขึ้น และมีประสิทธิภาพสูงขึ้น อีกทั้งในส่วนของตัวเครื่องให้มีขนาดเล็กลงสามารถพกพาและติดตั้งได้สะดวกยิ่งขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. Boylested , Robert and Nashelsky , Lonis. Electronic Device and Circuit theory , Prencice - Hill ; 1989.
2. Millman , Jacob. Integrated Electronics : Analog and Digital Circuit and System ; McGraw - Hill , Kogokusha Ltd ; 1972.
3. Shilling , Donald L and Belove , charles_ , Electronic Circuits Discrete and Intregrated , McGraw - Hill Book ; 1981.
4. นิกร สุขุมตันติ . วงจรอิเล็กทรอนิกส์ ; คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล , 2532
5. ยืน ภู่วรวรรณ . ทฤษฎีและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ ; กรุงเทพฯ , ซีเอ็ด ยูเคชั่น จำกัด.
6. ยืน ภู่วรวรรณ . อิเล็กทรอนิกส์อุตสาหกรรม ; กรุงเทพฯ , ซีเอ็ด ยูเคชั่น จำกัด.
7. ออปแอมป์ ; กรุงเทพฯ , ฟิสิกส์เซ็นเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4013B



CMOS DUAL D-TYPE FLIP-FLOP

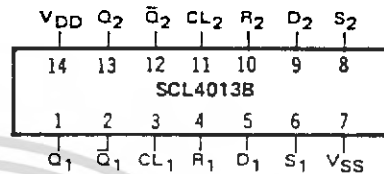
FEATURES

- ◆ Independent Set and Reset Controls
- ◆ Static Operation
- ◆ Logic Edge-Clocked Design
- ◆ 16MHz Toggle Rate @ 10Vdc
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

DESCRIPTION

The SCL4013B consists of two identical, independent D-type Flip-Flops. These devices can be used for shift register applications, and, by connecting the \bar{Q} output to the Data input, for counter and toggle applications. The logic level present at the D input is transferred to the Q output during the positive-going transition of the Clock pulse. Setting or resetting is independent of the Clock and is accomplished by a high level on the Set or Reset line, respectively.

CONNECTION DIAGRAM (all packages)



Add suffix for package:

- C 14-pin Cerdip
- D 14-pin Ceramic
- E 14-pin Epoxy
- F 14-pin Flat
- H Chip

TRUTH TABLE

CL Δ	D	R	S	Q	\bar{Q}
0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0
0	x	0	0	Q	\bar{Q}
x	x	1	0	0	1
x	x	0	1	1	0
x	x	1	1	1	1

NO CHANGE

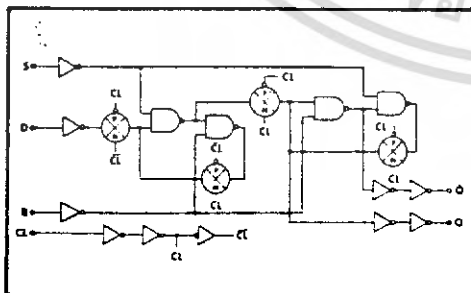
- ▲ = Level Change
- x = Don't Care

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

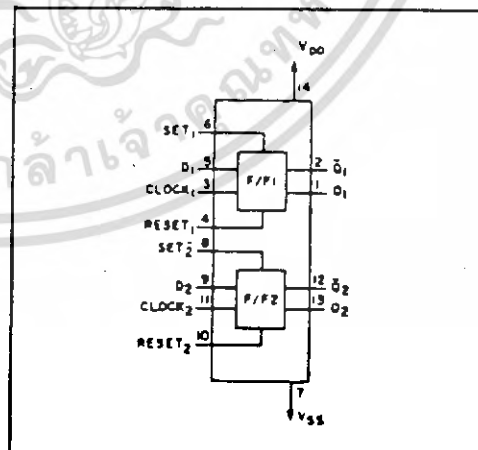
For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

LOGIC DIAGRAM



BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS^{1,2}

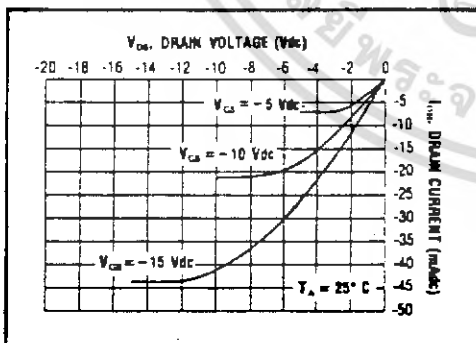
PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ³		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	V _{DD}	V _{IN} = V _{SS} or V _{DD} All valid input combinations	-	1.0	-	0.005	1.0	-	30	μAcc
			-	2.0	-	0.01	2.0	-	60	
			-	4.0	-	0.02	4.0	-	120	

- NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
 = -40°C for E device.
 T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
 = +85°C for E device.
³ This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

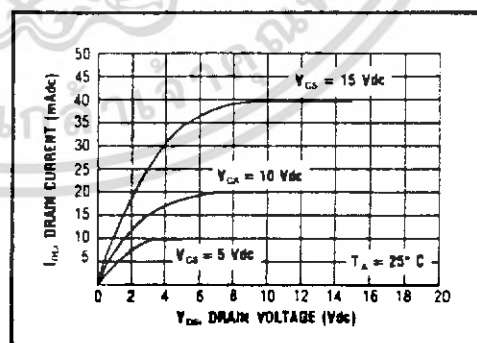
DYNAMIC CHARACTERISTICS (C_L = 50pF, T_A = 25°C)

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units	
CLOCKED OPERATION						
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PLH, t_{PHL}}	5	-	125	250	ns
		10	-	65	130	
		15	-	45	90	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{PLH, t_{PHL}}	5	-	100	200	ns
		10	-	50	100	
		15	-	40	80	
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW _{CL}	5	-	70	140	ns
		10	-	30	60	
		15	-	20	40	
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f _{CL}	5	3.5	7.0	-	MHz
		10	8.0	16	-	
		15	12.5	25	-	
MAXIMUM CLOCK RISE AND FALL TIME ¹	t _{rCL, t_{fCL}}	5	15	-	-	μs
		10	10	-	-	
		15	5	-	-	
MINIMUM SETUP TIME	t _{setup}	5	-	25	50	ns
		10	-	10	20	
		15	-	7.5	15	
MINIMUM HOLD TIME	t _{hold}	5	-	-25	0	ns
		10	-	-10	0	
		15	-	-5	0	
SET AND RESET OPERATIONS						
PROPAGATION DELAY TIME S to Q, R to Q	t _{PLH}	5	-	125	250	ns
		10	-	65	130	
		15	-	45	90	
MINIMUM SET AND RESET PULSE WIDTH	PW _S , PW _R	5	-	65	130	ns
		10	-	30	60	
		15	-	25	50	
SET AND RESET REMOVAL TIME	t _{rem}	5	-	0	25	ns
		10	-	0	10	
		15	-	0	5	

¹When units are cascaded, the maximum rise and fall times of the clock input should be equal to or less than the transition times of the data outputs driving data inputs, plus the propagation delay of the output driving stage for the output capacitive load.



Typical P-Channel Source Current Characteristics



Typical N-Channel Sink Current Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4081B, SCL4082B
SCL4073B



CMOS AND GATES

SCL4081B - Quad 2-Input AND
SCL4082B - Dual 4-Input AND
SCL4073B - Triple 3-Input AND

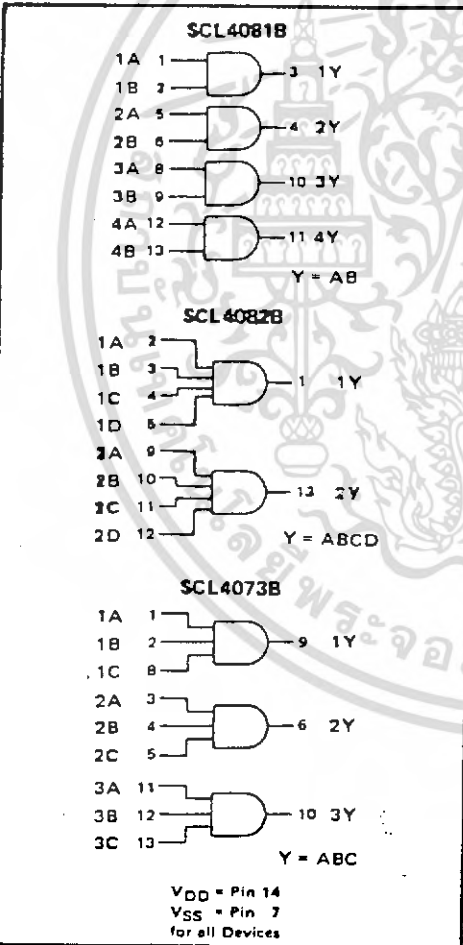
FEATURES

- ◆ Buffered Outputs
- ◆ Diode Protection on all Inputs
- ◆ Fully "B"-Series Compatible
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

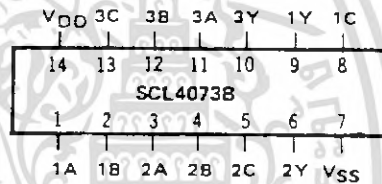
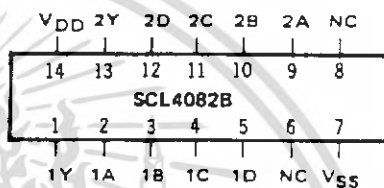
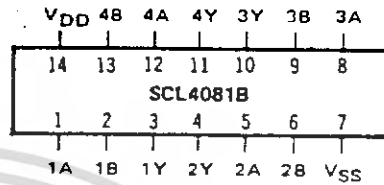
TRUTH TABLE

Inputs	Output
1 1 ... 1	1
All other combinations	0

FUNCTION DIAGRAMS



CONNECTION DIAGRAMS
(all packages)



Add suffix for package:

- C 14-pin Cerdip
- D 14-pin Ceramic
- E 14-pin Epoxy
- F 14-pin Flat
- H Chip

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	T_A	-55 to +125	°C
	C, D, F, H Device	-40 to +85	°C
	E Device		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

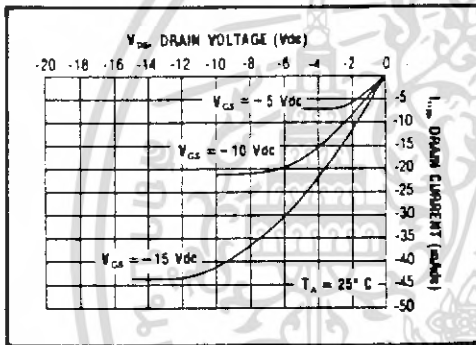
STATIC CHARACTERISTICS ^{1,3}

PARAMETER	V _{DD} (Vdc)	CONDITIONS	T _{LOW} ²		+25°C			T _{HIGH} ²		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I _{DD}	V _{IN} = V _{CS} or V _{DD} All valid input combinations	-	0.05	-	0.0005	0.05	-	1.5	μA dc
			-	0.10	-	0.001	0.10	-	3.0	
			-	0.20	-	0.002	0.20	-	6.0	

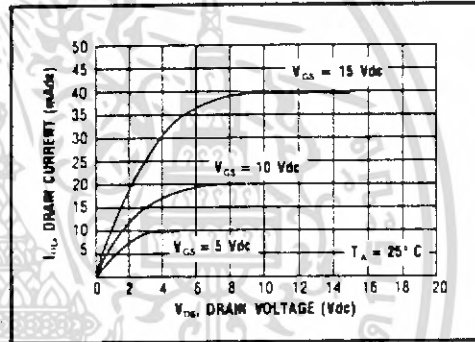
NOTES: ¹ Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications"
² T_{LOW} = -55°C for C, D, F, H device.
 = -40°C for E device.
 T_{HIGH} = +125°C for C, D, F, H device.
 = + 85°C for E device.
³ These devices have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

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

PARAMETER		V _{DD} (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
PROPAGATION DELAY TIME	t _{PLH} , t _{PML}	5	-	150	300	ns
		10	-	65	130	
		15	-	50	100	
OUTPUT TRANSITION TIME	t _{TLH} , t _{THL}	5	-	100	200	ns
		10	-	50	100	
		15	-	40	80	

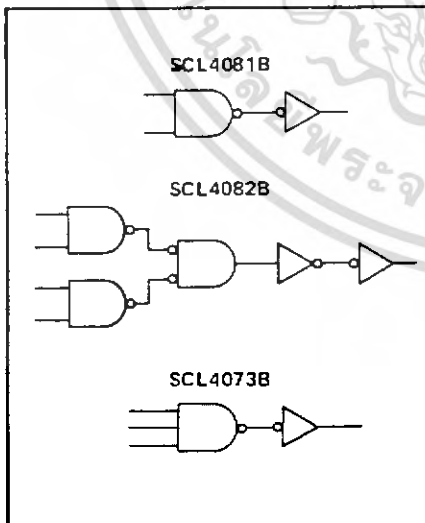


Typical P-Channel Source Current Characteristics

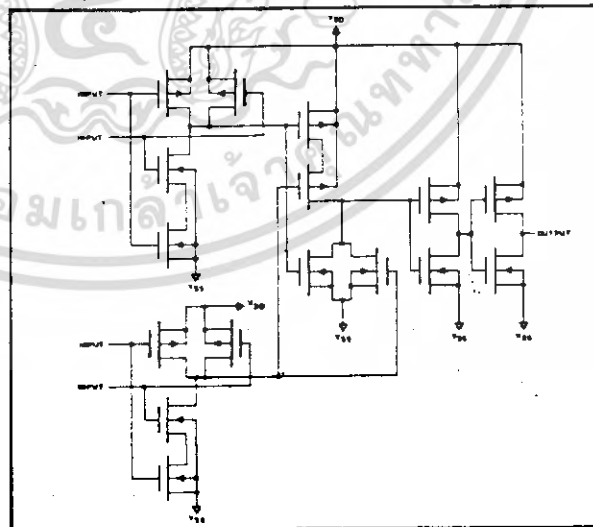


Typical N-Channel Sink Current Characteristics

LOGIC DIAGRAMS



SCHEMATIC DIAGRAM - SCL4082B (1 of 2 gates)



LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902 low power quad operational amplifiers

general description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V_{DC} power supplies.

unique characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

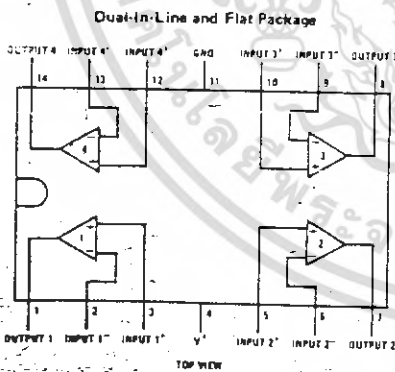
advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

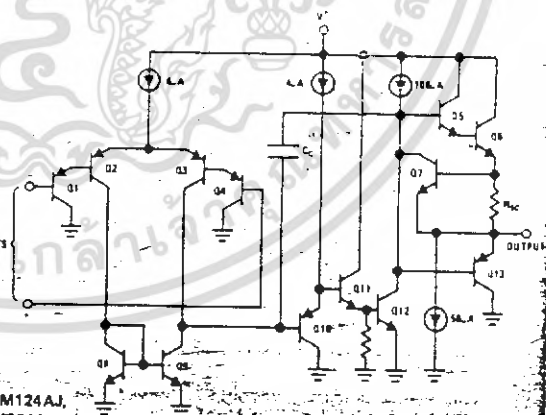
features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
 - Single supply 3 V_{DC} to 30 V_{DC}
 - or dual supplies ±1.5 V_{DC} to ±15 V_{DC}
- Very low supply current drain (800 μA) — essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{DC})
- Low input biasing current 45 nA_{DC} (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV_{DC} and offset current 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V_{DC} to V₊ - 1.5 V_{DC}

connection diagram



schematic diagram (Each Amplifier)



Order Number LM124D, LM124AD, LM224D or LM224AD

See Package 1

Order Number LM124F, LM124AF, LM224F or LM224AF

See Package 4

Order Number LM124J, LM124AJ, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324AJ or LM2902J

See Package 16

Order Number LM324N, LM324AN or LM2902N

See Package 22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

PARAMETER	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, V^+	32 VDC or $\pm 14 V_{DC}$	26 VDC or 113 VDC	0°C to +170°C -25°C to +185°C -55°C to +125°C -65°C to +150°C 300°C	0°C to +85°C
Differential Input Voltage	32 VDC	26 VDC		
Input Voltage	-0.3 VDC to +32 VDC	-0.3 VDC to +32 VDC		
Power Dissipation (Note 1)	570 mW 800 mW 800 mW	570 mW		
Molded DIP	Continuous	Continuous		
Cavity DIP	Continuous	Continuous		
Flat Pack	Continuous	Continuous		
Output Short-Circuit to GND (Data Amplifier) (Note 2)	Continuous	Continuous		
$V^+ \leq 15$ VDC and $T_A = 25^\circ\text{C}$				

electrical characteristics ($V^+ = +5.0$ VDC, Note 4)

PARAMETER	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		UNITS
	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	
Input Offset Voltage	TA = 25°C (Note 5)												
Input Bias Current (Note 6)	IIN(H) or IIN(L), TA = 25°C												
Input Offset Current	IIN(H) - IIN(L), TA = 25°C												
Input Common Mode Voltage Range (Note 7)	V ⁺ - 30 VDC, TA = 25°C												
Supply Current	RL = ∞, VCC = 30V, LM2902 VCC = 28V												
Large Signal Voltage Gain	RL = ∞ On Air Op Amps												
	Over Full Temperature Range												
Output Voltage Swing	TA = 25°C												
	V ⁺ = 15 VDC (For Large V _O Swing)												
Common-Mode Rejection Ratio	RL ≥ 2 kΩ, TA = 25°C												
Power Supply Rejection Ratio	DC, TA = 25°C												
Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 8)	DC, TA = 25°C												
Output Current	f = 1 kHz to 20 kHz, TA = 25°C (Input Hetered)												
	(Input Hetered)												
Source	VIN ⁺ = 1 VDC, VIN ⁻ = 0 VDC, V ⁺ = 15 VDC, TA = 25°C												
Sink	VIN ⁺ = 1 VDC, VIN ⁻ = 0 VDC, V ⁺ = 15 VDC, TA = 25°C												
Short Circuit to Ground	VIN ⁺ = 1 VDC, VIN ⁻ = 0 VDC, TA = 25°C, V _D = 200 mVDC												
	TA = 25°C (Note 2)												

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electrical characteristics (con't)

PARAMETER	CONDITIONS	LM324A	LM324A	LM324A	LM124/LM224	LM324	LM324	LM324	LM324	UNITS
Input Offset Voltage	(Note 5) $R_S = 0\Omega$	MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	MIN TYP MAX	mVDC
Input Offset Voltage Drift		7 20 4	7 20 4	7 20 4	7 20 4	7 20 4	7 20 4	7 20 4	7 20 4	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$	30	30	30	75	30	30	30	30	nADC
Input Offset Current Drift		10 200	10 200	10 200	10 300	10 200	10 200	10 200	10 200	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$	40 100	40 100	40 100	40 200	40 100	40 100	40 100	40 100	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 \text{ VDC}$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	0 $V^+ - 2$	VDC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = \pm 15 \text{ VDC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	25	25	25	25	25	25	25	25	V/mV
Output Voltage Swing	$V^+ = +30 \text{ VDC}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ $V^+ = 5 \text{ VDC}$, $R_L \leq 10 \text{ k}\Omega$	26 27 28	26 27 28	26 27 28	26 27 28	26 27 28	26 27 28	26 27 28	26 27 28	VDC
Output Current	$V_{IN}^+ = +1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^- = 0 \text{ VDC}$, $V^+ = 15 \text{ VDC}$ $V_{IN}^- = +1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^+ = 0 \text{ VDC}$, $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10 20	10 20	10 20	5 20	5 20	5 20	5 20	5 20	mA
Differential Input Voltage	(Note 7)	10 15	10 15	10 15	5 8	5 8	5 8	5 8	5 8	mV

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a $+125^\circ\text{C}$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $175^\circ\text{C}/\text{W}$ which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a $+150^\circ\text{C}$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA. Independent of the magnitude of V^+ , at values of supply voltage in excess of $\pm 15 \text{ VDC}$, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level for a large overdrive for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 VDC .

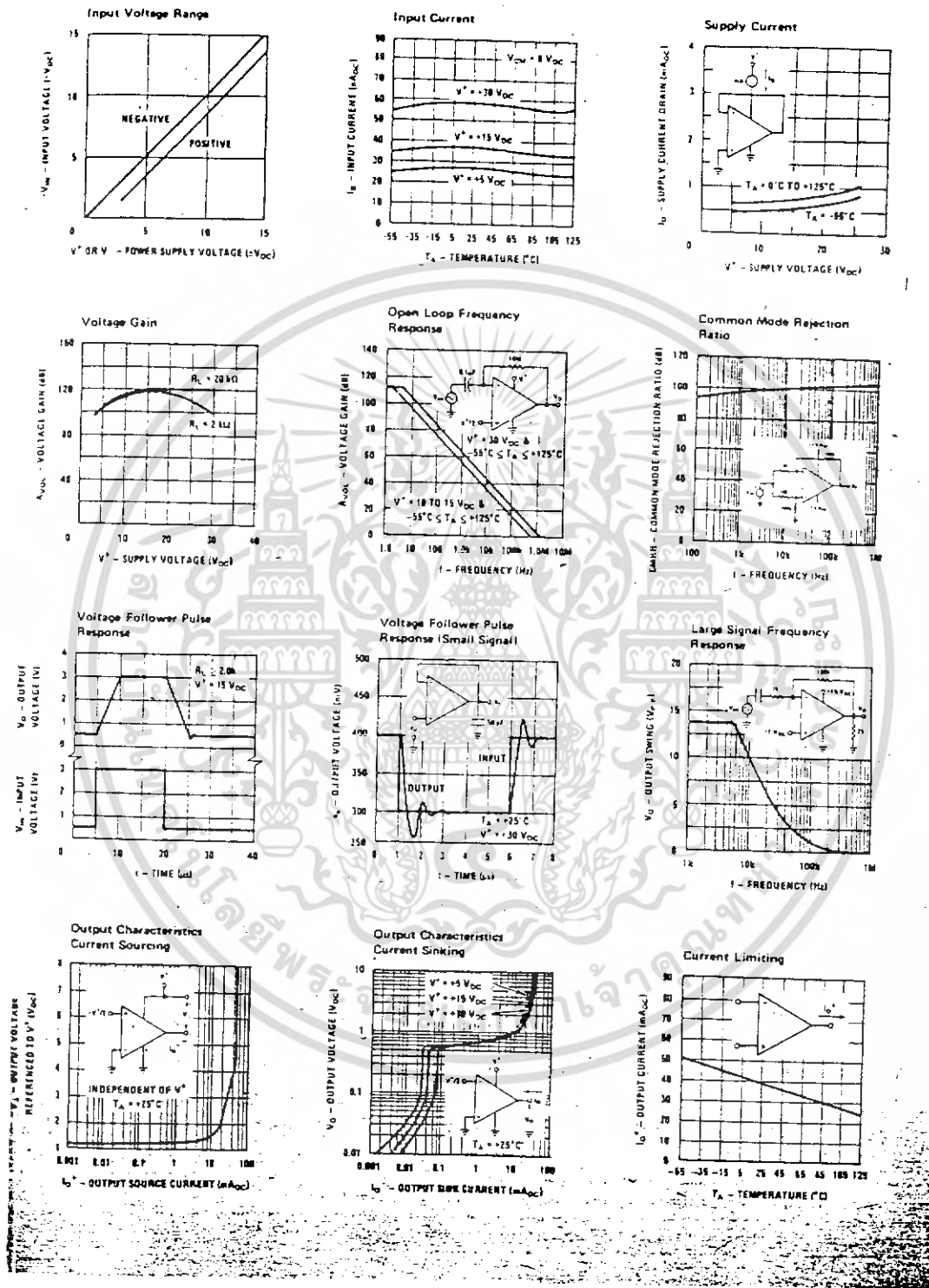
Note 4: These specifications apply for $V^+ = +5 \text{ VDC}$ and $-5^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +185^\circ\text{C}$.

Note 5: $V_O = 1.4 \text{ VDC}$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5 VDC to 30 VDC ; and over the full input common mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5 \text{ VDC}$).

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical performance characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
 TECHNICAL DATA

BD675, BD675A
BD677, BD677A
BD679, BD679A
BD681

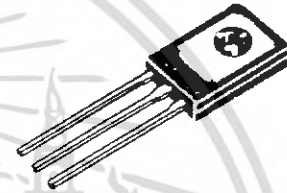
PLASTIC MEDIUM-POWER
SILICON NPN DARLINGTONS

... for use as output devices in complementary general-purpose amplifier applications.

- High DC Current Gain -
 $h_{FE} = 750$ (Min) @ $I_C = 1.5$ and 2.0 Adc
- Monolithic Construction
- BD675, 675A, 677, 677A, 679, 679A, 681 are complementary with BD676, 676A, 678, 678A, 680, 680A, 682
- BD 677, 677A, 679, 679A are equivalent to MJE 800, 801, 802, 803

4.0 AMPERE
DARLINGTON
POWER TRANSISTORS
NPN SILICON

45, 60, 80, 100 VOLTS
40 WATTS



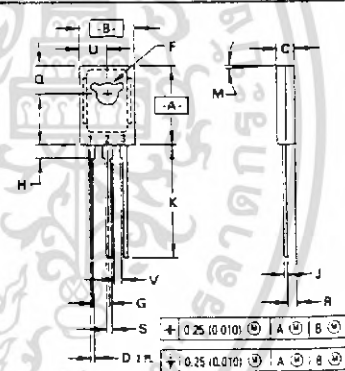
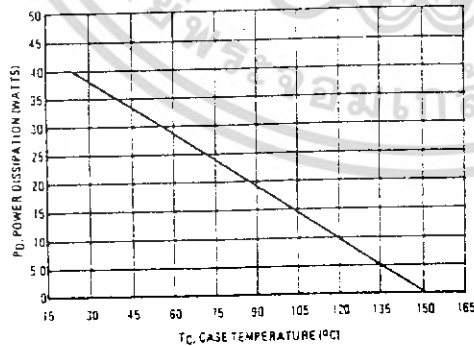
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BD675 BD675A	BD677 BD677A	BD679 BD679A	BD681	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	45	60	80	100	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	45	60	80	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	5.0				Vdc
Collector Current	I_C	4.0				Adc
Base Current	I_B	0.1				Adc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	40				Watts W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperating Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150				$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max.	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	3.13	$^\circ\text{C/W}$

FIGURE 1 - POWER TEMPERATURE DERATING



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI #14.5M, 1981.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.93	1.04	0.425	0.425
B	7.50	7.74	0.295	0.305
C	2.42	2.66	0.095	0.105
D	3.51	3.66	0.020	0.026
F	2.93	3.17	0.115	0.125
G	2.39 BSC		0.094 BSC	
H	1.27	2.41	0.050	0.095
J	0.25	0.53	0.015	0.025
K	14.61	16.53	0.575	0.655
M	J TYP		J TYP	
Q	2.76	4.07	0.148	0.158
R	1.15	1.29	0.045	0.055
S	2.54	0.88	0.025	0.035
U	3.29	3.33	0.145	0.155
V	2.2	-	0.540	-

STYLE 1:
 PIN 1: EMITTER
 2: COLLECTOR
 3: BASE

CASE 77-06
 TO-225AA TYPE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

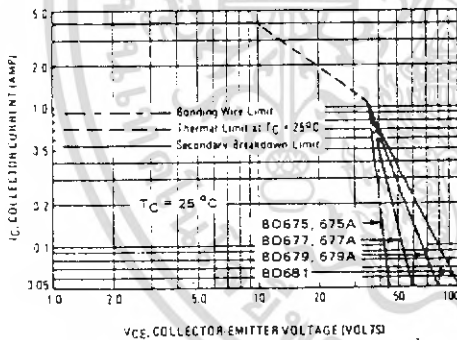
BD675, 675A, BD677, 677A, BD679, 679A, BD681

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage(1) ($I_C = 50 \text{ mAdc}, I_B = 0$)	BD675, 675A BD677, 677A BD679, 679A BD681	V_{CE0}	45 60 80 100	— — — —	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = \text{Half Rated } V_{CE0}, I_B = 0$)		I_{CEO}	—	500	μAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = \text{Rated } V_{CE0}, I_E = 0$) ($V_{CB} = \text{Rated } V_{CE0}, I_E = 0, T_C = 100^\circ\text{C}$)		I_{CBO}	—	0.2 2.0	mAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$)		I_{EBO}	—	2.0	mAdc
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain(1) ($I_C = 1.5 \text{ Adc}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 2.0 \text{ Adc}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$)	BD675, 677, 679, 681 BD 675A, 677A, 679A	h_{FE}	750 150	— —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = 1.5 \text{ Adc}, I_B = 30 \text{ mAdc}$) ($I_C = 2.0 \text{ Adc}, I_B = 40 \text{ mAdc}$)	BD 677, 679, 681 BD 675A, 677A, 679A	$V_{CE(sat)}$	—	2.5 2.8	Vdc
Base-Emitter On Voltage(1) ($I_C = 1.5 \text{ Adc}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 2.0 \text{ Adc}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}$)	BD 677, 679, 681 BD 675A, 677A, 679A	$V_{BE(on)}$	—	2.5 2.5	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Small-Signal Current Gain ($I_C = 1.5 \text{ Adc}, V_{CE} = 3.0 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ MHz}$)		h_{fe}	1.0	—	—

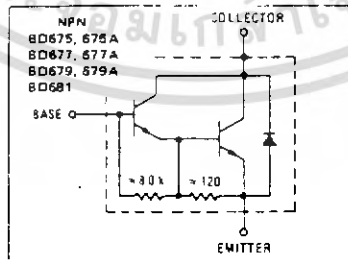
(1) Pulse Test - Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$

FIGURE 2 - DC SAFE OPERATING AREA



There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and secondary breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation; e.g., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by secondary breakdown. (See AN-415).

FIGURE 3 - DARLINGTON CIRCUIT SCHEMATIC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

NPN
2N3055
PNP
MJ2955

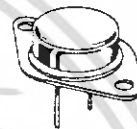
COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS

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

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

15 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY SILICON

60 VOLTS
115 WATTS



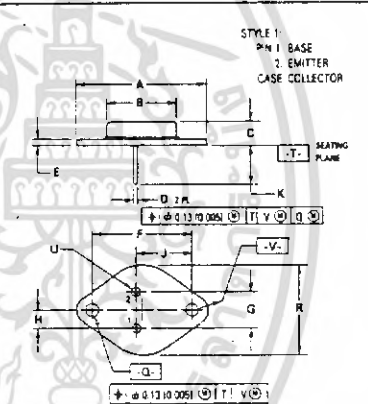
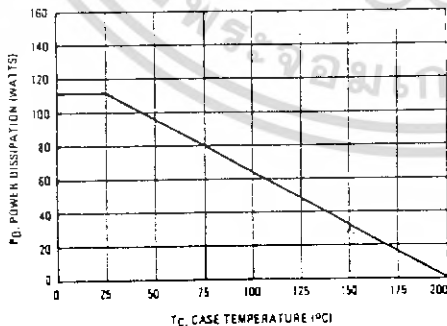
MAXIMUM RATINGS

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

THERMAL CHARACTERISTICS

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

FIGURE 1 - POWER DERATING



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	39.37	—	1.550
B	—	21.28	—	0.830
C	0.25	0.75	0.250	0.375
D	0.97	—	0.338	—
E	1.40	—	0.953	—
F	—	30.15 BSC	—	1.187 BSC
G	—	10.97 BSC	—	0.430 BSC
H	—	6.45 BSC	—	0.254 BSC
J	—	16.80 BSC	—	0.665 BSC
K	11.18	12.19	0.440	0.480
Q	3.84	4.18	0.151	0.165
R	—	16.67	—	0.650
U	—	6.83	—	0.270
V	3.84	4.18	0.151	0.165

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

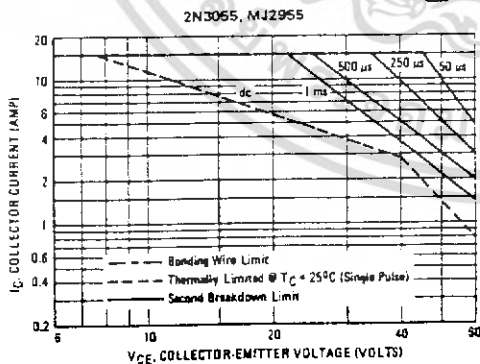
2N3055 NPN/MJ2955 PNP

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

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

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

FIGURE 2 - ACTIVE REGION SAFE OPERATING AREA



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3055 NPN/MJ2955 PNP

NPN
2N3055

PNP
MJ2955

FIGURE 3 – DC CURRENT GAIN

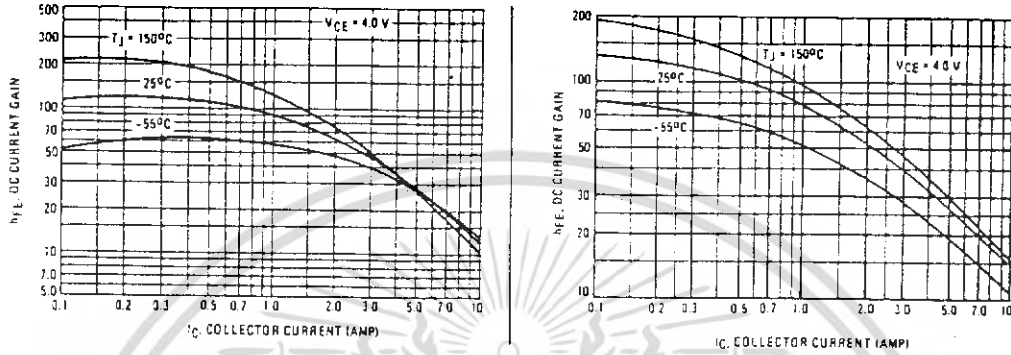


FIGURE 4 – COLLECTOR SATURATION REGION

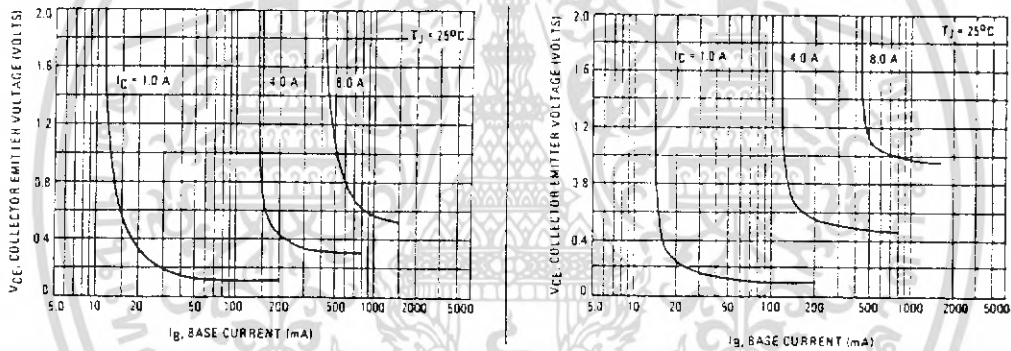
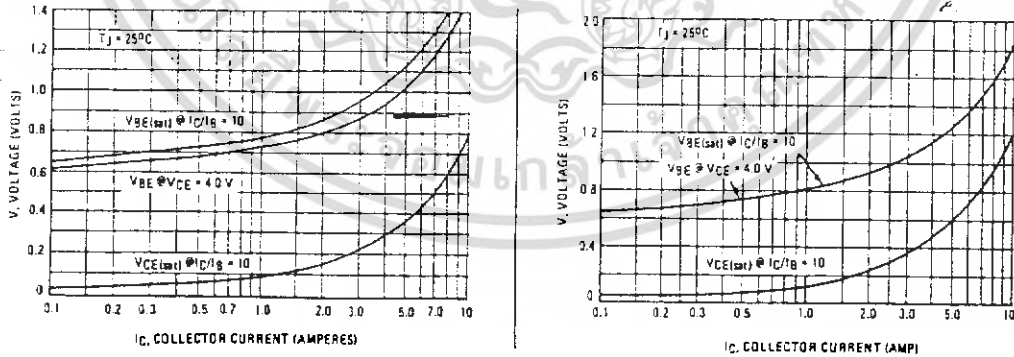


FIGURE 5 – "ON" VOLTAGES



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

2N3771
2N3772

HIGH POWER NPN SILICON POWER TRANSISTORS

... designed for linear amplifiers, series pass regulators, and inductive switching applications.

- Forward Biased Second Breakdown Current Capability

$$I_{S/b} = 3.75 \text{ Adc @ } V_{CE} = 40 \text{ Vdc} - 2N3771$$

$$= 2.5 \text{ Adc @ } V_{CE} = 60 \text{ Vdc} - 2N3772$$

20 and 30 AMPERE

POWER TRANSISTORS
NPN SILICON

40 and 60 VOLTS
150 WATTS



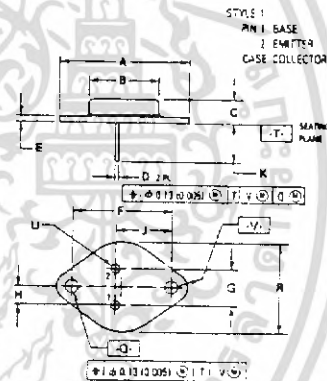
***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	2N3771	2N3772	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	40	60	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CEx}	50	80	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	50	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	5.0	7.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	30	20	Adc
Peak		30	30	
Base Current - Continuous	I_B	7.5	5.0	Adc
Peak		15	15	
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	P_D	150		Watts
Derate above 25°C		0.855		$\text{W}/^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +200		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	2N3771, 2N3772	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	θ_{JC}	1.17	$^\circ\text{C}/\text{W}$

*Indicates JEDEC Registered Data

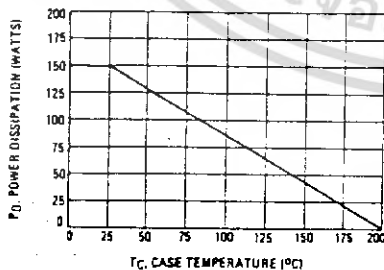


- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH REFERENCED TO-204AAA OUTLINE SHALL APPLY.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	—	29.37	—	1.150
B	—	21.08	—	0.830
C	5.35	5.25	0.210	0.205
D	3.97	1.99	0.156	0.078
E	1.40	1.77	0.055	0.070
F	20.15 BSC		0.793 BSC	
G	10.92 BSC		0.430 BSC	
H	5.48 BSC		0.215 BSC	
J	16.89 BSC		0.665 BSC	
K	11.18	12.19	0.440	0.480
O	2.84	4.19	0.111	0.165
R	26.67		1.050	
U	4.83	5.33	0.190	0.210
V	3.94	4.19	0.155	0.165

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

FIGURE 1 - POWER DERATING



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3771, 2N3772

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
*Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) (I _C = 0.2 Adc, I _B = 0)	2N3771 2N3772	V _{CE(sus)}	40 60	— —	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage (I _C = 0.2 Adc, V _{EB(off)} = 1.5 Vdc, R _{BE} = 100 Ohms)	2N3771 2N3772	V _{CES(sus)}	50 80	— —	Vdc
Collector-Emitter Sustaining Voltage (I _C = 0.2 Adc, R _{BE} = 100 Ohms)	2N3771 2N3772	V _{CER(sus)}	45 70	— —	Vdc
*Collector Cutoff Current (V _{CE} = 30 Vdc, I _B = 0) (V _{CE} = 50 Vdc, I _B = 0) (V _{CE} = 25 Vdc, I _B = 0)	2N3771 2N3772	I _{CEO}	— —	10 10	mA _{dc}
*Collector Cutoff Current (V _{CE} = 50 Vdc, V _{EB(off)} = 1.5 Vdc) (V _{CE} = 100 Vdc, V _{EB(off)} = 1.5 Vdc) (V _{CE} = 45 Vdc, V _{EB(off)} = 1.5 Vdc) (V _{CE} = 30 Vdc, V _{EB(off)} = 1.5 Vdc, T _C = 150°C) (V _{CE} = 45 Vdc, V _{EB(off)} = 1.5 Vdc, T _C = 150°C)	2N3771 2N3772 2N6257 2N3771 2N3772	I _{CEV}	— — — — —	2.0 5.0 4.0 10 10	mA _{dc}
*Collector Cutoff Current (V _{CB} = 50 Vdc, I _E = 0) (V _{CB} = 100 Vdc, I _E = 0)	2N3771 2N3772	I _{CBO}	— —	2.0 5.0	mA _{dc}
*Emitter Cutoff Current (V _{BE} = 5.0 Vdc, I _C = 0) (V _{BE} = 7.0 Vdc, I _C = 0)	2N3771 2N3772	I _{EBO}	— —	5.0 5.0	mA _{dc}
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (1) (I _C = 15 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc) (I _C = 10 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc) (I _C = 8.0 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc) (I _C = 30 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc) (I _C = 20 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc)	2N3771 2N3772 2N3771 2N3772	h _{FE}	15 15	60 60	—
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 15 Adc, I _B = 1.5 Adc) (I _C = 10 Adc, I _B = 1.0 Adc) (I _C = 30 Adc, I _B = 6.0 Adc) (I _C = 20 Adc, I _B = 4.0 Adc)	2N3771 2N3772 2N3771 2N3772	V _{CE(sat)}	— — — —	2.0 2.4 4.0 4.0	Vdc
Base-Emitter On Voltage (I _C = 15 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc) (I _C = 10 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc) (I _C = 8.0 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc)	2N3771 2N3772	V _{BE(on)}	— —	2.7 2.2	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current-Gain-Bandwidth Product (I _C = 1.0 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc, f _{test} = 50 kHz)		f _T	0.2	—	MHz
Small-Signal Current Gain (I _C = 1.0 Adc, V _{CE} = 4.0 Vdc, f = 1.0 kHz)		h _{fe}	40	—	—
SECOND BREAKDOWN					
Second Breakdown Energy with Base Forward Biased, t = 1.0 s (non-repetitive) (V _{CE} = 40 Vdc) (V _{CE} = 60 Vdc)	2N3771 2N3772	I _{S,β}	3.75 2.5	— —	Adc

* Indicates JEDEC Registered Data
(1) Pulse Test: 300 μs, Rep. Rate 60 cps.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3771, 2N3772

FIGURE 2 - THERMAL RESPONSE - 2N3771, 2N3772

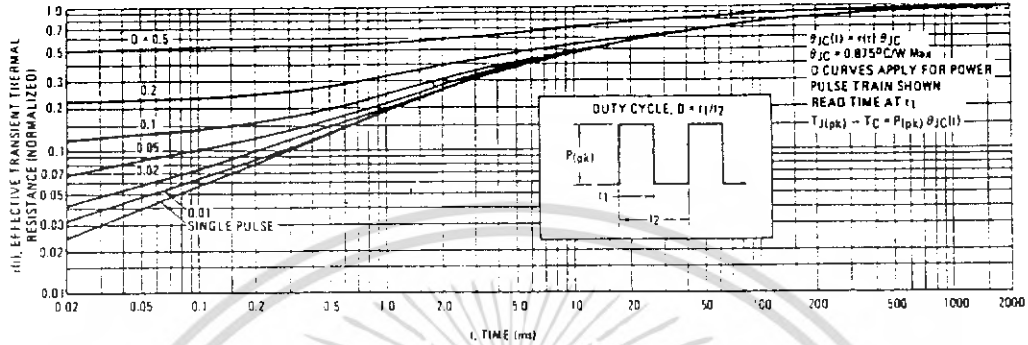
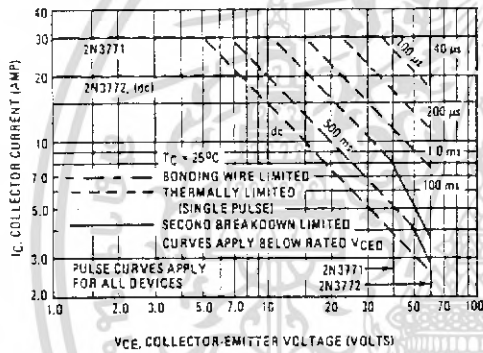


FIGURE 3 - ACTIVE-REGION SAFE OPERATING AREA - 2N3771, 2N3772



There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

Figure 3 is based upon JEDEC registered data. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{j(pk)} < 200^\circ\text{C}$. $T_{j(pk)}$ may be calculated from the data of Figure 2. Using data of Figure 2 and the pulse power limits of Figure 3, $T_{j(pk)}$ will be found to be less than $T_{j(max)}$ for pulse widths of 1 ms and less. When using Motorola transistors, it is permissible to increase the pulse power limits until limited by $T_{j(max)}$.

FIGURE 4 - SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

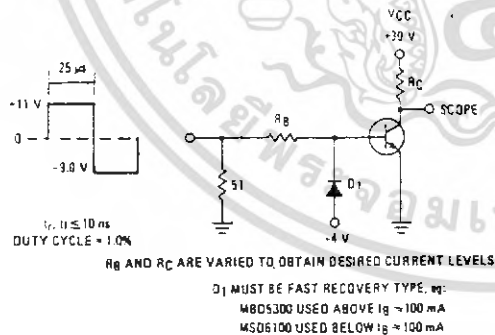
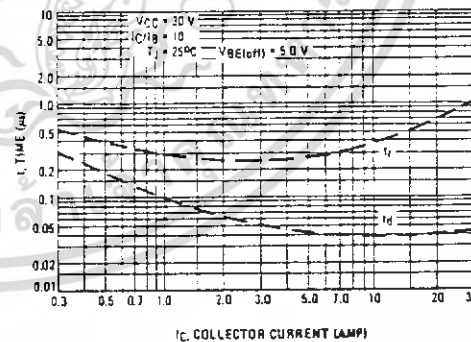


FIGURE 5 - TURN-ON TIME



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3771, 2N3772

FIGURE 6 - TURN-OFF TIME

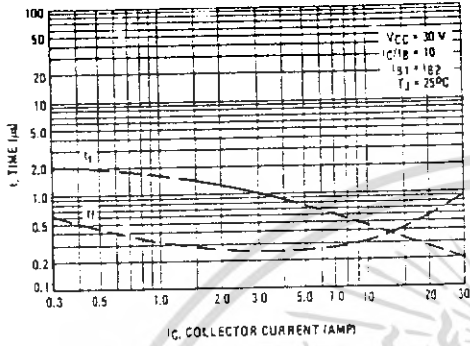


FIGURE 7 - CAPACITANCE

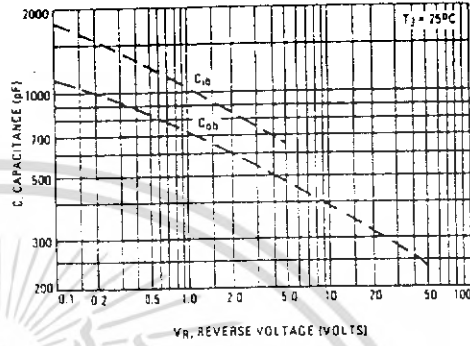


FIGURE 8 - DC CURRENT GAIN

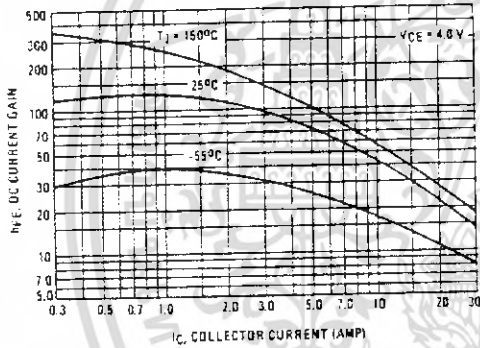
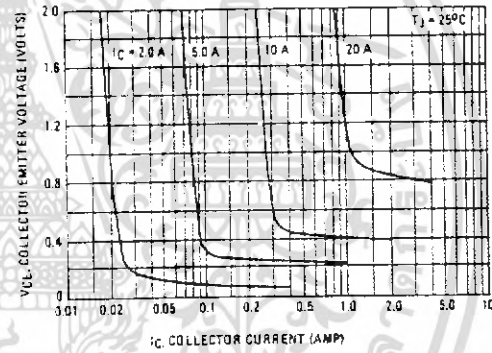


FIGURE 9 - COLLECTOR SATURATION REGION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
 TECHNICAL DATA

MUR1505 MUR1530
MUR1510 MUR1540
MUR1515 MUR1550
MUR1520 MUR1560



SWITCHMODE POWER RECTIFIERS

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

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

**ULTRAFAST
RECTIFIERS**

**15 AMPERES
50-600 VOLTS**



CASE 221B-01
TO-220AC
PLASTIC

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR								Unit
		1505	1510	1515	1520	1530	1540	1550	1560	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	150	200	300	400	500	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V_R)	I_{FAV}	15 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$				15 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$				Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz)	I_{FRM}	30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$				30 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$				Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	200				150				Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	- 65 to + 175								$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.5	$^\circ\text{C/W}$
--	-----------------	-----	--------------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 15$ Amp, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 15$ Amp, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_C = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_R	500 10		1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $dI/dt = 50$ Amp/ μs)	t_{rr}	35		60	ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC7800 Series

MC7808, B, C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1] unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	MC7808			MC7808B			MC7808C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	7.7	8.0	8.3	7.7	8.0	8.3	7.7	8.0	8.3	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$) $10.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$ $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$	V_O	—	—	—	—	—	—	7.6	8.0	8.4	Vdc
Line Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$, Note 2) $10.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 17\text{ Vdc}$	Regline	—	3.0	80	—	12	160	—	12	160	mV
Load Regulation ($T_J = +25^\circ\text{C}$, Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	—	28	100	—	45	180	—	45	180	mV
Quiescent Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_B	—	3.2	6.0	—	4.3	8.0	—	4.3	8.0	mA
Quiescent Current Change $10.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	—	—	—	—	—	—	—	—	1.0	mA
Ripple Rejection $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$	RR	62	70	—	—	62	—	—	62	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	$V_{in}-V_O$	—	2.0	2.5	—	2.0	—	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	—	10	40	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance ($f = 1.0\text{ kHz}$)	r_O	—	18	—	—	18	—	—	18	—	m Ω
Short-Circuit Current Limit ($T_A = +25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{sc}	—	0.2	1.2	—	0.2	—	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{max}	1.3	2.5	3.3	—	2.2	—	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV _O	—	± 1.0	—	—	-0.8	—	—	-0.8	—	mV/ $^\circ\text{C}$

MC7808AC

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{in} = 14\text{ V}$, $I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 1] unless otherwise noted).

Characteristics	Symbol	MC7808AC			Unit
		Min	Typ	Max	
Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_O	7.84	8.0	8.16	Vdc
Output Voltage ($5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$, $P_O \leq 15\text{ W}$) $10.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$	V_O	7.7	8.0	8.3	Vdc
Line Regulation (Note 2) $10.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 17\text{ Vdc}$ $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 17\text{ Vdc}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ $10.4\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$	Regline	—	12	80	mV
Load Regulation (Note 2) $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ $250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	Regload	—	45	100	mV
Quiescent Current $T_J = -25^\circ\text{C}$	I_B	—	—	6.0	mA
Quiescent Current Change $11\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 25\text{ Vdc}$, $I_O = 500\text{ mA}$ $10.6\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 23\text{ Vdc}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ $5.0\text{ mA} \leq I_O \leq 1.0\text{ A}$	ΔI_B	—	—	0.8	mA
Ripple Rejection $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ $11.5\text{ Vdc} \leq V_{in} \leq 21.5\text{ Vdc}$, $f = 120\text{ Hz}$, $I_O = 500\text{ mA}$	RR	—	62	—	dB
Dropout Voltage ($I_O = 1.0\text{ A}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	$V_{in}-V_O$	—	2.0	—	Vdc
Output Noise Voltage ($T_A = +25^\circ\text{C}$) $10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$	V_n	—	10	—	$\mu\text{V}/\text{V}_O$
Output Resistance ($f = 1.0\text{ kHz}$)	r_O	—	18	—	m Ω
Short-Circuit Current Limit ($T_A = +25^\circ\text{C}$) $V_{in} = 35\text{ Vdc}$	I_{sc}	—	0.2	—	A
Peak Output Current ($T_J = -25^\circ\text{C}$)	I_{max}	—	2.2	—	A
Average Temperature Coefficient of Output Voltage	TCV _O	—	-0.8	—	mV/ $^\circ\text{C}$

NOTES: 1. $T_{low} = -55^\circ\text{C}$ for MC78XX
 $= 0^\circ$ for MC78XXC, AC
 $= -40^\circ\text{C}$ for MC78XXB
 $T_{high} = +150^\circ\text{C}$ for MC78XX
 $= +125^\circ\text{C}$ for MC78XXC, AC, B

2. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty cycle is used.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้