

เครื่องปรับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ
AC VOLTAGE STABILIZER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2536

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

033241

หัวข้อปริญญาโท เครื่องปรับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ (AC VOLTAGE STABILIZER)

โดย

นายสมเกียรติ อากาศศิริโรจน์ เลขประจำตัว 35102028

นายอดุลย์ ชันติชนกุล เลขประจำตัว 35102041

อาจารย์ที่ปรึกษา อ.ประติษฐ์ วัชรทิบูลย์

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2536

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้รับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญาโท

..... ประธานกรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน (เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลิขสิทธิ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เครื่องปรับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ

(AC VOLTAGE STABILIZER)

โดย นายสมเกียรติ อารณศิริโรจน์ เลขประจำตัว 35102028
นายอศุภย์ ขันติชนะกุล เลขประจำตัว 35102041

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันการพัฒนาเทคโนโลยีต่างๆ และอุตสาหกรรมเป็นไปอย่างรวดเร็วและไฟฟ้ามีความจำเป็นต่อการดำรงชีวิตประจำวันเสมอ ระบบไฟฟ้าที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน บางครั้งมีระดับโวลเตจเปลี่ยนแปลงเสมอไม่ว่าจะด้วยสาเหตุใดก็ตาม เป็นสาเหตุที่ทำให้เครื่องใช้ไฟฟ้าและเครื่องจักรที่ทำงานอุตสาหกรรมเกิดเสียหายได้ อันเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดการผลิตรายลดหรือหยุดชะงัก ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการสร้างและทดสอบเครื่องปรับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ (AC VOLTAGE STABILIZER) ซึ่งการทำงานถูกควบคุมด้วยวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ โดยใช้อปแอมป์เป็นตัวเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันอินพุตกับแรงดันอ้างอิง แล้วนำสัญญาณเข้าที่พุทไปควบคุมการต่อแท็ปของสลับทรานฟอร์เมอร์ โดยทางด้านปรัมภูมิของค่านทรานฟอร์เมอร์จะมีแท็ปเพื่อให้ตัดคาไฟฟ้าทางเข้าที่พุทมีค่า 220 โวลต์

ABSTRACT

Nowadays, in the field of industrial factory the technology of the electricals and electronics systems are rapidly developed. The electricity by mean of power supply for those system become so important. If the voltage of the power supply is fluctuated by any reason. It many cause the fall down of production processes, that should be avoid. In this project the AC Voltage Stabilizer which can be use for controlling the fluctuation of AC Voltage has been studied.

The AC Voltage Stabilizer will compare the AC line voltage with the reference voltage by the sets of Op-Amp comparator. After that the output signal correction voltage will be taken to control the tab of the autotransformer to produce the nearly constant AC 220 volts.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	
บทที่ 1 / บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	10
1.2 วัตถุประสงค์	11
1.3 ขอบเขตของงาน	11
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	11
บทที่ 2 / ทฤษฎี	12
2.1 ไอซี	12
2.2 ลักษณะสมบัติทั่วไปและการจ่ายไฟเลี้ยง	13
2.3 EXCLUSIVE OR GATE	14
2.4 สัญญาณดิจิทัล วงจรตั้งเวลา และโมโนสเตเบิล	15
2.5 การใช้งาน IC 555	17
2.6 ฟลิปฟลอป	23
2.7 ออปแอมป์	25
2.8 วงจรพัลส์	45
2.9 AUTO TRANSFORMER	47
2.10 ไตรแอด	54
บทที่ 3 / การออกแบบและการทำงานของวงจร	61
3.1 การออกแบบวงจร	61
3.2 การทำงานของวงจร	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 4 / การทดลองปรับแต่งเครื่องและผลการทดสอบ	74
4.1 การปรับแต่งเครื่อง	74
4.2 การทดสอบ	74
4.3 ผลการทดสอบ	75
4.4 ขั้นตอนการปฏิบัติงาน	81

บทที่ 5 / บทสรุป	82
5.1 สรุป	82

ภาคผนวก

รายละเอียดอุปกรณ์ที่ใช้ 83

บรรณานุกรม 111



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ไฟฟ้าได้ก่อให้เกิดความก้าวหน้า และวิวัฒนาการในประวัติศาสตร์ของมนุษยชาติมากเพียงใด นั่นคงเป็นความจริงที่ทุกคนทราบดีอยู่แล้ว ไฟฟ้าเป็นแหล่งต้นกำเนิดพลังงานซึ่งได้ถูกนำไปแปรรูปใน ลักษณะต่าง ไม่ว่าจะเป็นแสงสว่าง ความร้อน พลังงานกล วงจรอิเล็กทรอนิกส์และการประยุกต์ใช้งานในด้านอื่น ๆ อีกนับไม่ถ้วน รวมทั้งเป็นแหล่งพลังงานให้แก่อุปกรณ์คอมพิวเตอร์, เครื่องมือแพทย์, เครื่องมือสื่อสารและอุปกรณ์ประมวลผลข้อมูลอีกด้วย

ในปัจจุบันเทคโนโลยีได้เข้ามามีบทบาทเปลี่ยนแปลงวงการอุตสาหกรรม ธุรกิจการสื่อสาร การแพทย์และอื่น ๆ และดูเหมือนว่าอิเล็กทรอนิกส์ได้เข้ามาแทรกอยู่ในทุกแขนง ทุกสาขาในปัจจุบันนี้ ไม่ว่าจะเป็นการพัฒนาหรือวิวัฒนาการของเครื่องมือ เครื่องใช้ ในวงการอุตสาหกรรมนั้น ๆ จนจะแยกออกหรือขาดอิเล็กทรอนิกส์ไปไม่ได้โดยเด็ดขาดอย่างคอมพิวเตอร์และไมโครโพรเซสเซอร์ ได้กลายมาเป็นหัวใจของระบบควบคุมอันเป็นส่วนสำคัญของเครื่องมือและอุปกรณ์ประมวลผลในปัจจุบัน

และด้วยความเจริญนี้เองก็ทำให้เราต้องการขีดความสามารถของเครื่องคอมพิวเตอร์ และอุปกรณ์ประมวลผลที่มีประสิทธิภาพสูงยิ่งขึ้นทุกที ดังนั้นบรรดาสถูผลิตคอมพิวเตอร์จึงได้พยายามพัฒนา วงจรประมวลผลที่มีความสลับซับซ้อน เพื่อทำให้ได้เครื่องคอมพิวเตอร์ที่มีขีดความสามารถสูงขึ้น

และรวดเร็วขึ้นอยู่ตลอดเวลา

แต่ขณะเดียวกัน การที่วงจรประมวลผลมีความสลับซับซ้อน และมีความเร็วสูงมากยิ่งขึ้นนั้น หมายถึงว่ามันจะมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของพลังงานไฟฟ้าที่ป้อนมาให้แก่มันมากยิ่งขึ้น ความผิดปกติต่าง ๆ เหล่านี้จะทำให้เครื่องคอมพิวเตอร์ทำงานผิดพลาด ดังนั้นจึงก่อให้เกิด ความต้องการอุปกรณ์ที่จ่ายไฟฟ้าที่แก้ไขข้อผิดพลาดต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกับกระแสไฟฟ้า และจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่บริสุทธิ์ให้แก่เครื่องคอมพิวเตอร์ต่อไป

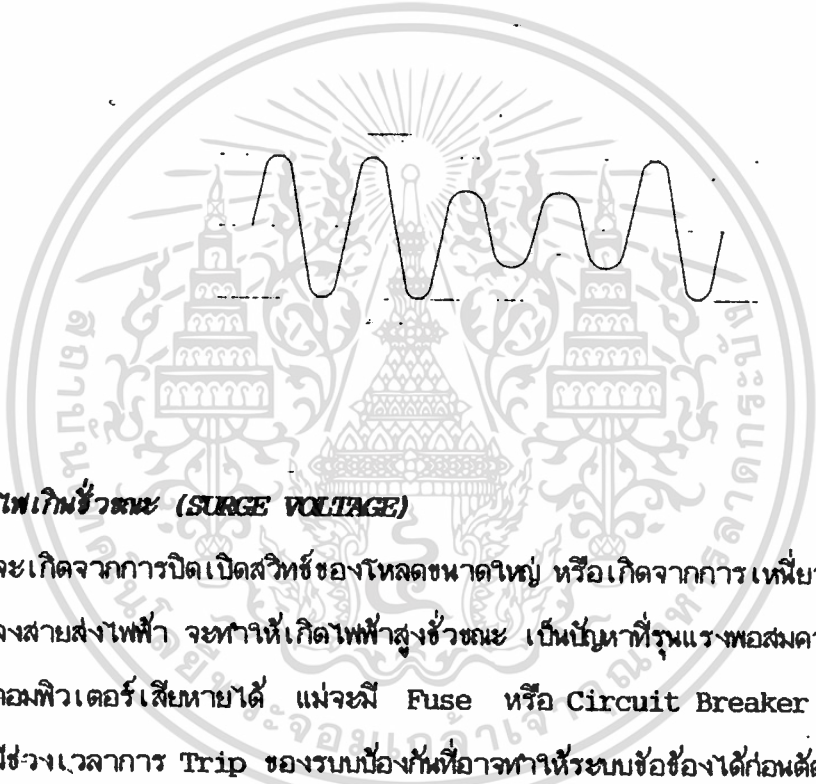
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาทางไฟฟ้า

ปัจจุบันปัญหาทางไฟฟ้าเป็นปัญหาใหญ่ เพราะความเสียหายของเครื่องคอมพิวเตอร์และอุปกรณ์ประมวลผล 80% เกิดจากปัญหาทางไฟฟ้า เช่น

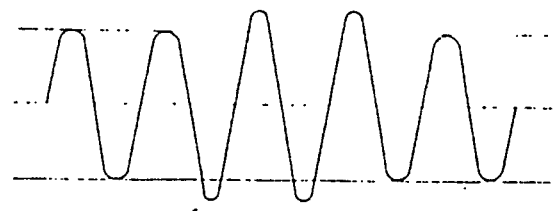
1. ปัญหาไฟตกชั่วคราว (SAG VOLTAGE)

หรือ Voltage Drop จะเกิดขึ้นเพียงชั่วขณะ (ไม่กี่ cycle) มักจะเกิดจากการใช้กำลังไฟฟ้ามากเกินไปเกินขนาดที่สาย Main หรือหม้อแปลงไฟฟ้าจ่ายไปจะจ่ายให้ได้ เช่นการเกินเครื่องจักรใหญ่ ๆ ช่วงการเปิดเครื่องปรับอากาศ หรือเริ่มเดินเครื่องมอเตอร์ขนาดใหญ่ จะทำให้ไฟตกลงชั่วคราวได้



2. ปัญหาไฟเกินชั่วขณะ (SURGE VOLTAGE)

มักจะเกิดจากการปิดเปิดสวิตช์ของโหลดขนาดใหญ่ หรือเกิดจากการเหนี่ยวนำไฟฟ้าเนื่องมาจากฟ้าผ่าลงสายส่งไฟฟ้า จะทำให้เกิดไฟฟ้าสูงชั่วขณะ เป็นปัญหาที่รุนแรงพอสมควร พอที่อาจจัดทำให้เครื่องคอมพิวเตอร์เสียหายได้ แม้จะมี Fuse หรือ Circuit Breaker ป้องกันรบกวนอยู่ แต่ก็ยังมีช่วงเวลาการ Trip ของระบบป้องกันที่อาจทำให้ระบบข้อข้องได้ก่อนตัดวงจร ซึ่งปัญหาล้วนๆคือเครื่องเสีย และอายุการใช้งานของเครื่องสั้นลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ปัญหาสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (NOISE AND TRANSIENT)

คลื่นรบกวนในระบบไฟฟ้าที่เราจะพบเห็นเสมอได้แก่ พวก Noise และ Transient Voltage, Noise หมายถึงคลื่นรบกวนซึ่งโดยทั่วไปจะมีขนาดไม่ใหญ่สักเท่าไหร่แต่มีความถี่สูง ซึ่งอาจจะเกิดขึ้นได้อย่างต่อเนื่องหรืออาจจะเกิดขึ้นเป็นระยะ Noise จะเข้ามาสู่ระบบไฟฟ้าโดยการเหนี่ยวนำไฟฟ้าเป็นส่วนใหญ่ เช่นพวก EMI, RFI ส่วน Transient Voltage หมายถึงพวก Surgo Voltage และ Spike Voltage, Transient Voltage อาจจะเกิดการฟ้าผ่า การตัดต่อโหลดบางชนิด เช่นการปิดเปิดสวิตช์เครื่องใช้ไฟฟ้า, เครื่องเชื่อมโลหะ, มอเตอร์, สถานีวิทยุกระจายเสียง และอุปกรณ์อย่างอื่น ๆ ฯลฯ



4. ปัญหาไฟดับหรือไฟกะพริบ (INTERRUPTION)

ลักษณะของไฟดับ (Power Failure) มีอยู่ 2 ลักษณะต่อระบบคอมพิวเตอร์คือ ไฟกะพริบ ทำให้เกิดการขาดหายไประยะสั้น เช่นจากการ Trip ของระบบ Relay ในการจ่ายไฟของสถานีจ่ายไฟ ซึ่งแม้จะเกิดเพียงระยะสั้นมากอาจเพียง 1/2-1 cycle แต่ความจำในระบบก็จะถูกลบไปเมื่อไม่มีพลังงานและการหยุดจ่ายไฟฟ้าอันเนื่องมาจากระบบจ่ายไฟเสียหรือเกิดการลัดวงจร แม้ว่าเวลาหยุดจ่ายไฟจะไม่มีผลต่อความเสียหายของเครื่อง นอกจากเครื่องหยุดทำงานและความจำถูกลบเลือน แต่จากสถิติพบว่าการมาใหม่ของไฟฟ้า อาจมาสูงกว่ากำหนดในช่วงมาใหม่ (คือเกิดการกระชกของไฟฟ้า) จะทำให้เครื่องคอมพิวเตอร์มีอายุการใช้งานสั้นลงหรือเสียหายได้



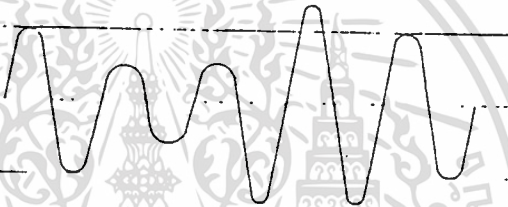
5. ปัญหาไฟตกไฟเกินอย่างถาวร (UNDER AND OVER VOLTAGE)

4

มักเกิดขึ้นได้ทั้งในเมืองและในชนบทที่ห่างไกล สาเหตุอาจมาจากการใช้กำลังไฟฟ้าไม่เหมาะสมกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าในสายส่งเดียวกัน บางเวลาผู้ใช้กำลังไฟฟ้ามากแรงดันไฟฟ้าจะลดลงและบางเวลาในวันเดียวกันนั้น ผู้ใช้อาจจะหาให้แรงดันไฟฟ้าสูงขึ้น

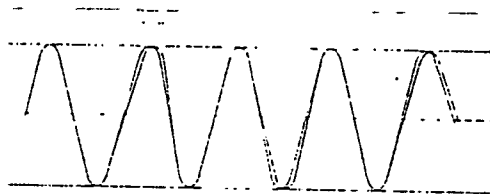
ปัญหาไฟตกมักจะเกิดจากการที่มีการใช้พลังงานมากและแหล่งจ่ายพลังงานจะต้องลดแรงดันลงหรือที่รู้จักกันว่า Brown out ซึ่งอาจเกิดจากมีโหลดมากเกินไปหรือสายไฟเล็กไปโดยไฟจะตกลงประมาณ 15%

ปัญหาไฟเกินมักจะก่อความเสียหายให้กับเครื่องมือ สามเหตุอาจมาจากการจ่ายไฟผิดปกติหรือโหลดมีน้อยเกินไป



6. ความถี่ผิดพลาด (FREQUENCY ERROR)

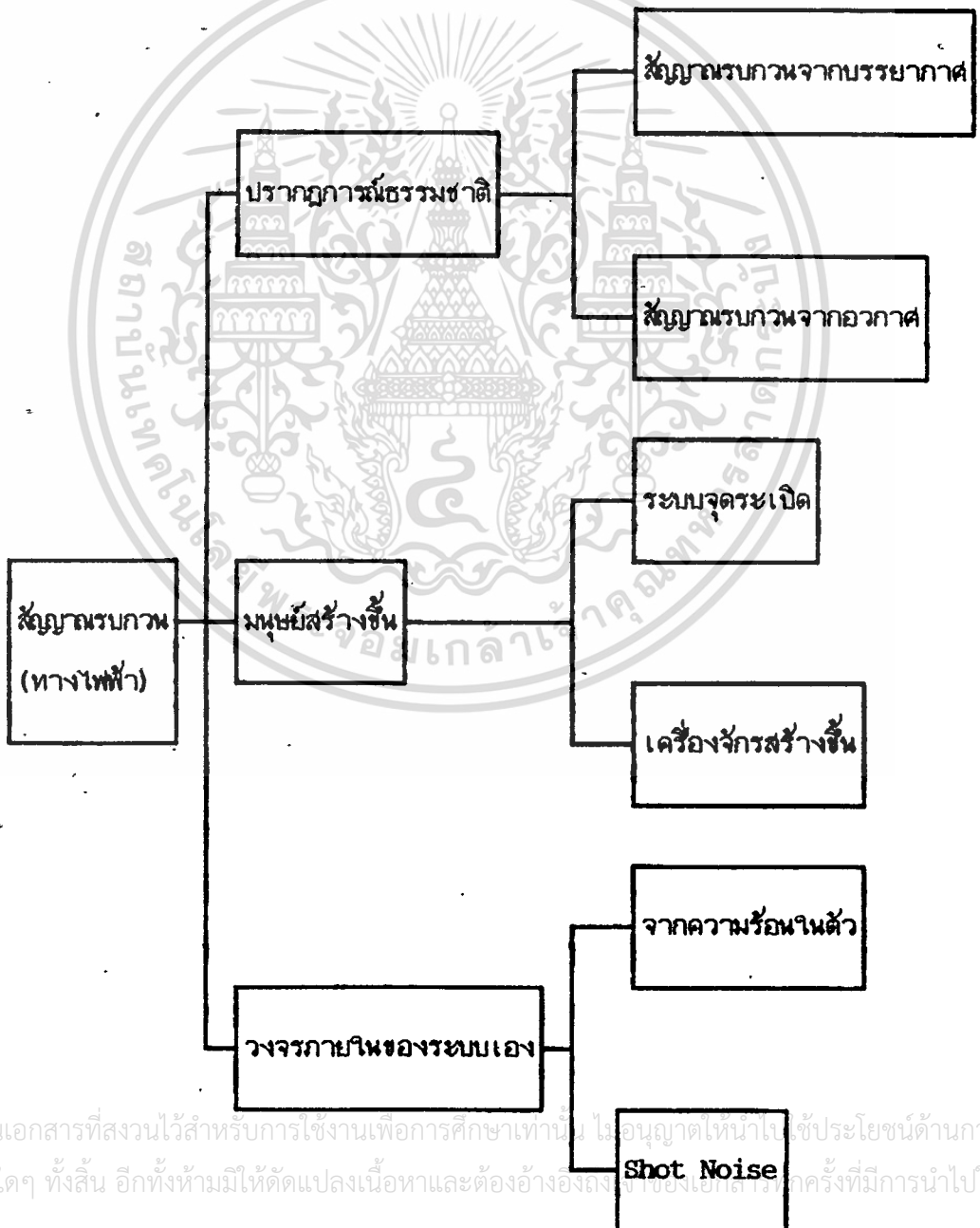
โดยส่วนใหญ่ความถี่ผิดพลาดมีโอกาสเกิดขึ้นน้อยมาก นอกจากระบบจ่ายกำลังไฟฟ้ามีความถี่ไม่คงที่ เช่น เครื่องกำเนิดไฟฟ้า มีขนาดเล็กไม่เหมาะสมกับ Load ที่เปลี่ยนแปลง และระบบมีขนาดเล็กเกินไปจะหาให้ความถี่ไม่ถูกต้อง แต่อาจมีสาเหตุมาจากการเปิดปิดเครื่องจักรขนาดใหญ่ในสายเดียวกัน ซึ่งเครื่องจักรขนาดใหญ่ในกำลังไฟฟ้ามากจะหาให้ความถี่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจาก Transient Variation หรืออาจหาให้ระบบที่มีขนาดเล็กอยู่แล้วเกิด OSC (OSCILLATE) ซึ่งอาจมีผลต่อคอมพิวเตอร์ในแง่ของข้อมูลผิดพลาดเนื่องจากความถี่ไม่คงที่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวน (Noise หรือ Interence Signal) โดยคำจำกัดความ คือสัญญาณที่ไม่เป็นที่ต้องการ เพราะมันสามารถทำให้เกิดการผิดพลาดในการวัด ในระบบข้อมูลในสัญญาณที่เราต้องการบันทึกหรือนำไปใช้งาน เพราะเมื่อเราต้องการความแม่นยำถูกต้องของสัญญาณที่เราจะใช้งาน เราต้องการสัญญาณที่ปราศจากการรบกวน

การกำหนดขอบเขตของสัญญาณรบกวนเป็นการยาก เพราะโดยปกติแล้วสัญญาณรบกวน หรือ Noise มีอยู่ทั่วไปเพราะเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งลักษณะการเกิดของสัญญาณรบกวนนั้นเมื่ออยู่ 2 ลักษณะใหญ่ ๆ ด้วยกันคือเป็นไปเองโดยตามธรรมชาติ และถูกสร้างขึ้นมาเอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นตามธรรมชาติ

สัญญาณรบกวนที่เกิดจากปรากฏการณ์ตามธรรมชาติ ที่พบได้ชัดเจนคือ ฟoudre ฟoudre ซึ่งเกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนจำนวนมหาศาล จากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งที่มีศักดาไฟฟ้าต่างกัน ด้วยแรงกระทำระหว่างประจุไฟฟ้านี้ เพื่อให้เกิดความสมดุลทางไฟฟ้า การเกิดการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนนี้ จะทำให้เกิดทั้งแสง เสียง และที่สำคัญคือเกิดสนามแม่เหล็กความเข้มสูง แต่กระจายไปทุกทิศทุกทาง

ถ้าสนามแม่เหล็กความเข้มสูงนี้แผ่ออกไปตัดเส้นลวดตัวนำที่ใช้เป็นสายส่งกำลังไฟฟ้า จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นในสายส่งกำลังไฟฟ้านั้น ปริมาณกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับสภาพความเข้มของสนามแม่เหล็กที่แผ่ไปตัดเส้นลวดตัวนำ ซึ่งจะเป็นสัญญาณรบกวนในระบบส่งกำลังไฟฟ้าที่เป็นปัญหาใหญ่ต่อระบบส่งกำลังไฟฟ้า ในปัจจุบันนี้ หรือถ้าเกิดการผ่าลงตรง ๆ ในสายส่งกำลังไฟฟ้าก็จะยิ่งสร้างความเสียหายต่อระบบส่งกำลังไฟฟ้ารุนแรงกว่าวิธีที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

สัญญาณรบกวนที่เกิดจากมนุษย์ทำขึ้น

มนุษย์เราได้คิดสร้างเครื่องทุ่นแรง ระบบเครื่องยนต์กลไก มอเตอร์ ระบบจุดสันตาม (Ignition System) ในสมัยแรก ๆ การวิวัฒนาการทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ใช้ในงานอุตสาหกรรมยังมีน้อย และความไวจากระบบเดิมจะไม่มากนัก แต่ในปัจจุบันเราได้พัฒนาอิเล็กทรอนิกส์ควบคุม (Automatic & Programmable Control) มีมากขึ้น ความไวในการตัดต่อ (Switching) และการจุดระเบิด (Ignition) มีมากขึ้น การทำงานมักจะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนซึ่งไม่เป็นที่ปรารถนามาด้วย หากเรามีระบบควบคุมด้วยไมโครโพรเซสเซอร์หรือดิจิตอลต่าง ๆ ก็ย่อมมีต้องได้รับผลกระทบทำให้เสียหายได้

สัญญาณรบกวนที่เกิดจากตัววงจรเอง

เมื่อวงจรไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ทำงาน ความร้อนในตัวเองหรือ Shot Noise ย่อมเกิดขึ้นได้ การตัดต่อของ Shot Effect ในระบบควบคุม ซึ่งโดยการออกแบบระบบควบคุมเอง เช่น การตัดต่อที่แรงดันเป็นศูนย์ (Zero Voltage Crossing) อาจพบว่ากระแสไม่เป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ระบุชื่อตามลิขสิทธิ์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นหากไม่มีเหตุที่ขัดแย้งเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อมองถึงปัญหาจากสัญญาณรบกวนต่าง ๆ แล้ว การแก้ไขปัญหาย่อมต้องแล้วแต่กรณี ซึ่งจะดูไม่เป็นของง่ายนัก สิ่งแรกที่เราต้องคำนึงถึงก็คือ

1. สัญญาณรบกวนเกิดจากอะไร?
2. สัญญาณรบกวนเข้ามาทางไหน?
3. สัญญาณรบกวนจะมีผลต่อเครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์, คอมพิวเตอร์, เครื่องมือแพทย์, เครื่องมือสื่อสารหรืออุปกรณ์อื่น ๆ อย่างไร?

1. สัญญาณรบกวนเกิดจากอะไร?

หากพิจารณาถึง 3 สาเหตุที่กล่าวมาแล้ว ถ้าเราแก้ไขที่ตัวปัญหาย่อมเป็นการลดตัวต้นเหตุเหมือนการตัดไฟต้นลม เมื่อเราหยุดแหล่งกำเนิดได้แน่นอนปัญหาที่เกิดขึ้นย่อมไม่มีผล ถ้าเป็นสาเหตุมาจากปรากฏการณ์ธรรมชาติ เช่น ไฟแลบ ไฟฟ้า เราคงหยุดไม่ได้ แต่ถ้าเป็นสาเหตุมาจากมนุษย์สร้างขึ้น ย่อมสามารถหาวิธีป้องกันได้ในมากก็น้อย

2. สัญญาณรบกวนเข้ามาทางไหน?

สัญญาณรบกวนเข้ามาได้ 3 ทางด้วยกันคือ ทางอากาศรอบเครื่อง, ทางสายไฟฟ้าและทางสายดิน

ทางอากาศ ดูจะไม่ใช่วิธีง่ายนักที่จะป้องกันการรบกวนทางอากาศ เนื่องจากขึ้นอยู่กับพลังงานที่รบกวนอาจจะมีค่าสูงพอที่จะทะลุทะลวงผ่านพื้นผนังคอนกรีตมาได้ เช่น เดียวกันกับคลื่นวิทยุ เพราะลักษณะของอากาศสามารถเหนี่ยวนำเข้าตัวถังเครื่อง ทางสายสื่อสาร ทางสาย AC Main Power โดยปกติตัวถังของเครื่องสามารถป้องกันการรบกวนในระดับหนึ่ง ขึ้นอยู่กับโครงสร้างของตัวถังและชนิดของโลหะที่ใช้ และพลังงานหรืออำนาจทะลุทะลวงของคลื่น โดยทั่วไป โลหะที่เป็นต้นสามารถมีผลสะท้อนคลื่นกลับออกไปได้ดีกว่า

ทางสายไฟฟ้า ในที่นี้หมายถึงสาย AC (AC line cord) และสายสื่อสาร (Communication cable) โอกาสที่สัญญาณรบกวนเหนี่ยวนำมีสูงมาก โดยเฉพาะฟ้าผ่า และ Surge Voltage จากการเดินเครื่องจักร และในปัจจุบันพบว่ามักเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เครื่องเสียหายหรือข้อมูลเสียหายและผิดพลาดไป การป้องกันทางด้านนี้ได้มีการพัฒนาที่ดีขึ้น โดยพิจารณาลักษณะของคลื่นรบกวนนั้นคู่กับการเลือกอุปกรณ์ป้องกัน

ทางสายดิน น้อยคนนักที่จะสนใจจริงจังกับสายดิน ซึ่งในบ้านเรามีได้มีการคำนึงกัน
มากนัก ส่วนมากระบบการจ่ายไฟนั้นบังคับเพียงสายดินทางด้านความปลอดภัย (Safety Ground)
แต่สายดินที่ใช้กับเครื่องมือที่มีความไวมากอย่าง เช่น ระบบสื่อสาร หรือ คอมพิวเตอร์ จะทำให้
การทำงานดีขึ้นปราศจากการรบกวนของคลื่น

การแก้ปัญหา หรือการหาทางป้องกันนั้น สามารถทำได้หลายวิธี โดยอาศัยมูลเหตุปัญหาแต่
ลชนแบบก่อนดังต่อไปนี้

การแก้ปัญหาคาการรบกวนทางอากาศ วิธีการที่ดีที่สุด คือ ถ้ากำจัดแหล่งกำเนิดไม่ได้
หรือควบคุมแหล่งกำเนิดไม่ได้ ด้วยการ Shield ให้แหล่งกำเนิดสัญญาณอยู่ในตู้ ก็ต้องแก้กัน
ที่เครื่องมือหรืออุปกรณ์ เช่น สร้างห้องสำหรับอุปกรณ์สื่อสาร หรือ ห้องคอมพิวเตอร์คดยเฉพาะ
ด้วยการ Shield Room หรือไม่ก็อาจวางตำแหน่งของเครื่องมือให้ห่างจากการรบกวนแลขหนีว
หา

การแก้ปัญหาคาการรบกวนทางสายไฟฟ้า สัญญาณรบกวนที่เข้ามารบกวนทางสายไฟฟ้าคือ
เกิดเนื่องจากฟ้าผ่า เครื่องเชื่อมโลหะ หรือเกิดจากการจุดระเบิดของหัวเทียน การแก้ปัญหา
โดยการ Shield สาย AC หรือใช้อุปกรณ์ป้องกันสัญญาณรบกวน ซึ่งอยู่หลายชนิดเช่น Noise
filter, Arrester, MOV (Metal Oxide Varistor), Isolation Transformer,
Automatic Voltage Regulator และ UPS

การแก้ปัญหาคาทางสายดิน สายดินในที่นี้ไม่ได้หมายถึง สายดินที่เป็นสายล่อฟ้า หรือสายรับ
การลัดวงจรเพื่อความปลอดภัย ในที่นี้หมายถึง Clean Ground ซึ่งอาจเป็นตัวโครงสร้างตึก
การทางานดินโดยเฉพาะดังที่ได้กล่าวมาแล้วในทางอุดมคติ ดินถือว่าเป็นตัวนำที่ดีเป็นศูนย์ แต่ทุก
จุดบนพื้นดินไม่ได้มีสภาพแปรธาตุ ส่วนผสมเหมือนกันและความชื้นก็ต่างกันไปตามภูมิประเทศ ดังนั้น
การที่สมมุติให้ดินมีศักย์เป็นศูนย์ในทางปฏิบัติจึงไม่อาจเป็นเช่นนั้นได้ เมื่อทุกอย่างบนพื้นโลกได้วัด
ศักดาไฟฟ้าเทียบกับดินไว้ สัญญาณรบกวนจึงไม่ได้มีเฉพาะสายไฟฟ้าเท่านั้น เมื่อดินไม่เป็นศูนย์สัญญาณรบกวนก็อาจมาจากสายดิน หรือไม่คือ สัญญาณรบกวนลงตัวถังแต่ไม่ลงดิน สิ่งแรกที่เราคือ ส
ารวสภาพดินแลหาสายดินที่สมบูรณ์ที่สุดให้ความต้านทานในสายดินถึงจุดต่ำที่สุดเท่าที่จะต่ำได้

(โดยทั่วไปต่ำกว่า 10 โอห์มและในเครื่องมือแพทย์ต่ำกว่า 1 โอห์ม) เพื่อจะได้ Shield ตัวถัง
เครื่องลงดิน หรือย้ายตำแหน่งของดิน หรือในบางกรณีอาจถึงต้องแยกส่วนของดินด้วยดังรูป



ปัญหาทางไฟฟ้าที่เกิดจากสภาวะไฟตก ไฟกระเพื่อม ไฟดับ ไฟฟ้าและคลื่นรบกวนอื่น ๆ จะมีผลทำให้

- เครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์ ทางานผิดพลาด หรือหยุดทำงาน คอมพิวเตอร์ที่เชื่อมกับผิดพลาด, หน่วยความจำเปลี่ยนแปลง, วงจร LOGIC ทางานผิดขั้นตอน หรือทำให้ IC ใน CPU เสียหาย
- HARD DISK เสียหายเนื่องจากไฟดับกะทันหัน หรือไฟกระชาก
- MOTOR หรือ COMPRESSOR ร้อนจัด
- เครื่องมือวัดที่มีความไวสูง หรือมีความละเอียดอ่อนจะอ่านค่าผิดพลาดจากความจริง
- เครื่องบันทึกเสียง ภาพ หรือหลอดภาพในทางาน หรือได้ภาพและเสียงไม่สมบูรณ์
- ระบบการเดินหน้า หรือคอยหลังในเทปบันทึกภาพ บันทึกเสียงอาจทางานผิดพลาดหรือเสื่อมลง
- อายุการใช้งานของเครื่องมือต่าง ๆ จะสั้นลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 ความเป็นมาของโครงการ

ในปัจจุบันจะเห็นได้ว่าความเจริญทางเทคโนโลยีได้พัฒนาสูงขึ้น อย่างรวดเร็ว ไม่ว่าจะเป็นทางด้านเครื่องมือ เครื่องใช้ อุปกรณ์ต่าง ๆ รวมทั้งระบบควบคุม การขยายตัวทางด้านอุตสาหกรรม ซึ่งทั้งหมดนี้ส่วนใหญ่ล้วนอาศัยพลังงานไฟฟ้าทั้งสิ้น ซึ่งปัญหาที่สำคัญของระบบไฟฟ้าของประเทศที่กำลังพัฒนาอยู่ได้แก่ ปัญหาสภาวะแรงดัน หรือศักดาไฟฟ้า ซึ่งสิ่งนี้เนื่องมาจากแหล่งไฟฟ้าไม่สามารถขยายกำลังตามความต้องการ ได้ จึงทำให้มีสภาวะของแรงดันไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ลักษณะของสภาวะผิดปกติที่เกิดขึ้นและพบเป็นอยู่บ่อย ๆ คือ

ลักษณะแรงดันไฟฟ้าสูงกว่าปกติ ซึ่งโดยมากจะเกิดขึ้นในส่วนของสายส่งอยู่ ดันหม้อแปลง หม้อแปลงมีการใช้โหลดน้อยลงจึงทำให้ศักดาทางด้านหุติยภูมิสูงขึ้นโดยทั่วไป ศักดาที่สูงกว่าปกตินี้จะอยู่ในช่วง 10 เปอร์เซ็นต์ ของสภาวะแรงดันของไฟฟ้าปกติ (ซึ่ง โดยปกติแรงดันจะอยู่ในช่วงที่ระดับ 220 โวลท์) จากลักษณะดังกล่าวถ้าป้อนแรงดันเข้าสู่ อุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ ก็อาจจะก่อให้เกิดความเสียหายของอุปกรณ์เหล่านี้ได้

ลักษณะแรงดันไฟฟ้าต่ำกว่าปกติ ซึ่งโดยมากจะเกิดขึ้นเมื่อมีความต้องการ ใช้ไฟฟ้าพร้อมๆ กัน ทำให้หม้อแปลงต้องจ่ายโหลดเพิ่มขึ้น ทำให้แรงดันลดลง สภาวะที่ แรงดันไฟฟ้าต่ำกว่าปกตินี้จะอยู่ในช่วง 20 เปอร์เซ็นต์ ของสภาวะแรงดันไฟฟ้าปกติ (หรือ ลดต่ำลงถึง 180 โวลท์ จากสภาวะปกติ 220 โวลท์) สภาวะแรงดันไฟฟ้าที่ต่ำกว่า ปกตินี้จะก่อให้เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าได้เช่นกัน

ดังนั้นอุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นได้ จึงจำเป็นต้องรักษาแรงดันให้คงที่พอสมควรจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงขึ้นลงมาก การควบคุมรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่นี้มีอยู่หลายวิธีด้วยกัน ซึ่งอาจจะแตกต่างกันหรือ เหมือนกันในบางส่วน ตามโครงสร้างและอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการออกแบบเครื่องรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าในโรงงานนี้ เป็นการปรับปรุงและแก้ไขขนาดของแรงดันไฟฟ้าให้มีขนาดคงที่ เพื่อให้เครื่องใช้ไฟฟ้ามีหน้าที่การทำงานที่มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2.1 เพื่อศึกษาถึงสถานะของระดับแรงดันไฟฟ้าที่แท้จริง ในช่วงเวลาต่างๆ
- 2.2 หาแนวทางในการปรับปรุงขนาดของแรงดันไฟฟ้าให้มีขนาดคงที่ ที่ 220 V.
- 2.3 เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องปรับแรงดันไฟฟ้า
- 2.4 สร้างเครื่องปรับสภาพแรงดันไฟฟ้า ให้คงที่ ที่ 220 V.
- 2.5 นำเครื่องนี้ไปใช้งานในลักษณะที่แรงดันไฟฟ้าผิดปกติ เช่น โหลด ไฟเกิน
- 2.6 เพื่อที่จะทำให้อุปกรณ์ไฟฟ้ามีอายุการใช้งานและมีประสิทธิภาพที่ดียิ่งขึ้น

3 ขอบเขตของงาน

- 3.1 เมื่อ Input Voltage มีค่าต่ำกว่า 220 V. คือในช่วง 180 V.-215 V. จะทำให้ Output Voltage ของเครื่องมีค่าคงที่ที่ 220 V. \pm ไม่เกิน 5 V.
- 3.2 เมื่อ Input Voltage มีค่าสูงกว่า 220 V. คือในช่วง 221 V.-230 V. จะทำให้ Output Voltage ของเครื่องมีค่าคงที่ที่ 220 V. \pm ไม่เกิน 5 V.
- 3.3 สามารถจ่ายโหลดได้ ประมาณ 2.5 KVA
- 3.4 รูปคลื่นของสัญญาณ Output ปราศจากสัญญาณกระชาก เนื่องจากการทำงานของชุดตัดต่อรีเลย์เพื่อปรับขนาดแรงดัน

4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 4.1 เกิดทักษะในด้านเทคโนโลยี ในการที่จะนำไปใช้ เป็นแนวทางที่จะพัฒนาระบบควบคุมและป้องกันแบบอื่น
- 4.2 ป้องกันอันตรายแก่ อุปกรณ์ไฟฟ้าในกรณีที่มีแรงดันไฟฟ้าเปลี่ยนแปลง
- 4.3 ช่วยให้อายุการใช้งานของเครื่องใช้ไฟฟ้ามีอายุการใช้งานที่นานขึ้น
- 4.4 สามารถนำเครื่องปรับแรงดันไฟฟ้า ไปประยุกต์ใช้กับโรงงานอุตสาหกรรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 ไอซี

ผลการพัฒนาเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดผลิตภัณฑ์ใหม่ที่เราเรียกว่า ไอซี (IC = integrate circuit) โดยลักษณะของไอซี เป็นวงจรที่ประกอบด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ที่เชื่อมต่อกันเป็นวงจรโดยที่อุปกรณ์ทุกตัววางอยู่บนแผ่นสารกึ่งตัวนำเดียวกัน ข้อดีเด่นของไอซีเห็นจะได้แก่ วงจรมีขนาดเล็กใช้งานง่ายกินไฟน้อย มีความเชื่อถือได้สูง และยังมีต้นทุนการผลิตต่ำกว่าวงจรแบบแยกส่วนอีกด้วย

เนื่องจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทุกตัว ที่ประกอบอยู่บนสารกึ่งตัวนำแผ่นเดียวกันนี้ ทำให้เราสามารถสร้างมันขึ้นมาที่ลยมากๆ และแต่ละตัวจะมีคุณสมบัติคล้ายกันซึ่งมีผลทำให้วงจรมีประสิทธิภาพสูงราคาต่อวงจรต่ำ ซึ่งเป็นข้อดีของไอซีที่ทำให้มีผู้นิยมใช้กันมาก

มองในมุมกลับไอซีก็คือ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดหนึ่งที่หามาจากสารกึ่งตัวนำ เช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์ ไดโอด แต่สำหรับไอซีจะมีหน้าที่การทำงานที่แทนที่การทำงานของทรานซิสเตอร์ ไดโอด ตัวด้านทาน ตัวเก็บประจุได้จำนวนมาก ตัวไอซีตัวหนึ่งอาจจะมีขนาดเล็กมากซึ่งขนาดด้านละไม่ถึง 30/1000 นิ้ว

ในปัจจุบันเราจะพบเห็นไอซีในวงจรอิเล็กทรอนิกส์มากขึ้น และนับวันชิ้นส่วนทางอิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ เช่น ทรานซิสเตอร์ ไดโอด ก็จะลดน้อยลงไปมาก วงจรบางวงจรในปัจจุบันเกือบไปด้วยตัวไอซีล้วนๆ

ถ้าหากว่าเราแบ่งดูจากการทำงานของไอซีในลักษณะที่ตัวไอซีให้ผลลัพธ์ออกมา ถ้าสมมติว่าแรงดันเอาต์พุตเป็นความหมายได้ตลอดช่วงค่าแรงดันของการทำงานหรือตลอดช่วงค่าแรงดันไฟเลี้ยง เช่น เอาต์พุตของออปแอมป์ สามารถเป็นไปได้ที่จะมีค่าแรงดันเท่าไรก็ตาม ตามที่เราต้องการในระดับขอบเขตของแรงดันไฟเลี้ยงหรือ ให้เอาต์พุตเป็นลักษณะสัญญาณที่ต่อเนื่องเปลี่ยนแปลงกับเวลา ก็เรียกว่าอินพุตนี้ว่า อานาล็อกไอซี ไอซีจากพวกนี้ได้แก่ ไอซีจากพวกออปแอมป์ ไอซีโวลต์จเรคกูเลเตอร์ไอซีวงจรขยาย ไอซีวงจรตั้งเวลา ไอซีวงจรเปรียบเทียบและไอซีจากพวกเพสส์อกลูป จะเห็นได้ว่าไอซีประเภทนี้ยังมีความสำคัญอยู่อีกมากเช่นกัน และการตัดแปลงและประยุกต์ไปใช้งานของไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักเรียนไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เอกสารนี้ให้ฟรี หวังว่านักเรียนจะมีความสุขในการเรียน และถ้าคุณมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อผู้จัดทำเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไอซีทีทีแอลที่รู้จักกันดีจะมีเบอร์อยู่ในกลุ่ม 54/74 นั่นคือ เป็นเบอร์ที่ขึ้นต้นด้วยหมายเลข 74 หรือ 54 โดยทั่วไปไอซีในกลุ่มนี้จะมีลักษณะดังนี้

- 74 เป็นไอซีที่ทำงานได้เมื่ออุณหภูมิสิ่งแวดล้อมอยู่ระหว่าง 0-70
- 54 เป็นไอซีที่ทำงานได้เมื่ออุณหภูมิสิ่งแวดล้อมอยู่ระหว่างถึง -25 ถึง +125c
- 54/74 เป็นไอซีชนิดมาตรฐานใช้งานทั่วไป
- 54H/74H เป็นไอซีชนิดความเร็วสูง H ย่อมาจาก High speed
- 54L/74L เป็นไอซีชนิดมีกำลังงานสูญเสียในตัวหรือกินไฟน้อย L ย่อมาจาก Low power
- 54S/74S เป็นไอซีชนิดชอตกี้ โดยใช้อุปกรณ์แอกติฟภายในเป็นชอตกี้ S ย่อมาจากคำว่า Schottky
- 54LS/74LS เป็นไอซีชนิดมีกำลังงานสูญเสียในตัวและเป็นชนิดชอตกี้ด้วย

ลักษณะทางไฟฟ้าทั่วไป

- แรงดันไฟเลี้ยง 5.0 โวลต์
- แรงดันเอาต์พุตเมื่อแสดงลอจิก "0" 0.2-0.4 โวลต์
- แรงดันเอาต์พุตเมื่อแสดงลอจิก "1" 3.0-4.0 โวลต์
- มีความสามารถแยกสัญญาณรบกวนได้ 1 โวลต์

การจ่ายไฟเลี้ยง

เป็นการยากมากที่จะคำนวณหาจำนวนกระแสทั้งหมด ที่จ่ายจากวงจรจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรทีทีแอล แต่ก็เป็นการวัดคืออยู่ประการหนึ่งที่ผู้ผลิตจะบ่งไว้ให้ในส่วนของสเปคที่เขียนไว้ของ ICCH และ ICCL คำว่า ICCH ก็หมายถึงกระแสจากไฟเลี้ยงจ่ายให้กับวงจรขณะที่เอาต์พุตอยู่ในสภาวะ "1" ส่วน ICCL หมายถึงกระแสจากไฟเลี้ยงจ่ายให้กับวงจรขณะที่เอาต์พุตอยู่ในสภาวะ "0" แต่ในการที่จะนำค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับว่าให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า กระแสภาคนี้ เราจะตั้งนำเอาเฉพาะ ICCH หรือ ICCL ค่าใดค่าหนึ่งมาใช้งาน ในการออกแบบแผงวงจรจ่ายไฟเลี้ยงทั้งหมดโดยปกติค่ากำลังงานไฟฟ้าที่จะใช้ในที่

ที่แอลแต่ละตัวจะไม่ขึ้นกับความถี่ที่ใช้งาน นอกเสียจากว่าไอซีจาวกขนาดปานกลางหรือ ไอซีชนิด MS1 อาจจะใช้กระแสเพิ่มขึ้นในขณะที่สิ่งอื่นยังคงเดิมเพื่อช่วยในการออกแบบ ไฟเลี้ยงอย่างเหมาะสม เพื่อเป็นการประหยัดเวลา เราสรุปกระแสสำหรับไอซีแต่ละตัวดังนี้

ตารางที่ 2.1 แสดงค่ากระแสไฟเลี้ยงในไอซีโดยเฉลี่ย

กระแสไฟเลี้ยงในไอซีเกท ประมาณ 8 mA
 กระแสไฟเลี้ยงในไอซีอินเวอร์เตอร์ ประมาณ 12 mA
 กระแสไฟเลี้ยงในไอซีชนิดที่มีเกทซับซ้อน ประมาณ 18 mA
 กระแสไฟเลี้ยงในไอซีชนิดฟลิปฟล็อป ประมาณ 25 mA
 กระแสไฟเลี้ยงในไอซี MS 1 ประมาณ 60 mA
 กระแสไฟเลี้ยงในไอซีชนิดชาคอลลเลคเตอร์เปิดวงจรโดยมี
 R 2.2 กิโลโห์ม ต่อ ประมาณ 3 mA

ในไอซีแต่ละตัวส่วนที่จะคำนึงถึงในการนำไอซีต่อเข้ากับวงจรภายนอก ก็คือ แรงดันและกระแส สำหรับไอซีชนิดที่ที่แอลแล้วโอกาสที่จะเสียหายเกิดได้ทั้งสองกรณี ในกรณีแรงดัน ไอซีชนิดนี้จะทนได้ไม่เกิน 5.5 โวลต์ หรือถ้าหาเอาชีวชา V_{CC} ต่อ กับกราวด์แล้วหาเอากราวด์แล้วหาเอากราวด์ต่อกับ V_{CC} ไอซีก็จะเสียหายทันที

3 EXCLUSIVE OR GATE

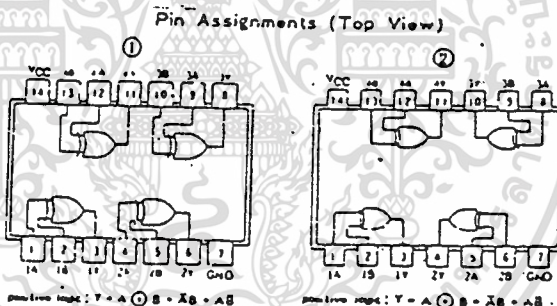
EX-OR เป็นเกตที่มีความยุ่งยากซับซ้อนมากกว่า AND, NAND, OR และ NOR เกท เกทชนิดนี้เป็นเกตที่ควรแก่การสนใจ เพราะสามารถนำไปใช้งานได้มากเอาต์พุตของเกตอยู่ในสภาวะ "1" เมื่ออินพุตอันใดอันหนึ่งเท่านั้นที่อยู่ในสภาวะ "1" และถ้าหา 2 อินพุตทั้งในสภาวะลอจิก "0" หรือ "1" ทั้งคู่ เอาต์พุตจะได้ "0"

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0



รูปที่ 2.1 แสดงตารางการทำงาน และวงจรเกทของ EX-OR



รูปที่ 2.2 แสดง ไอซีเบอร์ 7486

ไอซีเบอร์ 7486 ประกอบด้วย EX-OR เกท 4 เกทที่สามารถที่สามารถแยกใช้งานได้โดยอิสระมีลักษณะพิเศษทางการหน่วงเวลาประมาณ 18 ns ใช้กระแสจากวงจรจ่ายไฟเลี้ยงประมาณ 18 mA

4 สัญญาณดิจิทัล วงจรตั้งเวลา และโมโนสเตเบิล

ไอซี 555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

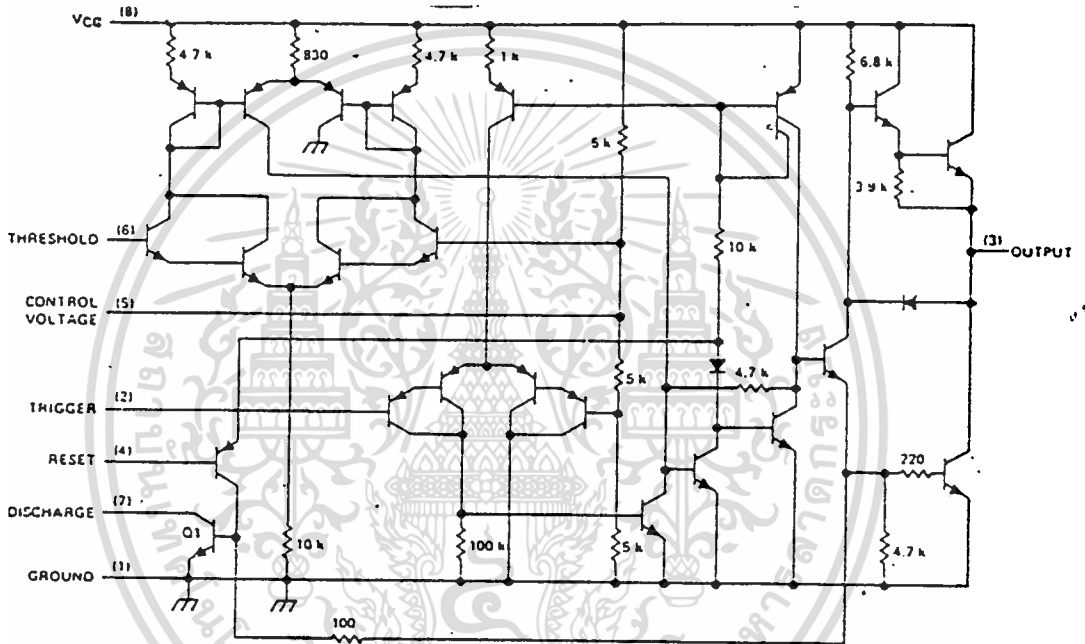
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไอซี 555 เป็นไอซีที่รู้จักกันแพร่หลาย และสามารถประยุกต์ใช้งานได้อย่าง

กว้างขวางวงจรไอซีที่เหมือนกับไอซีเบอร์ 555 แต่กำหนดในรูปเบอร์อื่น เช่น ของบริษัทมอโตโรล่าใช้ชื่อเบอร์ MC 1455 และ MC 1555 สำหรับบริษัทกเนติกผลิตไอซี 555 สองตัวอยู่ในตัวเดียวกันและใช้ชื่อเบอร์ IC 556

วงจรภายใน

วงจรภายในของไอซี 555 แสดงให้เห็นรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรภายใน IC 555

การทำงานกรณีเป็นตัวตั้งเวลา

ในกรณีที่ เป็นตัวตั้งเวลา หมายถึงลักษณะลอจิกทางด้านเอาต์พุตเป็น "0" จนกระทั่งถึงเวลาที่ตั้งไว้ก็จะเปลี่ยนสภาวะเป็นลอจิก "1" เพื่อหลีกเลี่ยงการทำงานอย่างอื่น เช่น ทริก รีเลย์ วงจรกรงตั้ง ฯลฯ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
การทำงานของวงจรพอจะอธิบายได้เมื่อสัญญาณพัลส์ลบป้อนเข้าทางขา 2 ซึ่งมีหน้าที่เป็นสัญญาณทริกเกอร์ เพื่อทำการทริกให้วงจรเริ่มทำงาน แรงดันที่ขั้วบวกของอิน

พู่ของตัวเปรียบเทียบ 2 จะมีค่าราวๆ $1/3$ ของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง (V_{CC}) และความต้านทานสามตัวที่ต่ออนุกรมกันในรูปแบบค่าเท่ากันคือเท่ากับ R ดังนั้นขนาดของสัญญาณพัลส์ลบจะต้องมีค่าต่ำกว่าค่าของแรงดันอินพุตของตัวเปรียบเทียบ 2 หรือมีค่าน้อยกว่า $1/3$ ของแรงดันจ่ายไฟเลี้ยง

เมื่อยังไม่มีสัญญาณพัลส์ลบทรานซิสเตอร์ Q1 จะนำไฟฟ้ากระแสไฟฟ้าทั้งหมดจากแรงดันจ่ายไฟเลี้ยงจะผ่าน RA ไปยังทรานซิสเตอร์ ดังนั้นตัวเก็บประจุ ที่อยู่ภายนอกจะยังไม่ได้รับการประจุแต่เมื่อป้อนสัญญาณทริกเกอร์เข้าที่ขา 2 ของไอซี ตัวเปรียบเทียบ 2 จะสวิทช์ต่อไปยังวงจรฟลิปฟลอป เมื่อฟลิปฟลอปทำงานจะยังผลให้ทรานซิสเตอร์ Q1 คัทออฟ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน RA จึงไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q1 ไม่ได้จึงจำเป็นต้องไหลต่อไปประจุให้กับตัวเก็บประจุ C เมื่อแรงดันที่ตัวเก็บประจุ C มีค่าสูงขึ้นเรื่อยๆ จนมีค่าถึงประมาณ $2/3$ ของแรงดันไฟเลี้ยงวงจร วงจรเปรียบเทียบตัวที่ 1 ก็จะทำหน้าที่ทำให้เกิดการกระตุ้นฟลิปฟลอปให้เปลี่ยนสถานะกลับมามาอย่างเดิมอีกครั้งจะเห็นได้จากวงจรว่าแรงดันคร่อม C ที่จะเป็นตัวกระตุ้นให้ตัวเปรียบเทียบ 1 ทำงานได้นั้นขึ้นอยู่กับ การควบคุมแรงดันเข้าขั้วลบของตัวเปรียบเทียบโดยขา 5 ของไอซี

เมื่อฟลิปฟลอปถูกสวิทช์ให้กลับมายังสภาวะเดิมทรานซิสเตอร์ Q1 ก็นำไฟฟ้าอีกครั้ง C จะคายประจุและเตรียมพร้อมสำหรับการทำงานรอบต่อไปจึงพอสรุปได้ว่าการทำงานเป็นการตั้งเวลา 1 ครั้ง จะใช้เวลาประมาณ $1.1 RC$ และถ้าไม่มีการควบคุมแรงดันที่ขา 5 เวลาที่ใช้ในการประจุเป็นตัวตั้งเวลาจะมีค่าในการประจุ C จนถึง $2/3$ ของแรงดัน V_{CC}

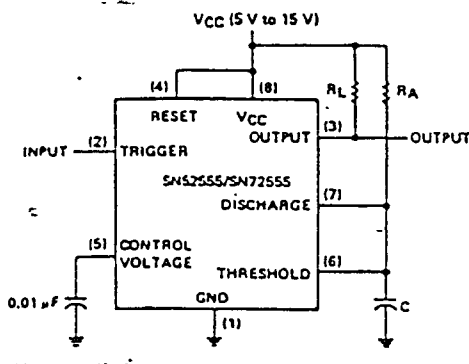
เอาท์พุทที่ได้จะออกจากภาคสุดท้ายของไอซีจะมีค่ากระแสสูงสุดได้ถึง 200 mA

5 การใช้งานไอซี 555

การใช้งานเป็นวงจรโมโนสเตเบิล

วงจรแบบง่ายของโมโนสเตเบิลมีลิวเบอร์เตอร์เป็นดังรูปที่ 2.4 ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในวงจรเครื่องจับการเดินของหัวใจ เครื่องหาความถี่ การมอดูเลตด้วยพัลส์ หรือในเครื่องจ่ายไฟตรงชนิดสวิทชิงเรกูเลเตอร์

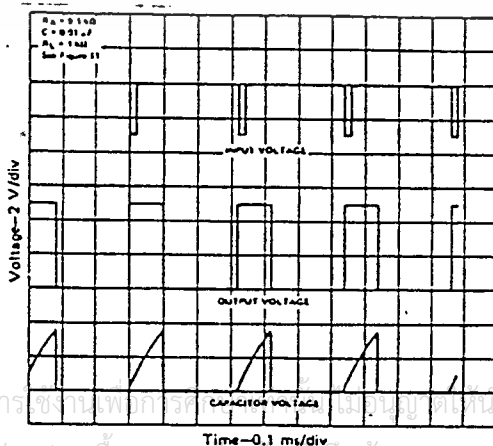
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 วงจรโมโนสเตเบิล

การทำงานของวงจรถ่ายทอดโดยย่อได้ดังนี้ เมื่อให้วงจรถ่ายทอดหน้าที่เป็นโมโนสเตเบิล เราจะต้องต่อตัวต้านทานหนึ่งตัวและตัวเก็บประจุ ในการกำหนดเวลาของพัลส์ที่เอาต์พุต

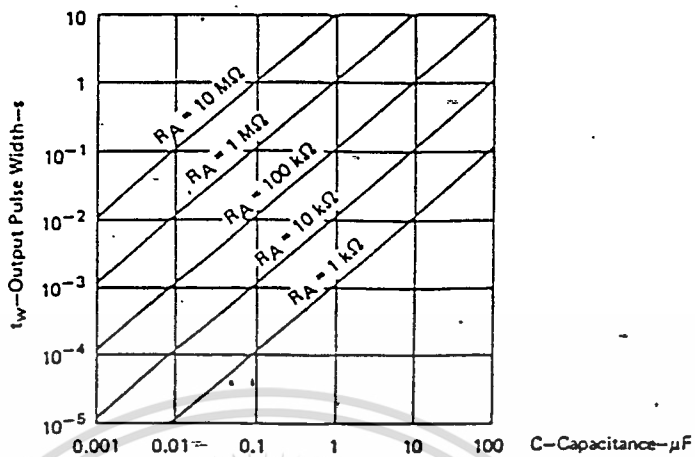
เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.4 ตัวเก็บประจุ C ที่ต่อภายนอกจะคายประจุผ่านทรานซิสเตอร์ในขณะที่ตัวทรานซิสเตอร์อยู่ในสภาวะอิ่มตัว เมื่อป้อนสัญญาณทริกเกอร์เข้าที่ขาทริกเกอร์ของไอซีจะทริกฟลิปฟลอป พัลส์ของสัญญาณทริกเกอร์จะต้องเป็นพัลส์ลบ โดยจะป้อนผ่านตัวเปรียบเทียบหลังจากทริกพัลส์ผ่านไปแล้วฟลิปฟลอปจะทำให้ทรานซิสเตอร์ตัดวงจรตัวเก็บประจุ C เอาต์พุตจะออกที่ขาเอาต์พุตของไอซี ในขณะที่ C คายประจุ แรงดันที่ลดลง เมื่อแรงดันลดลงถึงค่าหนึ่งคือ ลดค่าลงต่ำกว่า $1/3$ ของ V_{CC} ก็จะไปทริกฟลิปฟลอปทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนเป็นพัลส์ได้ ดังนั้นเอาต์พุตพัลส์จะไม่ขึ้นอยู่กักรูปร่างของอินพุต แต่จะถูกควบคุมโดยค่าคงตัวเวลา RC ซึ่งช่วงเวลาของพัลส์เอาต์พุต T จะมีค่าความกว้างพัลส์ประมาณ $T = 1.1 RC$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.5 สัญญาณของโมโนสเตเบิลมีลติไวเบรเตอร์

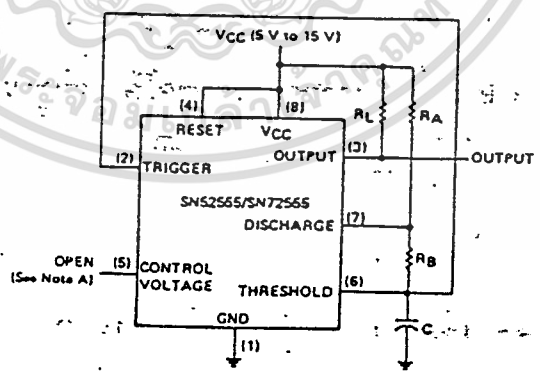


รูปที่ 2.6 โทโมแกรมแสดงเวลา T

วงจรออสซิลเลเตอร์

ในวงจรออสซิลเลเตอร์มีผลดีไวเบรเตอร์ แต่เมื่อใช้ไอซี 555 ย่อมสะดวกและง่ายต่อการใช้งานมากกว่า ดังนั้นจึงมีผู้นิยมใช้กันมาก

การสร้างวงจร



NOTE A: Decoupling the control voltage input (pin 5) to ground with a capacitor may improve operation. This should be evaluated for individual applications.

รูปที่ 2.7 วงจรออสซิลเลเตอร์มีผลดีไวเบรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การทางารของวงจรอธิบายได้จากวงจรรูปที่ 2.7 ตัวเก็บประจุภายนอก C จะรับประจุจนมีค่าแรงดันคร่อมตัวมัน $2/3V_{CC}$ โดยการประจุผ่านตัวต้านทาน R_A และ

R_B มีนัยคายประจุทันทีจนกระทั่งมีแรงดันคร่อมตัว C เหลือเพียง $1/3V_{CC}$ โดยการคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_B นั่นคือ แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุจะออกสวิตช์เลทอยู่ระหว่าง $1/3V_{CC}$ และ $2/3V_{CC}$ สัญญาณเอาต์พุตจะอยู่ในสภาวะ "1" ในขณะที่ตัวเก็บประจุ C ได้รับประจุและอยู่ในสภาวะ "0" เมื่อตัวเก็บประจุคายประจุ การคายและการรับประจุจะไม่มีขึ้นกับค่าแรงดันจ่ายไปเลี้ยงแต่จะขึ้นอยู่กับค่า R และ C เราอาจจะหาให้วงจรออกสวิตช์เลทหรือหยุดออกสวิตช์เลท ด้วยสวิทช์ที่ต่อที่ขา 6 กับขา 14 ช่วงเวลาของการที่ตัวเก็บประจุรับประจุหรือเอาต์พุตอยู่ในสภาวะ "1" หาได้โดย

$$t_1 = 0.695(R_A + R_B)C$$

ช่วงเวลาของการคายประจุตัวเก็บหรือเอาต์พุตอยู่ในสภาวะ "0" หาได้โดย

$$t_2 = 0.695R_B C$$

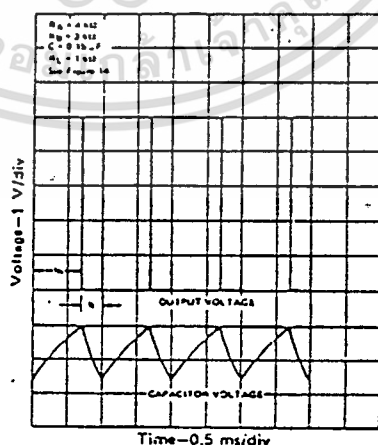
คาบเวลาหาได้โดย

$$T = t_1 + 0.695(R_A + 2R_B)C$$

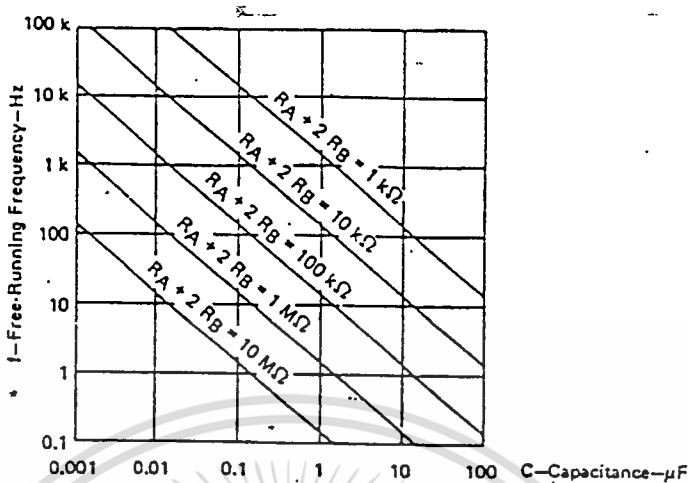
ความถี่ของการออกสวิตช์เลทหาได้จาก

$$f = 1.44C/T(R_A + 2R_B)$$

ในการหาความถี่นี้สามารถหาได้โดยตรงจากกราฟรูปที่ 2.9



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ทำซ้ำแบบสิ่งนี้หรือเผยแพร่ไปยังผู้อื่น ซึ่งถือเป็นการผิดกฎหมายทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



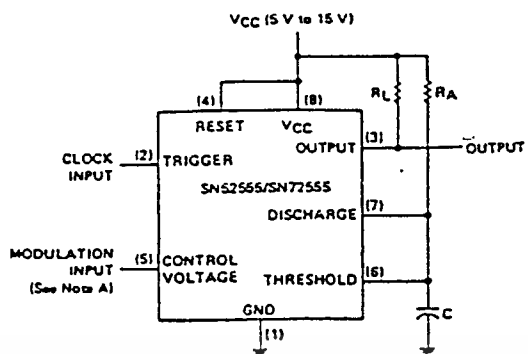
รูปที่ 2.9 การหาความถี่จากกราฟ

การมอดูเลททางความกว้างของพัลส์

เมื่อต่อวงจรตั้งเวลาให้ทำหน้าที่เป็นวงจรโรตอสเตเบิลดังรูป 2.10 และถ้าเราป้อนสัญญาณพัลส์ที่ต่อเนื่องกันเข้าที่ขาทริกเกอร์ของวงจรตั้งเวลา ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับค่า R และ C ที่ประกอบอยู่ภายนอกหรือได้กล่าวได้ว่า ความกว้างของพัลส์นี้จะเป็นช่วงเวลาของการประจุ ๑ ตัวเก็บประจุจนมีค่าเพิ่มแรงดันคร่อมตัวมันจาก $1/3V_{CC}$ ถึง $2/3 V_{CC}$ นั่นเอง ดังนั้นถ้าเราสามารถเปลี่ยนค่าเวลาของการประจุนี้ได้ ก็จะทำให้ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลงเช่นกัน

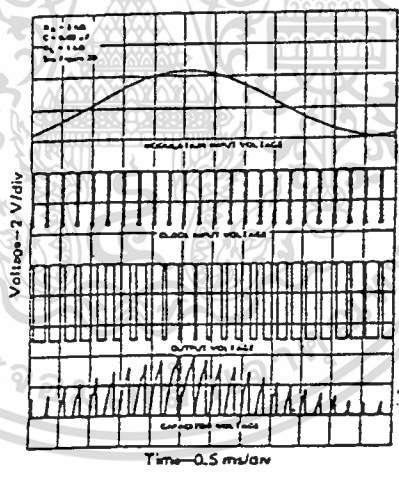
ความถี่ของสัญญาณที่เอาต์พุตจะยังคงมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณ ที่มาทริกเกอร์ อินพุตแต่ความกว้างของพัลส์จะเกิดการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากการป้อนสัญญาณที่ต้องการนำมามอดูเลทไปยังขั้วแรงดันควบคุม (ขา 4 หรือขา 10) ซึ่งจะทำให้ช่วงเวลาหรือระดับการเพิ่มแรงดัน (ประจุตัวเก็บประจุ) จนถึงการลดแรงดัน (คายตัวเก็บประจุ) เกิดการเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



NOTE A: The modulating signal may be direct or capacitively coupled to the control voltage terminal. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the SN62555/SN72555 should be considered.

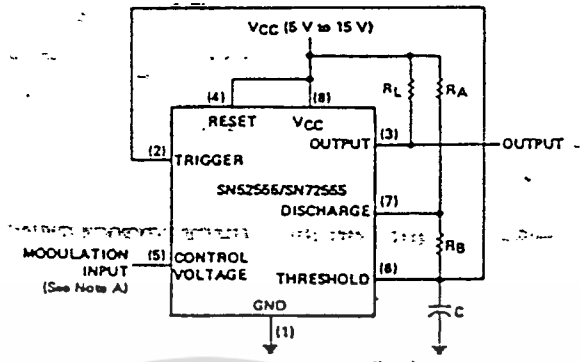
รูปที่ 2.10 วงจรมอดุเลททางความกว้างของพัลส์



รูปที่ 2.11 รูปลักษณะสัญญาณ

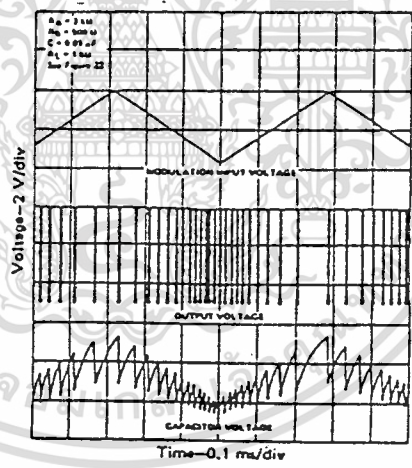
การมอดุเลททางตำแหน่งของพัลส์

เมื่อให้อะไรทำงานเป็นวงจรรอยสเตรเบิล ช่วงคาบเวลาที่ขณะใดขณะหนึ่งของสัญญาณเอาท์พุทสามารถเปลี่ยนแปลงได้ โดยการป้อนแรงดันที่ต้องการนามาามอดุเลทเข้าที่ขั้วเอกสารบีเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าแรงดันควบคุมดังรูปที่ 2.12 ส่วนในรูปที่ 2.13 เป็นความสัมพันธ์ของรูปคลื่นสัญญาณไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารที่สงวนไว้ใช้



NOTE A: The modulating signal may be direct or capacitively coupled to the control voltage terminal. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the SN52556/SN72565 should be considered.

รูปที่ 2.12 ลักษณะของวงจร



รูปที่ 2.13 ลักษณะสัญญาณ

6 ฟลิปฟลอป

สัญญาณนาฬิกาเป็นสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงสภาวะ "1" และ "0" อยู่ตลอดเวลาโดยมีคาบการเปลี่ยนแปลงที่คงที่หรือถ้ากล่าวถึงความถี่ของสัญญาณ จะมีความถี่ที่ค่าใดค่าหนึ่ง สัญญาณนาฬิกามีบทบาทต่อวงจรที่เรียกว่าวงจร ซิงโครนัส (Synchronous) หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

วงจรที่มีการทำงานขึ้นกับสัญญาณนาฬิกา โดยการทำงานเป็นจังหวะตามสัญญาณนาฬิกา

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อคนนอกและต้องขออนุญาตเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กาวงจรที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณนาฬิกามากที่สุดเห็นจะได้แก่ วงจรฟลิปฟลอปดูจะมีบทบาทที่

การทำงานของสัญญาณพิกากับฟิลิปฟลอป

ในวงจรเชิงตรรกะนั้นการทำงานของวงจร จะเป็นไปตามจังหวะของสัญญาณพิกาคือ สัญญาณพิกาค่าหนึ่งเข้ามาหนึ่งคาบเวลาก็จะมีการทำงานหนึ่งครั้ง ดังนั้นสัญญาณพิกาค่าจึงเข้ามามีส่วนร่วมเกี่ยวข้องกับวงจรการทำงานของเครื่องมือ หรืออุปกรณ์ทางดิจิตอลโดยเฉพาะเครื่องมือหรืออุปกรณ์ที่มีความถูกต้องสูง และที่สำคัญมากอย่างหนึ่งที่เราจะต้องทราบ คือ ส่วนของสัญญาณพิกาค่าส่วนใดที่มาเป็นตัวทริกให้ วงจรฟิลิปฟลอปทำงานมีลักษณะสำคัญได้สองอย่างคือ

1. ทางระดับ (level)
2. ทางขอบ (edge)

การทริกทางระดับ เป็นการนำเอาสภาวะหนึ่งของสัญญาณพิกาค่าซึ่งอาจจะ เป็น "0" หรือ "1" ก็ได้ที่เป็นส่วนระดับที่คงสภาวะ "0" หรือ "1" ช่วงขณะเป็นตัวกระตุ้นการทำงานของฟิลิปฟลอปหรือให้การทำงานคงสถานะอยู่

การทริกที่ขอบ สัญญาณพิกาค่าที่เป็นตัวทริกจะเกิดการเปลี่ยนระดับของสัญญาณจากระดับ "0" ไปเป็น "1" หรือจาก "1" ไปเป็น "0" กระตุ้นการทำงานของวงจรฟิลิปฟลอป ดังนั้นส่วนของการกระตุ้นโดยสัญญาณพิกาค่าจึงมีสองส่วนคือ ส่วนการเปลี่ยนแปลงสภาวะจาก "0" ไปเป็น "1" เรียกว่า ส่วนของขาขึ้น (leading edge) และ ส่วนการเปลี่ยนแปลงสภาวะจาก "1" ไปเป็น "0" เรียกว่าขอบขาลง (trailing edge)

ฟิลิปฟลอปชนิด D

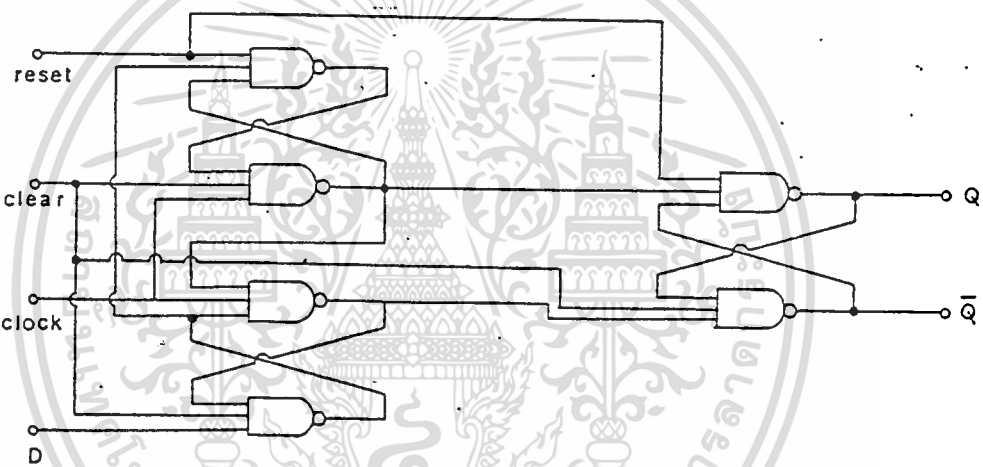
ฟิลิปฟลอปชนิด D พัฒนามาจาก RS ฟิลิปฟลอป ถ้าหากต่ออินเวอร์เตอร์เข้าขาอินพุต J หรือ K เพื่อให้อินพุตของ J และ K เป็นคอมพลีเมนต์ดังแสดงในรูปที่ 2.14 เราจะเรียกววงจรฟิลิปฟลอปแบบนี้ว่า ฟิลิปฟลอปชนิด D

ขาอินพุต D ที่ได้มานี้เป็นขาอินพุตสำหรับป้อนข้อมูล หรือให้ข้อมูลเข้าไปยังเอาต์พุตตามจังหวะของสัญญาณพิกาค่าเพราะจากตารางการทำงาน JK ฟิลิปฟลอปจะเห็นว่าเอาต์พุต Q จะมีค่าเป็นอินพุต D ทุกครั้งที่มีสัญญาณพิกาค่าเปลี่ยนสภาวะจาก "1" เป็น "0" หมายความว่าถ้าอินพุต D เป็น "1" เอาต์พุต Q จะเป็น "1" ถ้าอินพุต D เป็น "0" เอาต์พุต Q จะเป็น "0" หมายความว่าอินพุต D เป็นอินพุตที่ควบคุมเอาต์พุต Q ให้เป็นไปตามอินพุต D นี้เอง

ดังนั้นเราจึงสามารถเชื่อมต่อฟิลิปฟลอปกันหลายๆ ภาค เพื่อทำเป็นตัวเก็บข้อมูล

เป็นตัวอิพรีวิสเตอร์นอกจากนี้หน้ามราหลักของตัวไอซีชนิดนี้ยังทำหน้าที่เป็นตัวที่เรียกว่า แลช ซึ่งจะเกิดการเก็บข้อมูลค้างไว้ที่เอาต์พุต Q ตลอดไปหลังจากที่มีสัญญาณพิกามาที่ริกที่ขา CK

การต่อวงจรฟลิปฟลอปชนิด D นี้สามารถต่อวงจรเกตภายในได้โดยตรงโดยให้การทำงานของวงจรขึ้นกับสัญญาณพิกากที่เปลี่ยนภาวะจาก "0" ไปเป็น "1" เรียกว่า เปลี่ยนในสภาวะ ขอบบวก (positive edge) หรือขาขึ้นตั้งวงจรในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรฟลิปฟลอปชนิด D

ปัญหาอย่างหนึ่งมักจะเกิดขึ้นถ้าเราใช้ฟลิปฟลอปชนิด D ร่วมกับฟลิปฟลอปชนิด JK และใช้สัญญาณพิกากตัวเดียวกัน ทั้งนี้เพราะตัวหนึ่งจะทำงานเมื่อมีการเปลี่ยนสัญญาณพิกากจาก "0" ไปเป็น "1" ส่วนอีกตัวจะทำงานขณะจาก "1" กลับเป็น "0" ดังนั้นจึงอาจต้องใช้อินเวอร์เตอร์เป็นตัวกลับสัญญาณพิกากเสียก่อน

7 ออปแอมป์

วงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Voltage Comparator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก็ได้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม การเปรียบเทียบแรงดันจะใช้ออปแอมป์มาเป็นตัวแสดงผล ด้วยวิธีการใช้แรงดันที่เปรียบเทียบนั้นมาป้อนเข้าที่อินพุต แล้วทำให้เกิดผลต่างขึ้นที่ขั้วอินพุตทั้งสอง จากนั้นก็

จะได้แรงดันเอาต์พุตเกิดขึ้นมา

ดังนั้น ถ้าเรามีแรงดันอ้างอิง (Voltage Reference) ป้อนเข้าที่ขั้ววัดขั้วหนึ่งของอินพุตและอีกขั้วหนึ่งเป็นแรงดันที่ไม่ทราบค่า เพราะฉะนั้นแรงดันที่ปรากฏขึ้นที่ขั้วเอาต์พุตของออปแอมป์ ก็จะเป็นตัวแสดงให้เห็นว่าแรงดันอินพุตที่ไม่ทราบค่านี้จะมีค่ามากหรือน้อยกว่าแรงดันอ้างอิง (Vref)

วิธีที่ง่ายที่สุดสำหรับการป้อนค่าแรงดัน (Vref) ก็คือการทำให้แรงดันค่านี้เป็นศูนย์หรือต่อลง ground วิธีนี้เรียกว่า Zero-Crossing-Detector เพราะฉะนั้นแรงดันที่ขั้วเอาต์พุตจะเปลี่ยนสถานะทุกครั้ง (จาก +Vsat เป็น -Vsat หรือ -Vsat เป็น +Vsat) เมื่อให้แรงดันอินพุตที่ไม่ทราบค่าใดๆ นั้นมีการเปลี่ยนแปลงผ่านจุด 0 V.

ความจริงแรงดันอ้างอิง (Vref) ไม่จำเป็นต้องมีค่าเท่ากับ 0 V. เสมอไป ทั้งนี้อาจจะมากหรือน้อยกว่าก็ได้ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตก็จะเปลี่ยนสถานะทุกครั้งเมื่อแรงดันที่ไม่ทราบค่าใดๆ นั้นมีการเปลี่ยนแปลงผ่านแรงดันอ้างอิงค่านี้

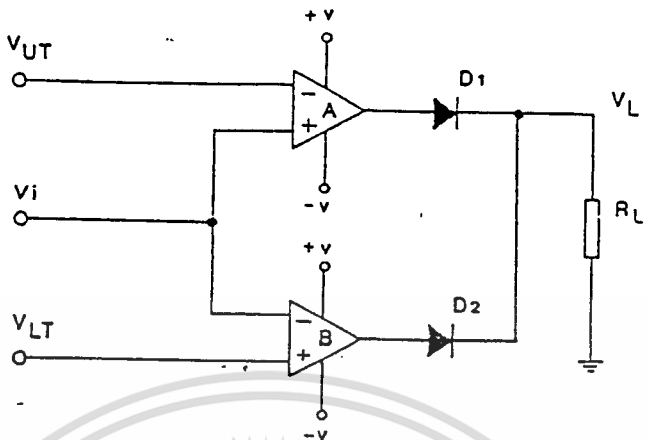
การนำวงจรเปรียบเทียบวงจรไปใช้งาน

โดยการนำเอาออปแอมป์ 2 ตัวมาต่อเป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เพื่อเป็นการแสดงผลเมื่อแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้ามานั้นไม่ได้อยู่ในระดับย่านที่ต้องการ เช่น มากไปหรือน้อยไป

ยกตัวอย่างเช่น แรงดันไปเลี้ยงที่ป้อนเข้ากับวงจรลอจิก ซึ่งถือว่าไฟเลี้ยงจะต้องมีค่าอยู่ในย่านระหว่าง 4.5-5.5 โวลต์ คือถ้าน้อยกว่า 4.5 โวลต์แล้วการทำงานของวงจรก็จะไม่ได้ผล หรือถ้ามากกว่า 5.5 โวลต์ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ก็จะได้รับอันตราย ดังนั้นเพื่อความสมบูรณ์ของการทำงานควรจะมีวงจรดังกล่าวนี้ เพื่อจะได้จ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรในย่านความต้องการ โดยอาจจะใช้ออด(Buzzer) เพื่อเป็นเครื่องเตือนว่าในขณะที่แรงดันจ่ายไฟเลี้ยงไม่ได้อยู่ในย่านปกติด้วยก็ได้ เป็นต้น

ดังรูปที่ 2.15 ซึ่งเป็นการแสดงวงจรพื้นฐานของการนำไปใช้งานของวงจรเปรียบเทียบแรงดันโดยที่อินพุต V_i จะป้อนเข้าตรงจุดที่อินพุต + ของออปแอมป์ A กับขั้วอินพุต - ของออปแอมป์ B ต่อกัน ส่วนอินพุต - ของออปแอมป์ A จะต่อเข้ากับค่าระดับอ้างอิงสูงสุด (V_{UT}) และอินพุต + ของออปแอมป์ B ก็จะต้องเข้ากับค่าระดับแรงดันอ้างอิงต่ำสุด (V_{LT}) และวงจรนี้บางทีจะมีชื่อ เรียกว่าวงจร WINDOW DETECTOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แม้ว่ากรณีสืบค้นแล้วก็ตาม หากมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และเหตุอื่นที่ยังไม่ถึงใจของเอกสารทุกสิ่งทุกอย่าง กรุณาไปใช้

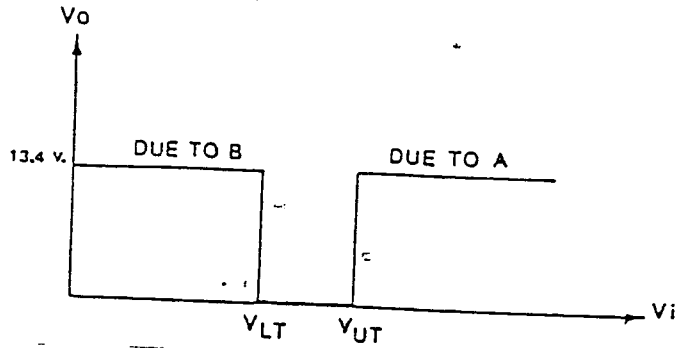


รูปที่ 2.15 แสดงวงจรพื้นฐานของการนำไปใช้งานของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

ถ้าหากว่าอินพุต $V_i < V_{LT}$ แล้วแรงดันเอาต์พุต V_o ของออปแอมป์ B ก็จะเป็น $+V_{sat}$ และทำให้ไดโอด D_2 นำกระแส ส่วนเอาต์พุต V_o ของออปแอมป์ A จะเท่ากับ $-V_{sat}$ ดังนั้นไดโอด D_1 ก็ยังสามารถจะนำกระแสจากออปแอมป์ A ได้แต่ในกรณีที่ไดโอด D_2 นำกระแสอยู่นั้น ไดโอดก็จะเปรียบเสมือนทำหน้าที่เป็นสวิตช์เปิดวงจรให้กับโหลด ดังนั้นแรงดันคร่อมโหลดจึงเท่ากับ $+V_{sat} - 0.6V$. ($0.6V$ คือแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดในขณะไบแอสตรง) ค่าแรงดัน $+V_{sat}$ มีค่าเท่ากับ $14V$. ดังนั้น

$$V_L = 14V - 0.6V = 13.4V$$

ถ้าหาแรงดันอินพุต $V_i > V_{UT}$ เพราะฉะนั้นแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ A จะเท่ากับ $+V_{sat}$ และเอาต์พุตของออปแอมป์ B เท่ากับ $-V_{sat}$ ในขณะนี้ไดโอด D_2 จะหยุดนำกระแส แต่ไดโอด D_1 จะนำกระแสแทนและได้แรงดันตกคร่อมโหลด $V_L = 13.4V$. และถ้าหากแรงดันอินพุต V_i มีค่าอยู่ระหว่าง V_{LT} ถึง V_{UT} แรงดันที่เอาต์พุต V_o ของออปแอมป์ทั้ง 2 ตัว จะเท่ากับ $-V_{sat}$ ดังนั้นไดโอดทั้งสองก็จะหยุดนำกระแส ดังนั้นกระแสจึงไม่สามารถไหลไปสู่โหลดได้และทำให้แรงดันตกคร่อม V_L เป็นศูนย์ ดังแสดงในรูป 2.16 ซึ่งเป็นกราฟคุณสมบัติของ Voltage Transfer ของวงจรเปรียบเทียบแรงดันดังกล่าว

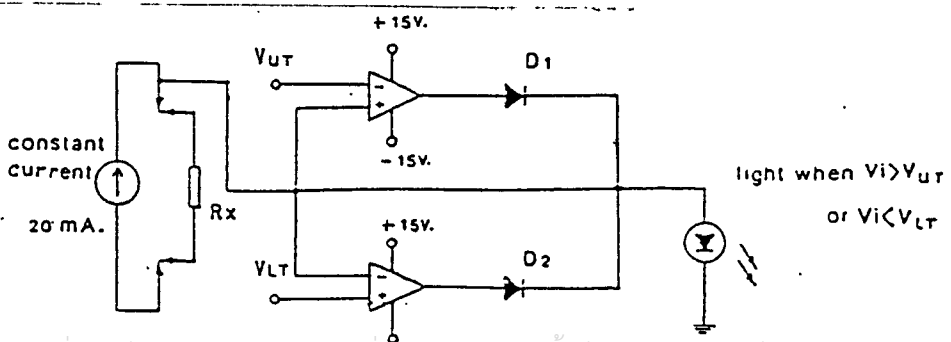


รูปที่ 2.16 คุณสมบัติของ Voltage Transfer

ตัวอย่างการออกแบบ

การนำเอาวงจรเปรียบเทียบแรงดันไปใช้งานนั้น สามารถที่จะแสดงได้ตามรูปที่ 2.17 ซึ่งได้ออกแบบให้ใช้เป็นตัวตรวจสอบค่าความต้านทานว่าผิดไปจากค่าที่กำหนดไปหรือไม่ โดยระดับค่าความต้านทานผิดพลาดนั้น เราจะใช้แรงดันอ้างอิง V_{LT} กับ V_{UT} เป็นตัวร่วมของการแสดงผล เมื่อกำหนดให้แหล่งจ่ายกระแสมีค่าคงที่ ดังนั้นแรงดันอินพุต V_i ที่ป้อนเข้ากับออปแอมป์จะแปรผันตรงกับค่าความต้านทาน R_x ที่ทำการทดสอบและถ้ากำหนดให้แรงดันอินพุต V_i มีค่าอยู่ระหว่าง V_{LT} ถึง V_{UT} แล้ว ดังนั้นเอาต์พุต V_o ของออปแอมป์ทั้งสองจะเท่ากับ $-V_{sat}$ และทำให้ LED ไม่นำกระแส

ถ้าแรงดันอินพุต V_i น้อยกว่าระดับแรงดัน V_{LT} หรือมากกว่าระดับแรงดัน V_{UT} แล้วเอาต์พุต V_o ของออปแอมป์ตัวใดตัวหนึ่งก็จะเท่ากับ $+V_{sat}$ และทำให้ LED สว่าง ปกติแรงดัน V_i, V_{LT} และ V_{UT} จะต้องกำหนดให้น้อยกว่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง ± 15 V. เสมอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.17 วงจรทดสอบค่าความผิดพลาดของความต้านทาน

เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเกี่ยวกับวงจร 2.17 เราจะสมมติว่าค่าความต้านทาน R_x ที่ทำการทดสอบต้องการมีค่าเท่ากับ 100 และผิดพลาดไม่เกิน $\pm 10\%$ และถ้าหากค่าความต้านทานตัวนี้ ไปต่อเข้ากับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ด้วยค่า 20mA แล้วดังนั้นค่าความต้านทานตัวนี้ซึ่งเป็นแรงดันอินพุตที่ป้อนเข้ากับออปแอมป์จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} V_i &= (0.10 \text{ kโอห์ม}) (20\text{mA}) \\ &= 2.0 \text{ V.} \end{aligned}$$

และเมื่อกำหนดให้ค่าความผิดพลาดไม่เกิน $\pm 10\%$ เพราะฉะนั้นแรงดันที่ตกคร่อมค่าความต้านทานตัวนี้อันเนื่องจาก ค่าความต้านทานผิดพลาดก็จะเปลี่ยนไป $\pm 10\%$ ด้วยและได้แรงดันตกคร่อมตัวมันเอง ด้วยค่า

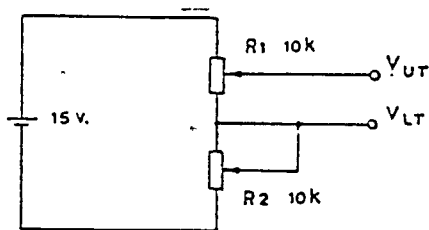
$$\begin{aligned} V_i &= 2.0\text{V.} \pm 10\% \\ &= 2.0 \pm 0.2 \end{aligned}$$

และแรงดันนี้ก็จะมีใช้สำหรับเป็นแรงดันอ้างอิงได้ คือ ถ้าหากค่าความต้านทานตัวใดมีแรงดันคร่อมนอกเหนือจากแรงดันค่าดังกล่าวนี้ แสดงว่าค่าความผิดพลาดของตัวต้านทานมีค่าเกิน $\pm 10\%$ ก็ให้ตัดค่าความต้านทานตัวนั้นทิ้งไปโดย LED จะเป็นตัวแสดงผล และระดับแรงดันอ้างอิงดังกล่าว คือ V_{LT} กับ V_{UT} จึงถูกกำหนดได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{LT} &= 2.0 \text{ V.} - 0.2 \text{ V.} \\ &= 1.8 \text{ V.} \end{aligned}$$

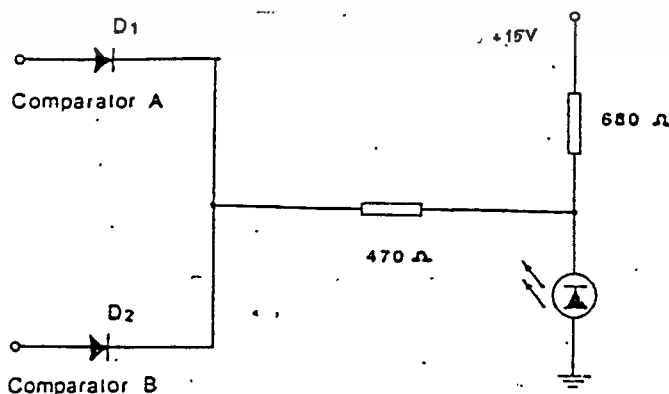
$$\begin{aligned} V_{UT} &= 2.0 \text{ V.} + 0.2 \text{ V.} \\ &= 2.2 \text{ V.} \end{aligned}$$

ระดับแรงดันอ้างอิง V_{LT} กับ V_{UT} สามารถจะต่อแสดงได้ตามวงจรรูปที่ 2.18 ด้วยค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 ที่สามารถปรับค่าได้โดย R_1 จะใช้ปรับเพื่อให้เห็นแรงดันที่ V_{LT} กับ R_2 ปรับเพื่อให้เห็นแรงดันอยู่ในระดับ V_{UT} ตามต้องการ



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรแรงดันอ้างอิงด้วยค่า V_{LT} กับ V_{UT}

เนื่องจากวงจรตามรูปที่ 2.17 LED จะสว่างเมื่อค่าความต้านทาน R_x ที่ทำการทดสอบมีค่าผิดพลาดไม่เกิน $\pm 10\%$ ตามที่กำหนด แต่ถ้าต้องให้ LED สว่างเมื่อค่าความต้านทาน R_x มีค่าผิดพลาดเกิน $\pm 10\%$ วงจรก็สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.19 คือถ้าแรงดัน $V_{LT} < V_i < V_{UT}$ แล้วไดโอด D_1 กับ D_2 ก็จะหยุดนำกระแสกลายเป็นสวิทช์เปิดวงจร จุด C เปรียบเสมือนตัดขาดออกจากเอาต์พุตของออปแอมป์ ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง $-15V$. ซึ่งต่อคร่อม LED และมีค่าความต้านทาน 680 โอห์ม ซึ่งอยู่ก็จะจ่ายกระแสให้กับ LED แล้วจะทำให้ LED สว่างขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

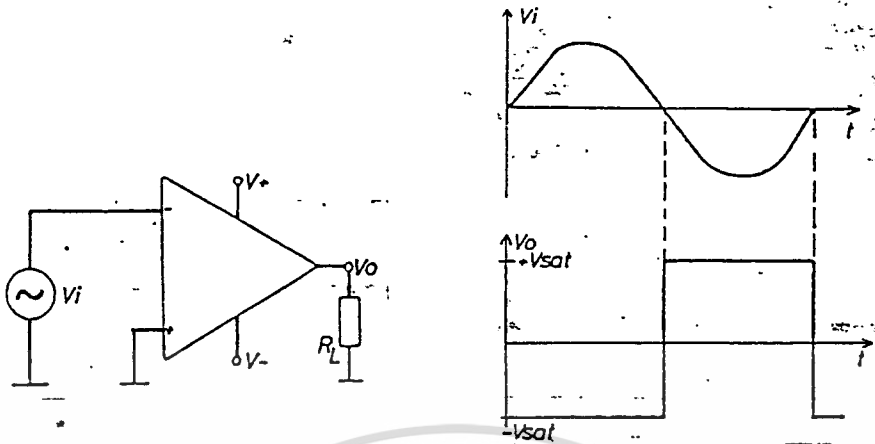
รูปที่ 2.19 เป็นวงจรภาคแสดงผลที่ตรงข้ามกับรูป 2.17

ถ้าแรงดันอินพุท V_i ที่เกิดขึ้นจากค่าความต้านทาน R_x มีค่าผิดพลาดมากกว่า $\pm 10\%$ เพราะฉะนั้นแรงดันนี้ก็จะผิดนอกเหนือไปจากระดับแรงดันอ้างอิง V_{LT} กับ V_{UT} คือ จะน้อยกว่า V_{LT} ดังนั้นโวลเทจดีไวเดอร์หนึ่งก็จะนำกระแสและได้แรงดัน $V_L = 13.4\text{ V}$. เพราะฉะนั้นแรงดันที่จุด C จะมีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับกราวด์ LED หยุดนำกระแส ความต้านทาน 470 โอห์ม เป็นตัวป้องกันไม่ให้เกิดแรงดันไบแอสกลับตกคร่อมที่ LED มากเกินไป

วงจรถ่ายเปรียบเทียบแรงดันกับฮิสเตอรีซิส (Comparator With Hysteresis)

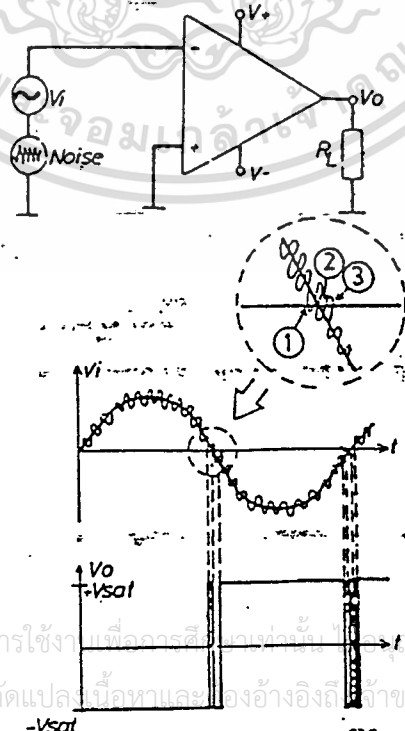
ถ้าหากนำเอาวงจรถ่ายเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) มาใช้งานในบริเวณที่มีสัญญาณรบกวนมาก ๆ ซึ่งจะพบเสมอว่าเอาต์พุตที่ออกมาจะไม่ได้ค่าที่ไม่สมบูรณ์โดยไม่มีเหมือนกับวงจรถ่ายตามรูปที่ 2.20 ซึ่งจะพบเป็นวงจรถ่ายแบบ ZERO CROSSING ที่ป้องกันด้วยสัญญาณอินพุตรูปขายนับวิธีสุทธิ และไม่มีสัญญาณรบกวนบ่นอยู่จะสังเกตเห็นว่า ณ. จุดที่แรงดันรูปขายนับเคลื่อนที่ตัดกับแกนเวลา t หรือจุดที่อินพุท V_i รูปขายนับเปลี่ยนขั้ว (Polarity) แรงดันจะไม่ได้เพียงจุดเดียวเท่านั้น ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตที่ปรากฏขึ้น เพื่อเปลี่ยนสถานะจึงมีได้แค่สถานะเดียวเช่นกันซึ่งแตกต่างกับวงจรถ่ายที่แสดงตามรูปที่ 2.21 คือ แทนอินพุท V_i จะเป็นรูปขายนับวิธีสุทธิ แต่กลับจะมีสัญญาณรูปเล็กลง ซ้อนปนกันอยู่บนรูปขายนับอีกทีหนึ่ง ดังนั้น ณ. จุดที่ตัดกับแกนเวลา t ของแรงดันอินพุท V_i จึงตัดได้หลายจุดและได้เอาต์พุท V_o ที่ออกมาเปลี่ยนสถานะเท่ากับจำนวนครั้งที่อินพุตตัดกับแกนเวลา t นั่นด้วย ถึงแม้ว่าการนำไปใช้งานตรงบริเวณจุดที่แรงดันอินพุท V_i ตัดกับแกนเวลา t เราต้องการที่จะให้เอาต์พุท V_o เปลี่ยนสถานะเพียงครั้งเดียวเท่านั้นแต่ด้วยเหตุผลดังกล่าวได้อธิบายแล้วตามรูปวงจรถ่ายที่ 2.21 จึงทำให้เกิดเป็นปัญหามากโดยเฉพาะในเรื่องการควบคุม Load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 แสดงสัญญาณชานันบริสุทธิ์ที่ป้อนเข้ากับวงจรรขยาย ZERO CROSSING พร้อมกับเอาต์พุตที่ได้

เมื่อลองพิจารณาคุณสมบัติที่รบกวนซึ่งจะเปรียบเสมือนว่าเกิดมาจากแหล่งกำเนิด ซึ่งต่ออนุกรมกับแหล่งกำเนิดสัญญาณอินพุต V_i รูปชานัน ดังแสดงในรูปที่ 2.21 และจะเป็นเรื่องยากมากที่จะลดหรือตัดเอาสัญญาณนี้ออกไป นอกจากจะต้องเลือกหาออปแอมป์ที่มีผลต่อการรบกวนของสัญญาณนี้ต่ำ แต่อย่างไรก็ตามยังมีอีกวิธีหนึ่งที่มีประสิทธิภาพง่าย คือ การเพิ่มฮิสเตอร์ริซิสของวงจรร



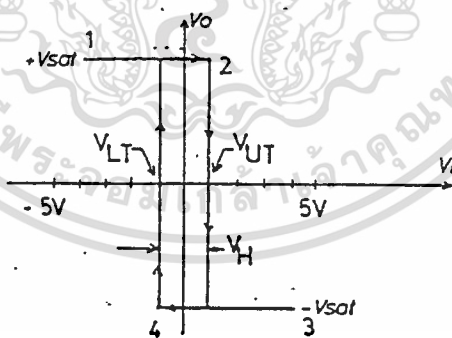
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนต้นเท่านั้น กรุณาให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและองค์ประกอบของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.21 วงจรรขยาย ZERO CROSSING ที่อินพุตมีสัญญาณรบกวนปนอยู่

ฮิสเตอร์ซิส (Hysteresis)

จากการที่เอาต์พุต V_o ของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) จะเปลี่ยนสถานะจาก $+V_{sat}$ เป็น $-V_{sat}$ ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันอินพุต $V_i > V_o$ และก็จะกลับมาสู่สถานะเดิมคือ $+V_{sat}$ เมื่อแรงดันอินพุต $V_i < V_o$ ซึ่งพฤติกรรมดังกล่าวนี้เราจะเรียกว่า ฮิสเตอร์ซิส (Hysteresis) ดังแสดงให้เห็นด้วยกราฟคุณสมบัติของ (Voltage Transfer) ตามรูปที่ 2.22

จะสังเกตได้ว่าในขณะที่แรงดันอินพุต V_i มีค่าเพิ่มขึ้น (จากจุด 1 ไปยังจุด 2) เอาต์พุต V_o ก็จะเปลี่ยนสถานะจาก $+V_{sat}$ เป็น $-V_{sat}$ ณ. จุดที่แรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ V_{UT} . และเมื่อแรงดันอินพุต V_i ลดลง (จากจุด 3 ไปยังจุด 4) เอาต์พุต V_o ก็จะเปลี่ยนสถานะจาก $-V_{sat}$ เป็น $+V_{sat}$ ทันที ณ. จุดที่แรงดันอินพุตมีค่าเท่ากับ -1.0 V.



รูปที่ 2.22 กราฟคุณสมบัติของ VOLTAGE TRANSFER หรือ Hysteresis ของวงจรแบบขยาย ZERO CROSSING

ซึ่งย่านความกว้างของแรงดันอินพุตอ้างอิงจาก V_{LT} ถึง V_{UT} นั้นจะมีชื่อเรียกว่า แรงดันฮิสเตอร์ซิส (V_H) ดังจะมีค่าตามสมการข้างล่างนี้

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} \quad (1)$$

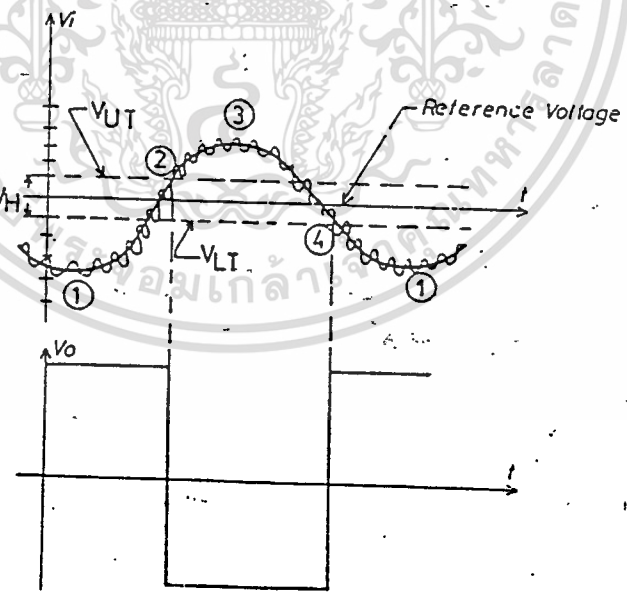
และจากวงจรตามรูปที่ 2.22 แรงดันฮิสเตอร์รีซิส (V_H) ก็จะมีค่าเท่ากับ

$$V_H = 1.0 \text{ V.} - (- 1.0 \text{ V.})$$

$$= 2.0 \text{ V.}$$

ถ้าหากนำเอาวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) ตามรูปที่ 2.21 มาประยุกต์ใช้กับค่าอินพุตที่ได้ตามรูปที่ 2.22

ดังได้กล่าวมาแล้วว่าเอาต์พุต V_o จะเปลี่ยนสถานะเมื่อแรงดันอินพุต V_i มีค่าน้อยกว่า V_{LT} หรือมากกว่า V_{UT} (จุดที่แรงดันอินพุต V_i ตัดกับระดับแรงดัน V_{LT} กับ V_{UT}) และจุดดังกล่าวนี้เองสัญญาณรบกวนที่เกาะปนกับสัญญาณอินพุต-รูปขายนี้อาจถูกดึงให้มีค่าความชันลดลงหรือลาดมากขึ้น ดังแสดงตามรูปที่ 2.23 ณ จุดที่ 2 กับ 4 ผลอันนี้จึงทำให้สัญญาณรบกวนไม่สามารถจะตัดกับแกนระดับแรงดันอ้างอิง V_{LT} กับ V_{UT} ได้ จึงทำให้เอาต์พุต V_o มีการเปลี่ยนสถานะได้เพียงครึ่งเดียวเท่านั้น



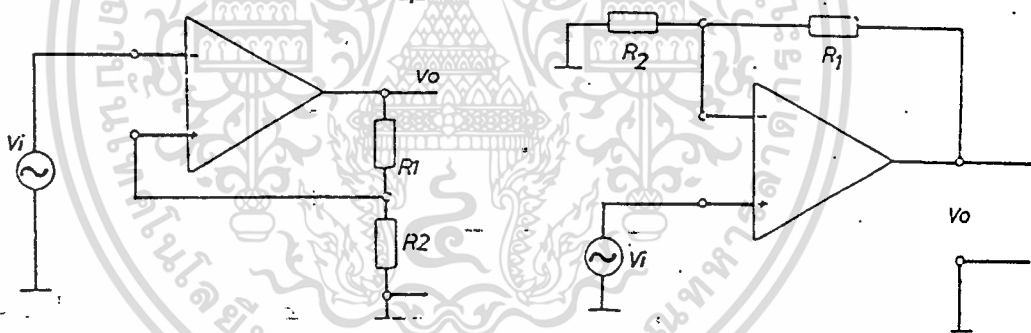
รูปที่ 2.23 แสดงสัญญาณอินพุตกับเอาต์พุตจากการที่นำเอาฮิสเตอร์รีซิสมาประยุกต์ใช้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

บุคคล เพื่อลดสัญญาณรบกวน ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่แบบสงวนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสำคัญอย่างความกว้างของแรงดันฮิสเตอร์รีซิส (V_H) นั้นจะต้องมีค่ามากกว่าค่า PEAK TO PEAK ของสัญญาณรบกวนที่โตที่สุด

การป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback)

วิธีที่ง่ายที่สุดในการป้อนกลับในแรงดันอินพุตเป็นแบบฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis) กับวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) ก็คือ ด้วยการแบ่งแรงดันส่วนหนึ่งจากเอาต์พุตแล้วนำป้อนเข้ากับอินพุตแล้วนำป้อนเข้าอินพุต โดยจะต่อแบบโดยตรงหรือผ่านค่าความต้านทานและตัวประจุก่อนก็ได้ ซึ่งถ้าหากนำเอาแรงดันที่ป้อนกลับนั้นไปต่อกับขั้วอินพุตบวกของออปแอมป์ ก็จะเรียกว่าการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) ดังแสดงในรูปที่ 2.24a. หรือถ้าหากนำแรงดันป้อนกลับไปต่อเข้ากับขั้วอินพุตลบก็จะเรียกว่าการป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback) ตามรูปที่ 2.24b.



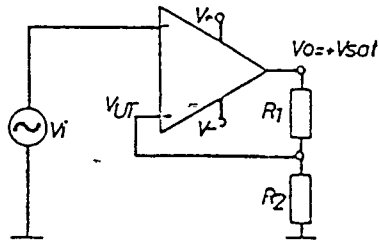
a. การป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback)

b. การป้อนกลับแบบลบ (Negative Feedback)

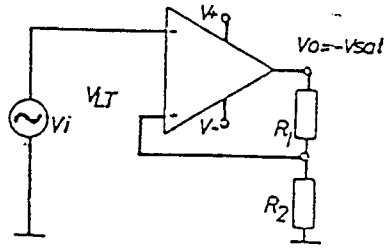
รูปที่ 2.24 วงจรการป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การป้อนกลับเพื่อให้เกิดแรงดันฮิสเตอร์ซิสกับอินพุท



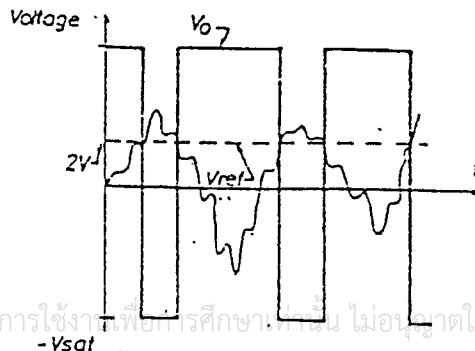
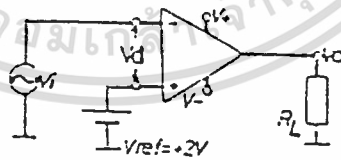
a UPPER THRESHOLD (V_{UT})



b LOWER THRESHOLD (V_{LT})

รูปที่ 2.25 การป้อนกลับด้วยวงจรแบ่งแรงดัน เพื่อทำให้เกิดแรงดันฮิสเตอร์ซิสกับอินพุท

ในกรณีที่แรงดันอินพุท V_i ยังไม่มีการเคลื่อนที่ตัดแกนระดับแรงดันอ้างอิง (V_{ref}) จะเป็นค่าเท่ากับ 0 V. V_{LT} หรือ V_{UT} ก็ตามแต่แรงดันเอาต์พุทก็จะยังคงสถานะเดิมอยู่ตลอดไป ดูวงจรตามรูปที่ 2.26 ซึ่งเป็นวงจรมายาวอินเวอร์ต และมีแรงดันอ้างอิง $V_{ref} = 2$ V. ป้อนที่อินพุทบวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.26 วงจร NONZERO CROSSING DETECTOR

ดังนั้นถ้าแรงดันอินพุต V_i มีค่าน้อยกว่าแรงดันอ้างอิง $V_{ref} = 2V$. แล้ว เอาต์พุต V_o ก็จะมีค่าเท่ากับ $+V_{sat}$ ตลอด ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตก็จะไปตกคร่อมกับวงจรแบ่งแรงดันและได้แรงดันส่วนหนึ่งที่ตกคร่อมค่าความต้านทาน R_2 แล้วป้อนกลับเข้าสู่อินพุต + ดังรูปที่ 2.25 สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$V_{UT} = (+V_{sat}) R_2 / (R_1 + R_2) \quad (2)$$

ค่าแรงดันนี้ก็จะกลายเป็นแรงดันอ้างอิงค่าบวกที่เกิดจากเอาต์พุต $V_o = +V_{sat}$ และเรียกแรงดันนี้ว่า UPPER THRESHOLD VOLTAGE (V_{UT}) ซึ่งถ้าหากแรงดันอินพุต V_i มีค่าเพิ่มขึ้นและตัดกับแกนระดับแรงดัน V_{UT} นี้เอาต์พุต V_o ก็เปลี่ยนสถานะมาเป็น $-V_{sat}$ (ตามรูปที่ 2.26) โดยจะคงค่านี้อยู่ตลอดเวลาที่อินพุต V_i ยังมีค่ามากกว่าแรงดัน V_{UT}

ดังนั้น ในขณะที่เอาต์พุต $V_o = -V_{sat}$ สถานะภาพของการป้อนกลับก็จะได้ดังรูป 2.25b. และค่าแรงดันป้อนกลับที่ต่อเข้ากับอินพุต + จะได้ตามสมการข้างล่าง

$$V_{LT} = (-V_{sat}) R_2 / (R_1 + R_2) \quad (3)$$

แทนค่าแรงดัน V_{UT} และ V_{LT} จากสมการที่ 2 และ 3 ลงในสมการที่ 1

$$\begin{aligned} V_H &= (V_{sat}) R_2 / (R_1 + R_2) - (-V_{sat}) R_2 / (R_1 + R_2) \\ &= (V_{sat}) 2R_2 / (R_1 + R_2) \end{aligned} \quad (4)$$

ดังนั้นค่าความสัมพันธ์ระหว่าง R_1 กับ R_2 สามารถจะทำให้แรงดันฮิสเตอร์ริซิสมีค่าเปลี่ยนแปลงได้เช่น หากค่าความต้านทาน R_2 ลดลงในขณะที่ R_1 คงที่ แล้วผลที่ตามมาก็คือจะทำให้แรงดันฮิสเตอร์ริซิสลดลงตาม ซึ่งจากนั้นก็จะเป็นผลเสียต่อการลดสัญญาณรบกวนให้กับวงจรดังได้กล่าวมาแล้ว

ตัวอย่างที่ 1 วงจรขยายอินเวอร์ตที่มีการป้อนกลับและทำให้เกิดแรงดันฮิสเตอร์ริซิส V_H กว่าเท่ากับ 100 mV. เมื่อเอาต์พุต V_{sat} เท่ากับ 14V.
วิธีทำ ถ้ากำหนดจะให้แรงดันฮิสเตอร์ริซิส V_H เท่ากับ 100 mV. ดังนั้นไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกหนึ่งไม่ให้เกิดแบบสแตนด์บาย และต้องอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 แรงดัน V_{UT} เท่ากับ 50 mV. และ V_{LT} เท่ากับ -50 mV. ส่วนวงจรขยาย

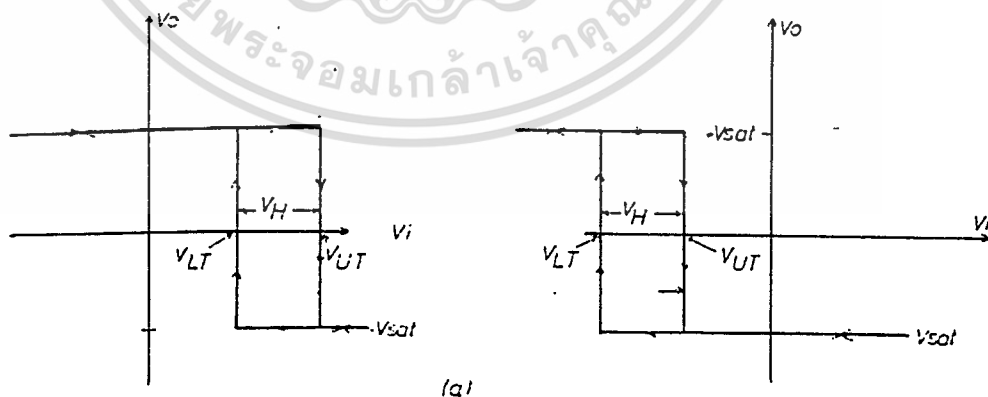
สามารถออกแบบได้ตามรูปที่ 2.24 เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณ กำหนดให้ค่าความต้านทาน R_2 มีค่า 200 โอห์ม

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 (V_{sat} - V_{UT}) / V_{UT} \\ &= 0.2 \text{ k} (14\text{V} - 0.05\text{V}) / 0.05\text{V} \\ &= 56 \text{ k} \end{aligned}$$

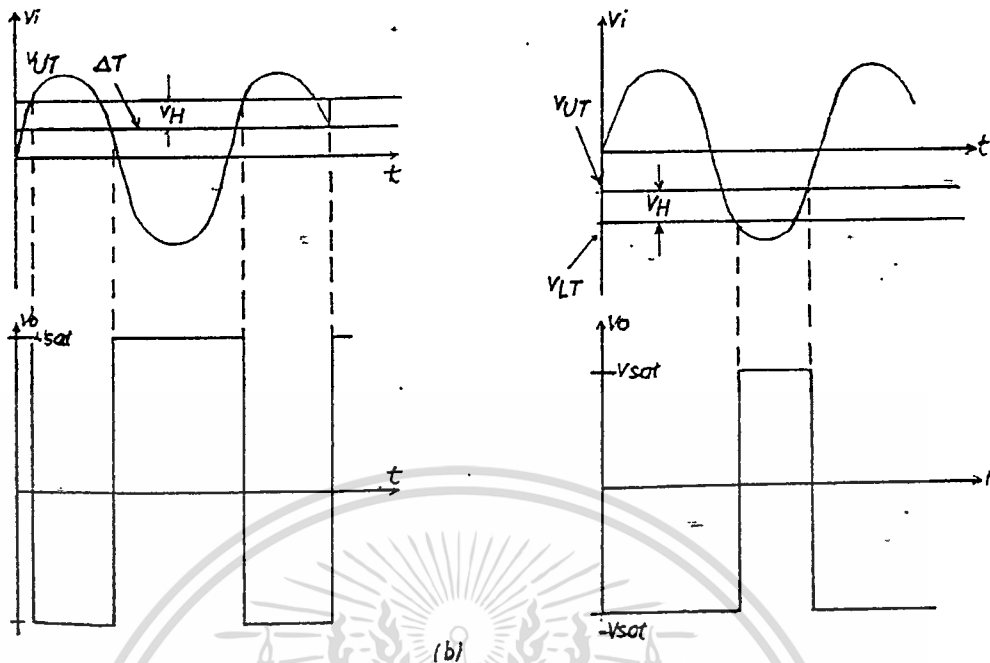
กำหนดองเดียวกันแรงดัน V_{LT} เมื่อใช้คำนวณจากสมการที่ 3 ก็จะได้ค่าเท่ากับ 56000 โอห์ม

จากรูปที่ 2.25 ซึ่งเป็นกราฟแสดงแรงดันฮิสเตอร์รีซิส จะเห็นว่าระดับแรงดัน V_{UT} กับ V_{LT} จะมีค่าเท่ากันจะต่างกันเฉพาะเครื่องหมายบวกกับลบเท่านั้นหรือมีจุดศูนย์กลางของรูปอยู่ที่ตรงจุดแกนเอาต์พุต V_o กับแรงดันอินพุต V_i ตัดกัน

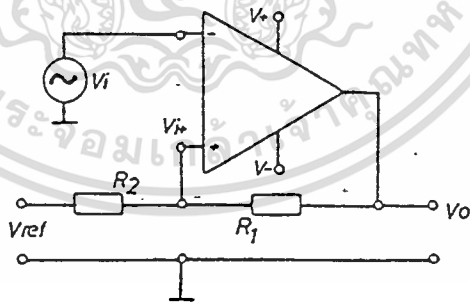
แต่จุดศูนย์กลางของกราฟแรงดันฮิสเตอร์รีซิส สามารถที่จะเลื่อนไปตามแกนของแรงดันอินพุตได้ โดยจะพาไปทางบวกหรือลบก็ได้ ตามรูปที่ 2.27 และวงจรที่สมบูรณ์ตามรูปที่ 2.28 โดยแรงดันของวงจรนี้ จะได้รับมาจากการป้อนกลับของวงจรแบ่งแรงดันที่ต่อเข้ากับเอาต์พุต V_o แต่ชื่อสำคัญแรงดันป้อนกลับจะต้องต่อเข้าขั้วอินพุต + เสมอ ดังนั้นขั้ว (Polarity) ของเอาต์พุตก็จะตรงกับขั้วกับอินพุต V_i หรือเป็นวงจรขยายแบบอินเวอร์ตดิ้งนั่นเอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 2.27a กราฟคุณสมบัติของ VOLTAGE TRANSFER
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทีที่ไม่เห็นแต่แสดงเนื้อหาและต้องอ้างอิงเนื้อหาของเอกสารทุกที่ทั้งที่มีการนำไปใช้
 หรือแรงดันฮิสเตอร์รีซิสที่เลื่อนไปตามแกนอินพุต



รูปที่ 2.27b รูปสัญญาณอินพุต-เอาต์พุต ที่เทียบกัน และเกิดจากการเลื่อนกราฟแรงดันบีสเตอร์รีซิส



รูปที่ 2.28 วงจรที่ทำให้กราฟแรงดันบีสเตอร์รีซิส เลื่อนไปตามรูปที่ 2.27a

จากกราฟคุณสมบัติของ VOLTAGE TRANSFER ที่ทำให้เกิดแรงดันบีสเตอร์รีซิส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งในไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และได้มาจากวงจรของรูปที่ 2.28 นั้น ถ้าหากจะคำนวณหาค่าแรงดันอินพุต $V_i +$ เมื่อเทียบกับแรงดันอินพุต - ก็จะสามารถจะกระทำได้โดยใช้หลักการของ SUPPER-

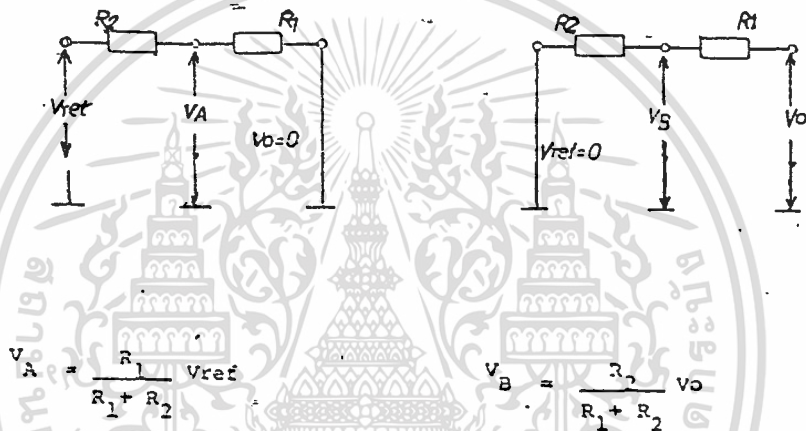
POSITION

ลำดับแรกจะลัดวงจรที่เอาต์พุต V_o ก่อน เพราะฉะนั้นทำให้แรงดันนี้มีค่าเท่ากับ 0 V. แล้วจึงทำการคำนวณหาค่าแรงดันอินพุต $V_i +$ ที่เกิดจากแรงดันอ้างอิง V_{ref} และถ้ากำหนดให้แรงดันที่คำนวณได้เป็นแรงดัน V_A ตามรูปที่ 2.29 a

เพราะฉะนั้น

$$V_A = V_{ref} R_1 / (R_1 + R_2) \quad (5)$$

ลำดับที่สองลัดวงจรที่แรงดันอ้างอิง V_{ref} และได้ค่าแรงดันนี้เท่ากับ 0 V. แล้วทำการคำนวณหาค่าแรงดันอินพุต $V_i +$ ที่เกิดจากเอาต์พุต $-V_o$ และกำหนดให้เป็นแรงดันตามรูปที่ 2.29b



รูปที่ 2.29 แสดงวิธีการคำนวณหาแรงดันอินพุต $V_i +$ ด้วยวิธี SUPERPOSITION

เพราะฉะนั้น

$$V_B = -V_o R_2 / (R_1 + R_2) \quad (6)$$

นั่นคือแรงดัน V_i ทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ

$$V_i + = V_A + V_B \quad (7)$$

แทนค่าแรงดัน V_A และ V_B จากสมการที่ 5 และ 6 ในสมการที่ 7

$$V_i = V_{ref} R_1 / (R_1 + R_2) + V_o R_2 / (R_1 + R_2) \quad (8)$$

แรงดัน V_{ref} สามารถป้อนให้เป็นค่าบวกหรือลบก็ได้โดยเราก็จะได้แรงดันเอา

ท์พุต V_o เป็นบวก V_{sat} หรือลบ $-V_{sat}$ หรือได้ชื่อแรงดัน V_o เหมือนกับ V_{ref} ดังนั้น
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ในขณะเอาต์พุต $V_o = +V_{sat}$ เพราะฉะนั้นแรงดันนี้ก็จะป้อนกลับและทำให้อินพุต V_i
 ไม่วางกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกกรณีที่มีการนำไปใช้
 เกิดแรงดันค่าหนึ่งซึ่งเป็นแรงดัน V_{UT} ในทางอนึ่งเดียวกันถ้าเอาต์พุต $V_o = -V_{sat}$

ที่ขั้วอินพุทบวก ก็จะได้แรงดันค่าหนึ่งซึ่งเป็นแรงดัน V_{LT} จากสมการที่ 8 จะได้

$$V_{UT} = V_{ref} R_1 / (R_1 + R_2) + V_{sat} R_2 / (R_1 + R_2) \quad (9)$$

$$V_{LT} = V_{ref} R_1 / (R_1 + R_2) - V_{sat} R_2 / (R_1 + R_2) \quad (10)$$

ถ้าหากแรงดัน $V_{ref} = 0$ V. แรงดัน V_{UT} จากสมการที่ 9 จะได้เหมือนสมการที่ 2 และแรงดัน V_{LT} จากสมการที่ 10 ก็จะได้เหมือนสมการที่ 3

จากแรงดันฮีสเตอร์ซิส

$$V_H = V_{UT} - V_{LT}$$

เพราะฉะนั้น

$$V_H = V_{sat} 2R_2 / (R_1 + R_2) \quad (11)$$

แรงดันฮีสเตอร์ซิส V_H จะมีค่าเป็น 2 เท่าของแรงดัน V_B ในสมการที่ 6 เอาท์พุท $V_o = +V_{sat}$

จะเห็นว่าแรงดัน V_H จากสมการที่ 11 จะเหมือนกับแรงดัน V_H ในสมการที่ 4 ที่เกิดจากวงจรขยายป้อนกลับและทำให้ฮีสเตอร์ซิสมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ตรงจุดเส้นแกน V_o กันแกนแรงดันอินพุท V_i ตัดกัน

ตัวอย่างที่ 2 จากวงจรตามรูปที่ 2.28 ค่าความต้านทาน $R_1 = 10k$ และ $R_2 = 4k$ แรงดัน $V_{ref} = 7$ V. กับ $+V_{sat} = 14$ V. จงคำนวณแรงดัน V_{UT} , V_{LT} และแรงดัน V_H

วิธีทำ แรงดัน V_{UT} สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 9 คือ $V_o = +V_{sat}$

$$V_{UT} = 10k (7V.) / (10k + 4k) + 4k (14V.) / (10k + 4k)$$

แรงดัน V_{LT} สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 10 ด้วยเอาท์พุท $V_o = -V_{sat}$

$$V_{LT} = 5V. - 4V.$$

$$= 1V.$$

$$V_H = V_{UT} - V_{LT}$$

$$= 9V. - 1V.$$

$$= 8V.$$

รูปฮีสเตอร์ซิสได้จากการออกแบบตามวงจรของตัวอย่างที่ 2 และได้แสดงไว้ใน

รูปที่ 2.30 จะเห็นว่าจุดศูนย์กลางสมมติกำหนดให้ V_c จะเลื่อนไปตามแนวแกนแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

V_i ไปทางค่าบวก โดยค่านี้ก็จะมีความเท่ากับ V_A ในสมการที่ 6 ซึ่งเท่ากับ

ไม่ทราบแน่ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

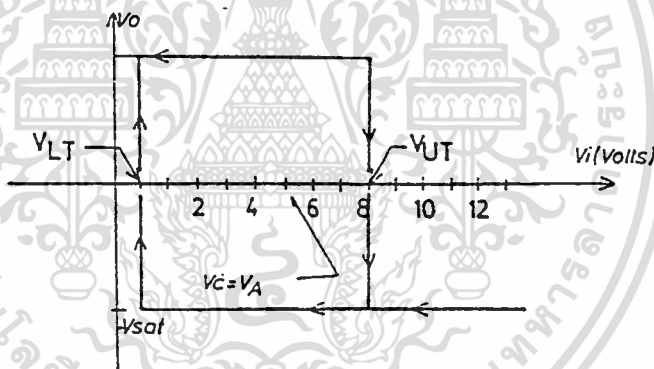
$$V_c = V_{ref} R_1 / (R_1 + R_2)$$

เพราะฉะนั้นจากตัวอย่างที่ 2 ก็จะได้เท่ากับ

$$V_C = 10k (7V.) / (10k + 4k) = 5V.$$

จากสมการที่ 12 จะเห็นว่าจุดศูนย์กลาง V_o ของฮิสเตอร์ีซิส จะแปรผันตรงกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยที่ค่าความกว้างของแรงดัน V_H นั้นยังคงเดิมอยู่หรือไม่ขึ้นกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} นี้เลย ถ้าหากเราทราบค่าความกว้างแรงดัน V_H และจุดศูนย์กลาง V_o มีค่าเท่ากับเท่าใดแล้ว สมการที่ 11 กับ 12 ก็จะเป็นประโยชน์มากสำหรับการออกแบบวงจรนี้

ข้อสังเกตกราฟฮิสเตอร์ีซิสที่ได้ใน สมการที่จะเลือกให้ไปทางค่าลบของปวงแกนแรงดัน - V_i ได้โดยที่ความกว้างของแรงดัน V_H ยังคงเดิมอยู่ ด้วยการกลับขั้ว (Polarity) ของแรงดันอ้างอิง V_{ref} ให้เป็นค่าลบ



รูปที่ 2.30 เป็นฮิสเตอร์ีซิสที่ได้จากตัวอย่างที่ 2

ตัวอย่างที่ 3 จงออกแบบวงจรเปรียบเทียบแรงดันที่ทำให้เกิดฮิสเตอร์ีซิสมีความกว้าง V_H เท่ากับ 2 V. และจุดศูนย์กลาง V_C อยู่ที่ 9V.

วิธีทำ วงจรจะได้เหมือนกับรูปที่ 2.28 โดยค่าแรงดัน V_{ref} , R_1 และ R_2 ที่ทำให้จุดศูนย์กลางของฮิสเตอร์ีซิส = 9V. และความกว้าง $V_H = 2V$. สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 11 และ 12 โดยสมมติให้ $-V_{sat} = 14V$. ดังนั้นจากสมการที่ 11 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$V_H = \frac{(14V.) 2R_2}{(R_1 + R_2)} = 2V.$$

หรือ $R_2 / (R_1 + R_2) = 1/14$

และจากสมการข้างบนนี้เราสามารถจะกำหนดค่าความต้านทานตัวใดตัวหนึ่งก่อน แล้วจึงนำค่าความต้านทานนี้ไปแทนลงในสมการ เนื่องจากค่าความกว้างของ V_H มีค่าน้อยมาก ดังนั้น R_2 จึงมีค่าน้อยกว่า R_1 ถ้ากำหนดค่าที่ $R_2 = 1 \text{ k}$ จะได้ R_1

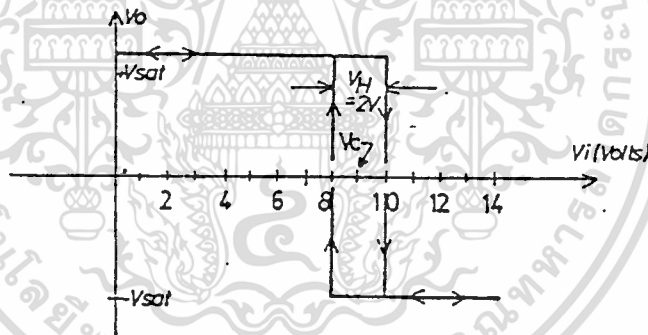
$$1 \text{ k} / (R_1 + 1 \text{ k}) = 1/14$$

$$R_1 = 14 \text{ k} - 1 \text{ k}$$

$$= 13 \text{ k}$$

แรงดัน V_{out} ที่ป้อนกับวงจรนี้คำนวณได้จากสมการที่ 12

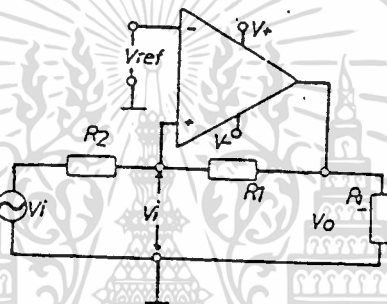
$$\begin{aligned} V_C &= V_{out} R_1 / (R_1 + R_2) \\ &= 9 \text{ v} \cdot (13 \text{ k} + 1 \text{ k}) / 13 \text{ k} \\ &= 9.7 \text{ v} \end{aligned}$$



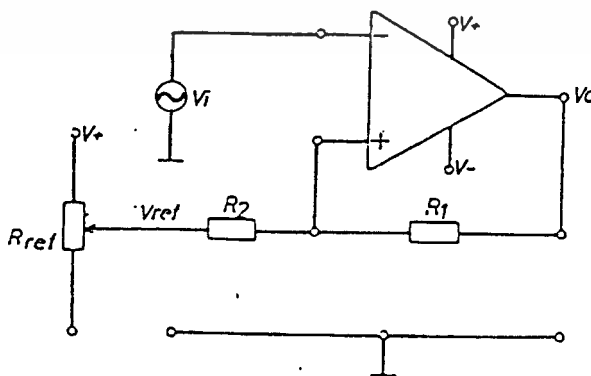
รูปที่ 2.31 กราฟฮิสเตอร์รีซิสของตัวอย่างที่ 3

วงจรการป้อนกลับเพื่อให้เกิดแรงดันอินพุทเป็นแบบฮิสเตอร์รีซิสที่กับวงจรเปรียบเทียบแรงดันชนิดนอนอินเวอร์ติง ด้วยการกลับขั้วอินพุทของออปแอมป์ คือ เราจะนำเอาแรงดันอ้างอิง V_{ref} ไปต่อเข้ากับอินพุท - กับนำเอาสัญญาณอินพุท V_i ไปต่อเข้ากับ ค่าความต้านทานป้อนกลับ R_1 และ R_2 ที่ต่ออนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 2.31 โดยสมการการคำนวณหาค่าแรงดันที่อินพุท + คือ V_{UT} กับ V_{LT} และแรงดันจุดศูนย์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า กลางของฮิสเตอร์รีซิส V_C กับค่าความกว้างของแรงดัน V_H ก็จะใช้กับวิธี SUPERPOSITION เหมือนรูปที่ 2.28 และ 2.29

ข้อสังเกตตามรูปที่ 2.32 สัญญาณอินพุต V_i จะเปรียบเสมือนต่อเข้ากับเอาต์พุตของออปแอมป์โดยมีค่าความต้านทาน R_1 และ R_2 ที่ต่ออนุกรมกันอยู่ แต่ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรนี้ จะมีค่าต่ำกว่าวงจรรอแอมป์ที่ต่อแบบอินเวอร์ติง ดังนั้นถ้าค่าความต้านทาน R_1 กับ R_2 มีค่ามากๆ เมื่อเทียบกับค่าความต้านทานภายในของแหล่งกำเนิดสัญญาณอินพุต V_i แล้วปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้นตามมาจกจากเราจะต้องเพิ่มค่าความต้านทานภายในของวงจรนี้เท่านั้น เพราะฉะนั้นวงจรอินเวอร์ติงตามรูปที่ 2.33 จึงเหมาะสมมากที่สุด ในเรื่องของป้อนกลับที่ก่อให้เกิดแรงดันอินพุตเป็นรูปฮิสเตอร์ซิส



รูปที่ 2.32 แสดงวงจรการป้อนกลับที่ก่อให้เกิดรูปฮิสเตอร์ซิสกับวงจรขยายอินเวอร์ติง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.33 แสดงการนำเอาโพลเทินจีโอเมตริก (Rref)

ไปต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงออปแอมป์ 15V.

8 วงจรพัลส์

รูปคลื่นของสัญญาณพัลส์จะเป็นคลื่นที่ไม่ใช่ลักษณะของคลื่นไซน์ แต่จะเป็นลักษณะคลื่นที่กระชากขึ้นลงเป็นช่วงๆ ระหว่างคลื่นรูปพัลส์เหล่านี้ คลื่นรูปสี่เหลี่ยม คลื่นรูปฟันเลื่อย และคลื่นรูปสามเหลี่ยมมักจะใช้งานเสมอ วงจรที่กำเนิดคลื่นรูปพัลส์เหล่านี้เรียกว่า วงจรพัลส์ (Pulse Circuit)

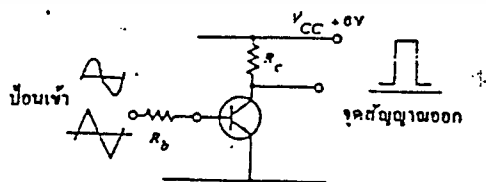
การทำงานของทรานซิสเตอร์ในรูปของพัลส์

วงจรพัลส์ของทรานซิสเตอร์ สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะดังนี้

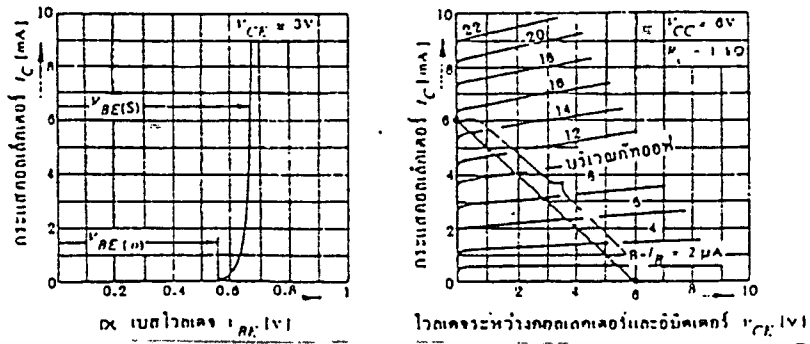
1. วงจรพัลส์แบบเชิงเส้น
2. วงจรพัลส์แบบไม่เชิงเส้น

วงจรพัลส์แบบเชิงเส้น มักจะทำงานที่ระดับสัญญาณมีขนาดต่ำโดยมีผลที่ได้เหมือนกับคลื่นสัญญาณต้นสัญญาณเข้า อาศัยแนวความคิดของวงจรขยายสัญญาณด้านกว้าง เช่น วงจรขยายสัญญาณวีดีโอ มาใช้งานโดยไม่ต้องดัดแปลงวงจรใดๆ

วงจรพัลส์แบบไม่เชิงเส้น ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะเป็นแบบสวิทช์ดังรูปที่ 2.34 สัญญาณออกของวงจรเหล่านี้มักจะเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ไม่ว่าสัญญาณเข้าจะมีลักษณะเป็นแบบใดก็ตาม

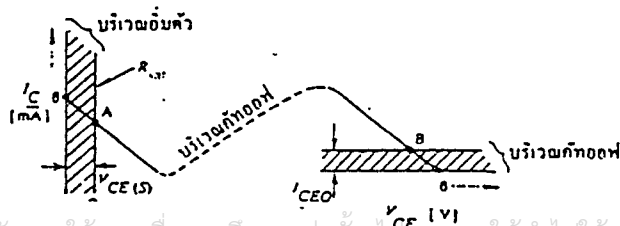


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.34 ลักษณะการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่แบบลงเนื้อหาและต้องขังขังเงาใจของเอกสารไว้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.35 แสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์

จากรูป ก จะเห็นว่า V_{BE} มีค่าเป็น 0.55V. หรือน้อยกว่ากระแส I_C จะมีค่าประมาณ 0 สภาวะนี้ทรานซิสเตอร์จะไม่ทำงาน ค่าตัดคาที่ I_C มีค่าประมาณ 0 นี้เรียกว่า ค่าตัดคาของเบส $V_{BE(0)}$ เมื่อกระแส I_C เริ่มอึดตัว เมื่อ V_{BE} มีค่าประมาณ 0.68 V. ค่าตัดคานี้เรียกว่า ค่าตัดคาอึดตัวของเบส $V_{BE(s)}$ นั่นคือ เมื่อตัดคาด้านสัญญาณเข้า V เพิ่มขึ้น และลดลงในช่วงประมาณ $V_{BE(0)} - V_{BE(s)}$ ทรานซิสเตอร์จะทำงานเหมือนสวิตช์ปิดเปิด ทาาให้ได้คลื่นรูปสี่เหลี่ยมออกมาทางด้านสัญญาณออก ในวงจรพัลส์ค่าตัดคาที่เป็นตัวกำหนดขอบข่ายในลักษณะนี้เรียกว่า **ตัดคาเทรโรลด์ (V_{th})** ในทรานซิสเตอร์แบบซิลิคอน V_{th} จะมีค่าประมาณ 0.7 V. ในรูป ข เมื่อ $I_B = 0$, I_C จะมีค่าประมาณ 0 สภาวะนี้เป็นสภาวะที่ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (สวิตช์เปิด) ที่ $I_B = 16 \mu A$ หรือมากกว่าค่า $I_C = V_{CC}/R_C = 6V./1K = 6mA$ สภาวะนี้เป็นสภาวะที่ทรานซิสเตอร์ทำงาน (สวิตช์ปิด) เมื่อนาสวน A และ B ของรูป ข มาขยายได้ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

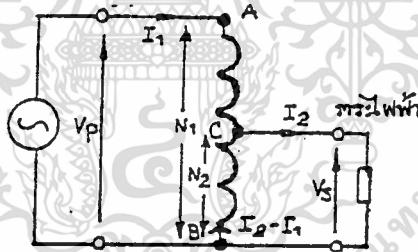
รูปที่ 2.36 แสดงช่วงการอึดตัวและการัดทอพอ

ช่วงระหว่าง A กับ B เรียกว่าพื้นที่ทำงาน (Action Area) ซึ่งจะเป็นย่านที่
กระจายสัญญาณแบบธรรมดา ที่จุด A ซึ่งเป็นย่านค้ำทอพอค่าศักดา $V_{CE(s)}$ ยิ่งมีค่า
น้อยเท่าไร จะตีมากขึ้นเท่านั้น

ค่า I_{CEO} ในย่านค้ำทอพอเรียกว่า กระแสค้ำทอพอของอิมิเตอร์ร่วม ซึ่งมีค่า
สอดคล้องกับค่ากระแสรั่วไหลของวงจรถวิทซ์

9 AUTO-TRANSFORMER

หม้อแปลงแบบนี้ เป็นแบบที่มีขดลวดชุดเดียวที่เป็นทั้งด้านรับไฟ และด้านจ่ายไฟใน
ตัวฉนวนนี้จึงทำให้ประหยัดขดลวด และถูกกว่า ในทางทฤษฎีและการทำงานก็มีหลักการเช่น
เดียวกับหม้อแปลงแบบธรรมดา Auto-transformer นี้มีกนนำไปใช้งานเกี่ยวกับการ
เปลี่ยนแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่มี transformation ratio ผิดแปลกไปจากหนึ่งเพียงเล็กน้อย



รูปที่ 2.37 Auto-transformer

ตามรูป AB เป็นจำนวนรอบของขดลวดทางด้านรับไฟ และ BC เป็นจ
นวนรอบของขดลวดทางด้านจ่ายไฟ โดยที่ AB และ BC มีจำนวนขดลวดเป็น N_1 และ
 N_2 ตามลำดับ โดยการตัดค่าของ iron loss และไม่มี load จึงได้ V_p/V_s
 $= N_1/N_2 = a =$ transformation ratio กระแสที่ไหลใน BC นั้น ก็คือ
ผลต่างของ vector I_1 และ I_2 ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วกระแสทั้งสองมี phase
ที่ตรงกันข้าม จึงได้ผลลัพธ์ออกมาเป็น $(I_2 - I_1)$ โดยที่ $I_2 > I_1$ หม้อ
แปลงแบบนี้ใช้มากในการเพิ่มและลด Power-line voltage ที่เรารู้จักกันทั่วไป
เช่น "Variac" และ "Powerstat" เป็นต้น

เนื่องจาก Auto-transformer มีขดลวดเพียงขดเดียว ฉะนั้นจึงทำให้ประหยัด
 ลวดทองแดงที่ใช้ ทั้งนี้เพราะปริมาณของลวดทองแดงนั้นขึ้นอยู่กับพื้นที่หน้าตัดและความ
 ยาวของลวดที่ใช้ และจำนวนรอบของขดลวดก็ขึ้นอยู่กับความยาว ส่วนกระแสที่ขึ้นอยู่
 กับพื้นที่หน้าตัด ฉะนั้นน้ำหนักของทองแดงที่ใช้ทั้งหมดจึงเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณ
 ของกระแสและจำนวนรอบของขดลวด

จากรูป 2.37 ได้ว่า น.น ของทองแดงสำหรับส่วน AC นั้น : $(N_1 - N_2) I_1$

และ " " BC " : $N_2 (I_2 - I_1)$

น.น ทั้งหมด Cu ใน Auto-transformer : $(N_1 - N_2) I_1 + N_2 (I_2 - I_1)$

ในกรณีที่เรารู้ transformer แบบที่ต่อวงจรขดลวด 2 ขด โดยให้ทานหน้าที่
 เหมือนๆ กัน จะได้ว่า น.น ของทองแดงที่ใช้คือ

น.น ของ Cu ทางด้านรับไฟ : $N_1 I_1$

" " จ่ายไฟ : $N_2 I_2$

น.น Cu ทั้งหมด : $N_1 I_1 + N_2 I_2$

น.น ของทองแดงใน Auto-transformer

น.น ของทองแดงในหม้อแปลงธรรมดา

$$= \frac{(N_1 - N_2) I_1 + N_2 (I_2 - I_1)}{N_1 I_1 + N_2 I_2} = W_a / W_o$$

$$= \frac{N_1 I_1 - 2N_2 I_1 + N_2 I_2}{N_1 I_1 + N_2 I_2}$$

$$= 1 - \frac{2N_2 I_1}{N_1 I_1 + N_2 I_2}$$

$$= 1 - \frac{2}{a}$$

$$= 1 + \frac{1}{a}$$

$$= 1 + \frac{1}{a}$$

$$= 1 + \frac{1}{a}$$

$$= 1 + \frac{1}{a}$$

น.น Cu Auto (W_a) = $[(1-1)/a]$ น.น Cu ในหม้อแปลงธรรมดา (W_o)

จะประหยัด Cu. ได้ = $W_o - W_a$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $W_o - W_o(1-1)/a$ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาเอกสาร และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นการประหยัดจะเพิ่มมากขึ้นเมื่อ a มีค่าเข้าใกล้ 1

การใช้ Auto-transformer มักใช้เมื่อค่าของ a เกือบเท่ากับ 1 ดังนี้

1. เพื่อชดเชย voltage drop ของสาย cable ที่จ่ายไปยังภาระโดยการ ใช้ Auto transformer คอเสริมเข้าไปใน cable นี้ๆ
2. ใช้เป็นตัว start ของ induction motor ในระหว่าง start โดยที่ สามารถใช้ค่า voltage ของตัวมันเองได้สูงถึง 50%-60% ของ full load ของ moter
3. ใช้เป็น furnace transformer เพื่อให้ได้ supply ที่เหมาะสมเพื่อจ่าย ให้กับ furnace winding ได้โดยสะดวกโดยที่ได้จาก supply 230 V.

ตัวอย่างที่ 3.1 Auto-transformer มีไฟด้านรับไฟและด้านจ่ายไฟเท่ากับ 500 และ 400 โวลต์ ตามลำดับ จงแสดงให้เห็นว่ากระแสที่ไหลในหม้อแปลง ในส่วน ต่างๆ นั้นมีค่าเท่าใด เมื่อหม้อแปลงนี้ต้องจ่ายภาระ 100 แอมป์ ทางด้านจ่ายไฟ ให้ เขียนรูปประกอบในการหาค่าต่างๆ ของกระแสที่ไหล และให้คำนวณว่าประหยัด Cu ไป เท่าใดในกรณีนี้



กระแสที่ไหลในส่วนต่างๆ ของขดลวดแสดงไว้ดังรูป

$$\begin{aligned} \text{จะประหยัด Cu ไป} &= W_0/a \\ &= 0.8 W_0 \end{aligned}$$

ตัวอย่างที่ 3.2 จงหาพื้นที่ของแกนเหล็ก จำนวนของรอบขดลวดและต้องการจะ แยก(tap) ขดลวดของ 1- Auto-transformer ที่มีกำลัง 500 KVA, 50 c/s ,6600 /5000 V. ค่าที่กำหนดให้โดยประมาณ คือ e.m.f./turn = 8 V.

$B_{max} = 1.3 \text{ Wb/m}^2$ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า วิธีแก้ปัญหา ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E = 4.44 f_{max} N \quad (\text{โวลต์})$$

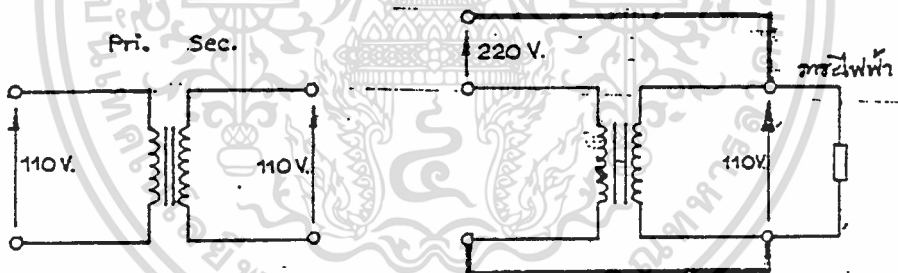
$$m = \frac{E/N}{4.44f} = \frac{8}{4.44(50)} = 0.03604 \quad (\text{เวเบอร์})$$

พื้นที่ของ core = max (ตร. เมตร)
 = 0.03604 (ตร. เมตร)
 1.3
 = 0.0277 (ตร. เมตร)
 = 277 (ตร. ซม.)

turn of pri = 6,600/8 = 825

turn of sec = 5,000/8 = 625

ตำแหน่งที่ tap คือที่ 625 turn จากปลายที่ใช้ร่วมกัน (common terminal) 50 c/s มีประสิทธิภาพ 95 % โดยมีการสูญเสียที่แกนเหล็ก 50 วัตต์ หม้อแปลงนี้ นำไปต่อเป็น auto transformer โดยมีต้องจ่ายภาระไฟ 50 KW ที่ unity p.f. 110 V. จงคำนวณหาประสิทธิภาพและกระแสทางด้านแรงสูงในขณะทำงานอยู่ที่ load นี้



2 - winding transformer

Auto-transformer

(a)

(b)

วิธีแก้ปัญหา

รูป a แสดงการต่อแบบธรรมดาของ transformer แบบ 2-winding ส่วนรูป b ของตัวเดียวกันนี้ต่อแบบ Auto-transformer เนื่องจากว่าขดลวดทั้งสอง ต่ออนุกรมกัน ดังนั้นโวลท์ของแต่ละขดลวดคือ 110 โวลท์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การสูญเสียที่แกนเหล็กของหม้อแปลงตัวเดียวกัน เท่ากันในการต่อทั้ง 2 แบบ แต่เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านขดลวดแต่ละขดของ Auto-transformer นั้นจะไหล

เพียงครึ่งหนึ่งของแบบ 2-winding transformer นี้จะไหลเพียง 1/4 ของค่าก่อน
 และ 2-winding transformer มีประสิทธิภาพ () = 0.95

$$= \frac{\text{out put.}}{\text{out put-losses}}$$

out put-losses

$$= \frac{\text{กำลังไฟที่ส่งออก}}{\text{กำลังไฟที่ส่งออก+กำลังไฟที่เสียไปทั้งหมด}}$$

กำลังไฟที่ส่งออก+กำลังไฟที่เสียไปทั้งหมด

$$0.95 = \frac{5000}{5000+50+Cu+loss}$$

$$5000+50+Cu+loss$$

$$Cu \text{ loss} = 212 \text{ Watts}$$

$$\text{Auto-transformer มี Cu loss} = 1/4 \times 212 = 53 \text{ watts}$$

$$\text{และ Iron loss} = 50 \text{ watts}$$

$$= \frac{5000}{5000+50+53}$$

$$5000+50+53$$

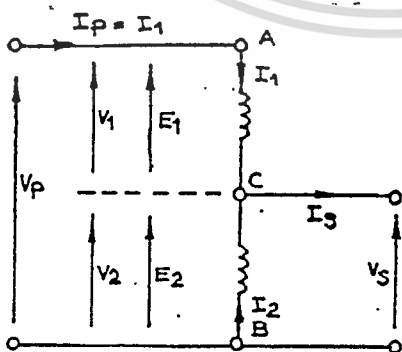
$$= 0.9797$$

$$= 97.97\%$$

$$\text{กระแสทาง H.V.} = 5130/220$$

$$= 23.2 \text{ Amp} \quad \text{ตอบ}$$

3.1 ความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับกระแส (Voltage and Current Relation)



รูปที่ 2.38 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนของแรงเคลื่อนกับกระแส

จากรูป 2.38 ขดลวดชุด 1 และ 2 ต่ออนุกรมกันชุด 1 เรียกว่า series winding ชุด 2 เรียกว่า common winding หรือแปลงแบบนี้เปลี่ยนระดับแรงเคลื่อนไฟ จากสูงไปต่ำหรือต่ำไปสูงก็ได้ โดยที่ค่าไฟไม่เปลี่ยน จากรูป 2.38 ได้เป็นความ

สัมพันธ์ ดังนี้

$$V_s = V_2 \quad (3.1)$$

$$V_p = V_1 + V_2 \quad (3.2)$$

V_1, V_2 มีค่าแตกต่างจาก E_1, E_2 อันเนื่องมาจาก impedance drop ใน winding ของแต่ละชุด แต่ induced e.m.f. E_1, E_2 อยู่ใน phase เดียวกัน (inphase) ส่วน V_1, V_2 นั้น มี phase ต่างกันเล็กน้อย. (out of phase) ฉะนั้น $V_1 + V_2$ เมื่อรวมกันตาม vector จึงมีค่าเกือบเท่ากับเมื่อรวมกัน โดยตัวเลข ในที่นี้เราก็จะพิจารณา induced e.m.f. ของชุดลวด ทั้งสองเพื่อหาความสัมพันธ์ต่างๆ และเพื่อความสะดวก นั่นคือ

$$\text{ให้} \quad E_s = E_2 \quad (3.3)$$

$$\text{และ} \quad E_p = E_1 + E_2 \quad (3.4)$$

$$\text{แต่} \quad \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.5)$$

จาก (3.3), (3.4), (3.5) ได้

$$\begin{aligned} E_p &= \frac{E_2(N_1+1)}{N_2} \\ &= \frac{(N_1+N_2)E_s}{N_2} \end{aligned} \quad (3.6)$$

เมื่อ E_p, E_s เป็น induced e.m.f. ที่เกิดขึ้นทาง pri. และ sec. ตามลำดับ

ในทำนองเดียวกันเรารู้ว่า

$$V_p E_p = N_1 + N_2 \quad (3.7)$$

$$V_s E_s = N_2$$

จากรูป 2.38 ได้ความสัมพันธ์ของกระแสดังนี้

$$I_p = I_1 \quad (3.8)$$

$$I_s = I_1 + I_2 \quad (3.9)$$

เมื่อไม่คิด exciting current ได้ ศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแบบ $N_1 I_1 = N_2 I_2$ ออกไปถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี (3.10) ใช้

จาก (3.8), (3.9), (3.10) ได้

$$\begin{aligned}
 I_s &= I_1 \frac{(1+N_1)}{N_2} \\
 &= \frac{(N_1+N_2)I_p}{N_2} \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

หรือ

$$\frac{I_p}{I_s} = \frac{N_2}{N_1+N_2} \quad (3.12)$$

จากสมการต่างๆ ข้างบนจะเห็นได้ว่า ความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าและกระแสก็มีหลักการเช่นเดียวกับหม้อแปลงธรรมดานั่นเอง

ฉะนั้นในการที่นำหม้อแปลงแบบ 2-winding มาต่อเป็นแบบ Auto นั้นก็มีหลักการต่างๆ ในการคิดเช่นเดียวกันกับหม้อแปลงธรรมดา ไม่ว่าจะเป็น rating, efficiency หรือ loss ต่างๆ ก็ตาม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

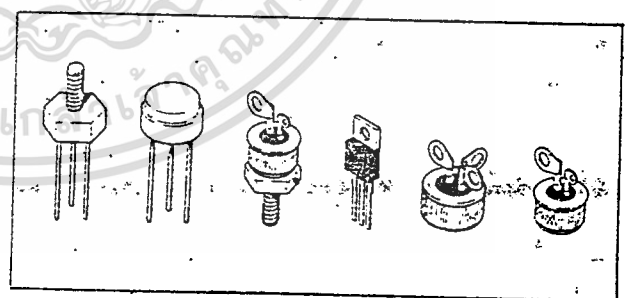
10. Triac

ลักษณะทั่วไปของไตรแอก

ไตรแอกเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่รู้จักกันแพร่หลายและเรามักจะรู้จักกันว่า ไตรแอกสามารถนำมาใช้เป็นอุปกรณ์รีเฟรหรือใช้ควบคุมแรงเสไฟฟ้าสลับได้

ไตรแอกเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีขั้วต่อ 3 ขั้ว เรียกแต่ละขั้วว่า A_2 A_1 และเกทโดยมีสัญลักษณ์และรูปร่างของไตรแอกดังแสดงในรูปที่ 2.39 ไตรแอกจะเป็นตัวกั้นหน้าที่คล้าย ๆ กับสวิตช์ไฟฟ้าสำหรับกระแสสลับแต่มีชื่อดีกว่าสวิตช์ธรรมดาคือ

1. การเปิดปิดวงจรไฟฟ้าของไตรแอกควบคุมได้ง่ายโดยให้กำลังงานเพียงเล็กน้อยเข้าทางขั้วเกทเท่านั้น
2. ไม่มีการกระทบกระเทือนของหน้าสัมผัสที่เป็นโลหะเหมือนสวิตช์ธรรมดาเพราะไตรแอกอาศัยหลักการนำกระแสของสารกึ่งตัวนำ
3. ัจงหวนการปิดเปิดวงจรของไตรแอกเร็วกว่าสวิตช์ธรรมดาหลายเท่าจึงทำให้สามารถควบคุมวงจรได้ด้วย หลักการของการสวิตช์ที่ธรรมดาทำไม่ได้

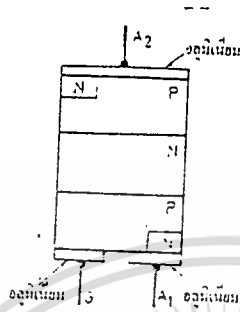


รูปที่ 2.39 สัญลักษณ์และรูปร่างของไตรแอก

โครงสร้างของไตรแอก

โครงสร้างของไตรแอกประกอบด้วยรอยต่อสามรอยต่อ เช่นเดียวกับเอสซีอาร์แต่มีลักษณะทางโครงสร้างบางอย่างที่แตกต่างกัน เอสซีอาร์คือส่วนของขาเกทจะเป็นชั้นของสารกึ่งตัวนำที่ต่ออยู่โดยมีบางส่วนของสารกึ่งตัวนำร่วมกับขา A_1 ดังแสดงในรูปที่ 2.39 อักษรทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

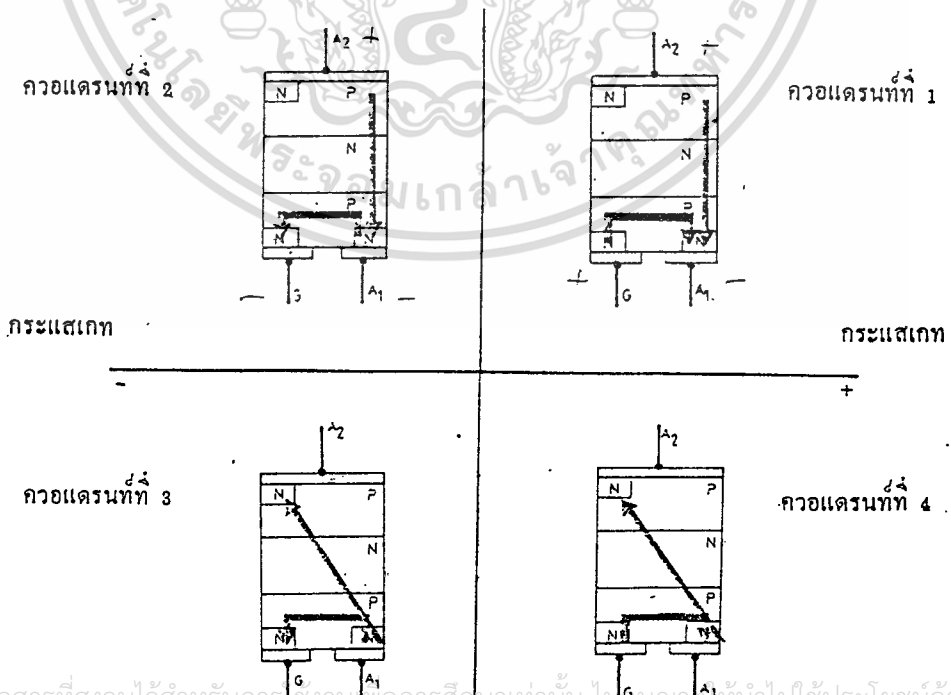
ถ้าพิจารณาจากลักษณะโครงสร้างของไดรแอดเมื่อเปรียบเทียบกับแอสซิวอาร์แล้วจะเห็นว่ามีส่วนที่แตกต่างกันอยู่โดยเฉพาะอย่างยิ่งส่วนของสารกึ่งตัวนำทางด้านปลายที่จะต่อกับขั้ว A_2 หรือเกต ดังตัวอย่างเช่นที่ขั้ว A_2 ส่วนของขา A_2 จะสัมผัสกับเนื้อสารทั้งส่วนของ P



รูปที่ 2.40 โครงสร้างของไดรแอด

และ N โดยส่วนของ N จะซึ่งแบ่งอยู่ในส่วนของ P เช่นเดียวกับกับขา A_1 และขาเกตที่สัมผัสกับส่วนของสารกึ่งตัวนำทั้งชนิด P และชนิด N ที่ตั้งอยู่ในส่วนของเนื้อสาร P การที่เราต้องทำเช่นนี้ก็เพื่อให้ไดรแอดทำงานได้ทางด้านบวกและลบของโพลส์ เพราะจะทำให้ลักษณะของไดรแอดเสมือนกับเป็นแอสซิวอาร์สองตัวหันหัวขั้วลงและจะสามารถทริกการทำงานด้วยกระแสบวกหรือลบก็ได้

การทำงานของไดรแอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.41 แสดงการทำงานของไดรแอดในแต่ลควอดแดรนต์

การทำงานของไดโอดพอลิอิมายเทียบกับเอสซีอาร์ได้ดังนี้ โดยปกติไดโอดจะต่างจาก เอสซีอาร์ตรงที่สามารถทริกได้ทั้งกรรณแสงและบวก และจออกจากนี้แล้วแรงดันระหว่าง A_1-A_2 จะให้สลับกันอย่างไรมันก็ยังคงทำงานได้ ดังนั้นจึงแบ่งการทำงานของไดโอดออกเป็น 4 ควอด แดรนท์ คือ ในควอดแดรนท์ที่ 1 เราให้แรงดันที่ขา A_2 เป็นบวกและกรรณแสงก็เป็นบวก ส่วนในควอดแดรนท์ที่ 2 ให้แรงดันที่ขา A_2 เป็นบวกและกรรณแสงเป็นลบหรือไหลออกจาก เกท ในควอดแดรนท์ที่ 3 จะใช้กรรณแสงเป็นลบเช่นเคยแต่จะแรงดัน A_1 เป็นลบแทน ส่วน ในควอดแดรนท์ที่ 4 จะให้กรรณแสงเป็นบวกและแรงดัน A_2 เป็นลบ ซึ่งถ้าเขียนในลักษณะ แกนของกรรณแสงเป็น X และแรงดัน A_2 เป็น แกน Y เราจะได้รูปการทำงานของไดโอด ในสี่ควอดแดรนท์ดังในรูปที่ 2.41

ในควอดแดรนท์ที่ 1 ตัวไดโอดจะให้การทำงานเหมือนกับเอสซีอาร์ทุกอย่างการทริกไดโอด เกิดขึ้นจากการป้อนกรรณแสงเข้าไปยังชั้นสารกึ่งตัวนำ P ทำให้เกิดการนำกรรณแสงระหว่าง รอยต่อ P-N ตรงส่วนของ T_1 เป็นผลทำให้กรรณแสงได้โดยตรงจากขา A_2 มายังที่ A_1 โดย พายเนื้อสาร PNPN ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าส่วนของเนื้อสาร N ที่อยู่ทางด้าน A_2 และเกตจะ ไม่มีส่วนเกี่ยวข้องต่อการทำงานใด ๆ ในควอดแดรนท์ ดังนั้นถ้าคิดว่าไม่มีเนื้อสาร N ที่กล่าวถึง นี้แล้วไดโอดก็คือเอสซีอาร์ดี ๆ นี่เอง

ในควอดแดรนท์ที่ 2 เรายังคงให้แรงดันที่ A_2 เป็นบวกอยู่เช่นเคยแต่ให้กรรณแสงมีค่า เป็นลบ การไหลของกรรณแสงจะไหลจากขา A_1 ผ่านเนื้อสาร P เข้าเนื้อสาร N กับมายัง ขาเกตซึ่งจะผ่านรอยต่อ PN หนึ่งรอยต่อ การผ่านรอยต่อนี้จะผ่านได้โดยง่ายเพราะเหมือนกับเป็น การไบแอสตรงให้กับหัวต่อนี้ การที่ทำการนำกรรณแสงไหลเนื่องจากกรรณแสงนี้จทริกให้ไดโอดทำงานโดยนำกรรณแสงเกิดการไหลของกรรณแสงจาก A_2 มายัง A_1 โดยผ่านเนื้อสาร PNPN ตามลำดับดังรูปบนซ้ายของรูปที่ 22.9 ซึ่งมีลักษณะการทำงานเหมือนเอสซีอาร์เช่นกัน

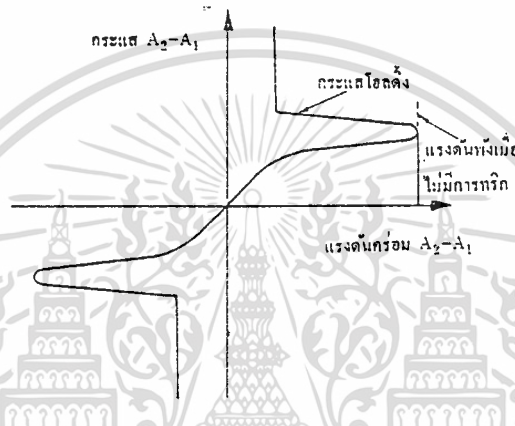
ในควอดแดรนท์ที่ 3 นี้ เป็นการนำกรรณแสงเป็นลบและแรงดันที่ขา A_2 เป็นลบเช่นกัน ส่วนของกรรณแสงจะไหลได้โดยผ่านหัวต่อ PN ซึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรง และจะทริกการทำงานของไดโอด ให้การนำกรรณแสงโดยกรรณแสงจะไหลจากขา A_1 ไปยัง A_2 โดยผ่านเนื้อสาร PNPN ตามลำดับเช่นกัน จะเห็นได้ว่าการนำกรรณแสงในควอดแดรนท์นี้ทำให้ไดโอดนำกรรณแสงได้

อีกทางซึ่งเป็นผลให้ไดโอดนำกรรณแสงได้ทั้งสองทาง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนในควอดแดรนต์ที่ 4 จะเป็นการทริกด้วยกรชนสเกทที่เป็นบวก คือกรชนสเกทจะไหลจากขาทิศเข้ายังเนื้อสาร P ผ่านหัวต่อ PN ซึ่งต่ออันลักษณะไบแอสตรงกันมาขั้วขา A_1 เมื่อทริกการทำงานของไดรแอคไดรแอคก็จะมีกรชนสโดยมีการไหลของกรชนสผ่านสารกึ่งตัวนำ PNPN เช่นเคยโดยมีทิศทางลุดกรการไหลของกรชนสดังรูปที่ 2.41 ทางมุมขวาด้านล่าง

ลักษณะสมบัติของไดรแอค



รูปที่ 2.42 ลักษณะสมบัติของไดรแอค

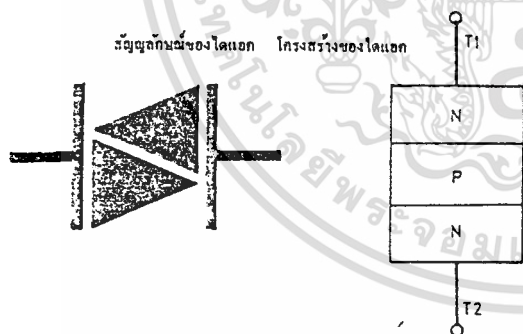
จากหลักการการทำงานที่ได้กล่าวถึงไปแล้วจะเห็นได้ว่าไดรแอคหน้ากรชนสระหว่าง A_2 และ A_1 ที่ให้ได้ทั้งบวกและลบกับแรงดันกรอมตัวมัน ในขณะที่ยังให้แรงดันกรอม A_2-A_1 มีค่าเป็นบวกเทียบกับ A_1 และถ้ายังไม่มีการทริกแล้ว จะมีค่าแรงดันระหว่าง A_2-A_1 ค่า ๆ หนึ่ง ที่ทำให้ทั้งหน้ากรชนสเองได้แรงดันนี้คือแรงดันพัง (breakover voltage) เช่นเดียวกับ SCR แต่ถ้านี้แรงดัน A_2-A_1 นี้มีค่าน้อยกว่าแรงดันพัง แล้วการทำงานทริกกรชนสเกทไม่ว่าจะเป็นกรชนสเกทที่มีค่าเป็นบวกหรือลบก็ตามไดรแอคหน้ากรชนสทั้งที่ กราฟความสัมพันธ์และข้อจำกัดต่าง ๆ จะเหมือนกับของ SCR ในทางองเดียวกันถ้านี้แรงดันที่ A_1 มีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับ A_2 ส่วนของกราฟคือแกน X ทางด้านลบถ้าเพิ่มแรงดันนี้มีค่ามากขึ้นจนถึงค่าแรงดันพังก็จะทำให้ไดรแอคหน้ากรชนสเองได้ และถ้าหากว่าไม่มีการจำกัดกรชนสในตัวไดรแอคแล้วไดรแอคก็จะเกิดการเสียหายได้ ครั้นถ้าแรงดัน A_2-A_1 นี้มีค่าน้อยกว่าแรงดันพังแล้วทำการทริกด้วยกรชนสซึ่งไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้อาจจะเป็นการแสวงหาหรือลบก็ได้จะหาทำให้ไดรแอคหน้ากรชนสทั้งที่ส่วนของกราฟลักษณะสมบัติจะแสดงได้ดังส่วนข้างล่างเพราะกรชนสจะไหลจาก A_1 ไปยัง A_2 นั้นเอง

ในขณะที่ไดรแอกมีการขนส่งและเราลดค่าการขนส่งลงจนถึงภาวะสุดท้ายที่ยังคงทำให้ไดรแอกมีการขนส่งได้ค่าการขนส่งสุดท้ายนี้เรียกว่าการขนส่งยลตั้ง (holding current) และกำหนดเดียวกันถ้าไดรแอกยังไม่มีการขนส่งมันจะมีกระแสรั่วไหล (leakage current) เกิดขึ้นค่าการขนส่งมีค่าน้อยมาก

เนื่องจากไดรแอกสามารถให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านได้ทั้งสองทาง และสำหรับกระแสไหลกลับ (เป็นคลื่นรูปซายน์) จะมีช่วงเวลาหนึ่งที่มีการขนส่งต่ำกว่าการขนส่งยลตั้ง ดังนั้นจึงทำให้ไดรแอกหยุดการขนส่งและจะรอการทริกใหม่อีกครั้งและถ้าหากเกิดการทริกในขณะครึ่งลบของสัญญาณไหลกลับมันก็จะมีการขนส่งได้อีก เช่นเคยและมันจะหยุดหน้าเมื่อค่าการขนส่งลดลงต่ำกว่าการขนส่งยลตั้ง

ไดรแอก

ไดรแอกเป็นอุปกรณ์ที่มีสองขั้วแต่ประกอบด้วยชิ้นของสารกึ่งตัวนำสามชิ้น จุดมุ่งหมายของการสร้างตัวไดรแอกขึ้นเพื่อใช้เป็นตัวทริกให้กับไดรแอก หรือเป็นตัวป้องกันไม่ให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวไดรแอกที่เกวลมีค่าสูงจนถึงกั้นการเสียหาย

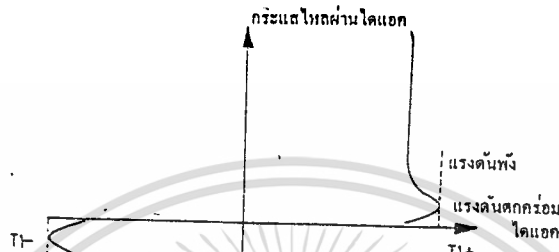


รูปที่ 2.43 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของไดรแอก

ลักษณะโครงสร้างของไดรแอกแสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.43

ลักษณะการทำงานของไดรแอกแตกต่างจากอุปกรณ์อย่างอื่นคือ ภายในช่วงแรงดันทั้งเป็นส่วนของการทำงาน เมื่อป้อนแรงดันบวกเข้าที่ขั้ว T_1 และลบเข้าที่ขั้ว T_2 รอยต่อ N และ P ตรงบริเวณขั้ว T_1 จะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ดังนั้นจึงไม่มีกระแสไหลผ่านจาก T_1 ไปยัง T_2 ได้ แต่ครั้นเพิ่มแรงดันระหว่าง T_1 และ T_2 ขึ้นไปอีกจนถึงค่าแรงดันค่าหนึ่งจะทำให้กระแสไหลทะลุข้ามรอยต่อ N-P มาได้ ส่วนรอยต่อ P-N ตรง T_2 นั้นอยู่ในสภาวะไบแอสตรงอยู่แล้ว ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเหนือและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเหนือและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้ แอสตรอยู่แล้ว กระแสที่ไหลผ่านไดรแอกนี้เสมือนกับกระแสที่เกิดจากการพังในตัวไดรโอดนั่นเอง ถ้าหากว่าไม่มีการจำกัดการขนส่งแล้วไดรแอกก็จะพังได้ ในกำหนดเดียวกันถ้าให้แรงดันบวกเข้าที่ขั้ว T_2

และแรงดันลบเข้าที่ขั้ว T_1 ลักษณะการทำงานของไดโอดก็เช่นเดียวกันที่กล่าวมาแล้ว ถ้าหากว่าเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดและกระแสที่ไหลผ่านไดโอดจะเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.44



รูปที่ 2.44 กราฟลักษณะสมบัติของไดโอด

รูปที่ 2.44 จะเห็นได้ว่าเมื่อไดโอดนำกระแสแรงดันตกคร่อมตัวไดโอดจะลดค่าลงอีกเล็กน้อยโดยปกติจะลดลงจากค่าแรงดันทั้งประมาณ 5 โวลต์

จากลักษณะสมบัติของไดโอดจึงเห็นว่าไดโอดเหมาะที่จะนำมาใช้เป็นตัวป้องกันกระแสทริกรีนกับอุปกรณ์ไดรแอด เพราะจะให้กระแสได้ทั้งสองด้านและให้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันเองสูงพอควร

เอสซีอาร์และไดรแอด เป็นอุปกรณ์ที่จัดอยู่ในจำพวกกลุ่มทรานซิสเตอร์โดยลักษณะพิเศษอย่างหนึ่งของทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ให้กระแสได้สูงดังนั้น เอสซีอาร์ และไดรแอดจึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานทางด้านอุตสาหกรรมได้เป็นอย่างดี

ตัวเอสซีอาร์ ประกอบด้วยชิ้นสารกึ่งตัวนำสี่ชิ้นที่มีรอยต่อสามรอยต่อ การทำงานของเอสซีอาร์จะเหมือนกับตัวไดโอดที่ควบคุมการทำงานได้ นั่นคือในภาวะที่ยังไม่มีการทริกที่กระแสเกตเอสซีอาร์จะไม่มีการไหลใด ๆ ทั้งสิ้นแต่ถ้าหากว่าเราทำการทริกหรือป้อนกระแสเกตเพียงเล็กน้อยเพื่อให้เกิดกระแสไหล เอสซีอาร์จะเสมือนเป็นไดโอดหนึ่งตัวที่นำกระแสได้ทางเดียว การหยุดนำกระแสของเอสซีอาร์จะหยุดนำได้ก็ต่อเมื่อลดขนาดกระแสลงเหลือเท่ากับกระแสไหลตั้งหรือเปลี่ยนทิศ

ทางของแรงดันไบแอส

ไตรแอดเป็นอุปกรณ์ที่แตกต่างจากเอสซีอาร์คือ นำกรชนเสที่ได้ทั้งสองทิศทางการทริกให้ไตรแอดนำกรชนเสก็สามารถทำได้ทั้งกรชนเสเกทที่มีค่าบวกหรือค่าลบ

สำหรับไตรแอดนั้นมีใช้ทริสเตอร์แต่เป็นอุปกรณ์ทริกเกอร์ประเภทหนึ่ง ที่ใช้สำหรับทริกไตรแอดการทริกกรชนเสให้ไตรแอดจะเกิดขึ้นได้ต้องมีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันเท่ากับ แรงดันหึ่ง.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การออกแบบและการทำงานของวงจร

การออกแบบวงจร

เครื่องปรับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติ เป็นระบบการทำงานที่ทุกอย่างจะถูกควบคุมด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์ อย่างไรก็ตามการทำงานของวงจรเครื่องปรับแรงดันไฟฟ้าอัตโนมัติที่สร้างขึ้นนี้จะอาศัยโครงสร้างหลักคือ สเต็ปทรานส์ฟอร์มเมอร์โดยทางด้านปฐมภูมิของทรานส์ฟอร์มเมอร์จะมีจุดแท็บเพื่อให้ได้ค่าไฟฟ้าทางออกกลับคืนสู่สภาพที่กำหนดได้ในการทำงานจริง

โดยระดับศักดาไฟฟ้าทางเข้าซึ่งรับมาจาก ไลน์ เอซี (S.C. line) จะถูกลดขนาดศักดาไฟฟ้าลงให้อยู่ในช่วงการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ภายในจากนั้นจะถูกแยกออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนหนึ่งจะผ่านการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง (Rectifier) แล้วป้อนเข้าสู่ส่วนแบ่งระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อให้งานของวงจรสามารถทำได้โดยอาศัยการเปรียบเทียบสัญญาณ ซึ่งแปรผันตรงกับระดับศักดาไฟฟ้าที่จ่ายเข้ามาที่ระดับศักดาไฟฟ้าอ้างอิงซึ่งสร้างขึ้นภายในวงจร สำหรับศักดาไฟฟ้าอ้างอิงนี้จะมีระดับศักดาไฟฟ้าคงที่ (เมื่อศักดาไฟฟ้าที่จ่ายเข้ามาเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 180 ถึง 230 โวลท์) วงจรแบ่งระดับศักดาไฟฟ้านี้ จะมีสัญญาณทางออกอยู่ในรูปลอจิกซึ่งจะไปควบคุมวงจรสวิทช์ให้เลือกเปิดหรือปิด เพื่อตัดต่อจุดแท็บของสเต็ปทรานส์ฟอร์มเมอร์ให้สัมพันธ์กับระดับศักดาไฟฟ้าที่จ่ายเข้ามา

อีกส่วนหนึ่งเมื่อผ่านส่วนลดระดับศักดาไฟฟ้าแล้ว จะป้อนเข้าสู่วงจรหน่วงเวลา (Delay time) เพื่อนำไปควบคุมจังหวะการตัดต่อของวงจรสวิทช์ให้จังหวะที่วงจรสวิทช์ทำการตัดต่อทุกครั้งอยู่ที่จุดของเฟสของศักดาไฟฟ้าที่เป็นศูนย์เสมอ เพื่อลดค่ากระแสกระชากอันเกิดขึ้นได้ในวงจร

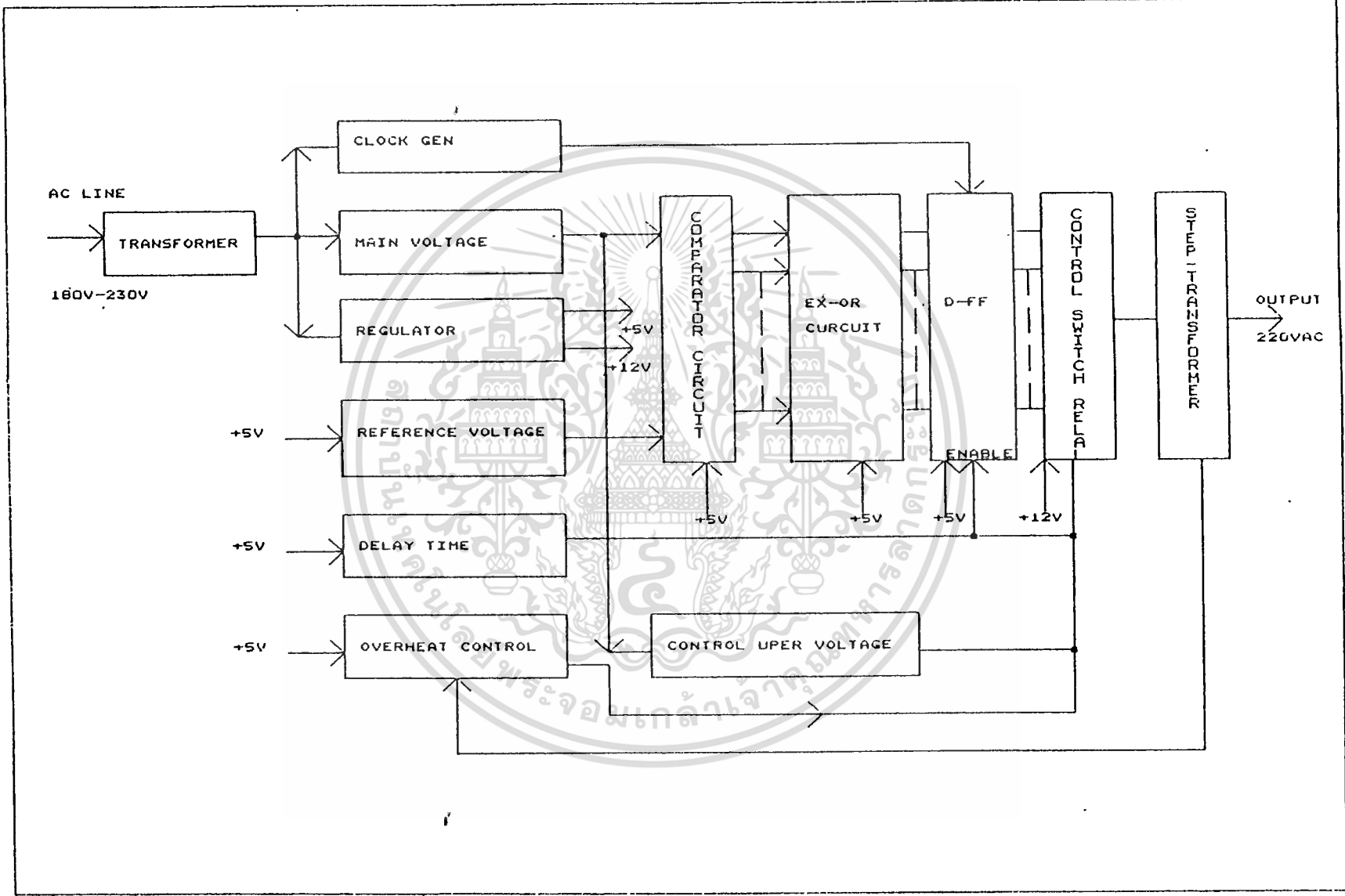
การทำงานของวงจร ซึ่งเราสามารถออกแบบในส่วนของวงจรได้ดังนี้

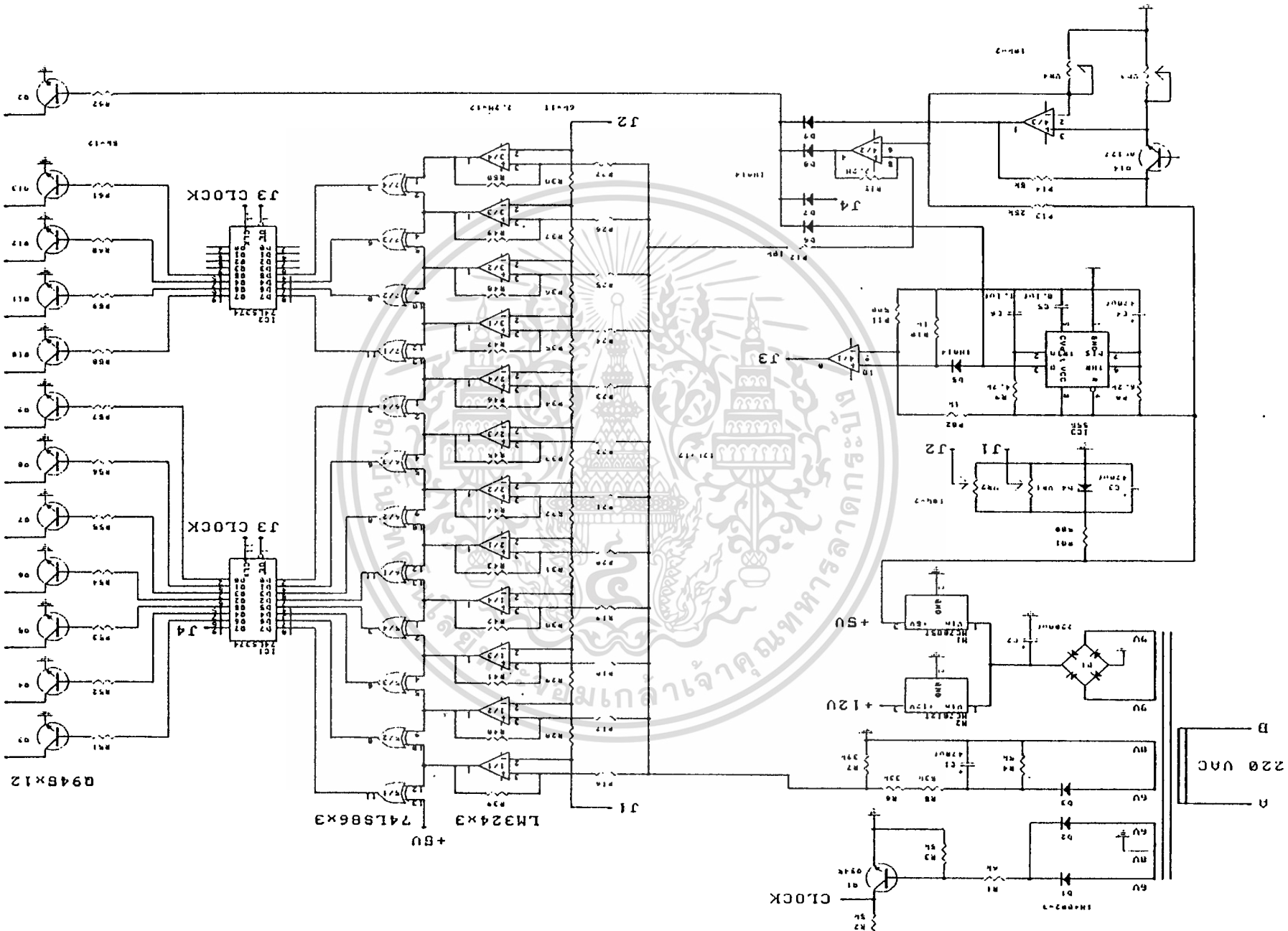
1. ส่วนลดระดับศักดาไฟฟ้า
2. ส่วนเปลี่ยนศักดาไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง
3. วงจรกำเนิด CLOCK
4. วงจรศักดาเปรียบเทียบ
5. ส่วนแบ่งระดับวงจอ้างอิง
6. วงจรสวิทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

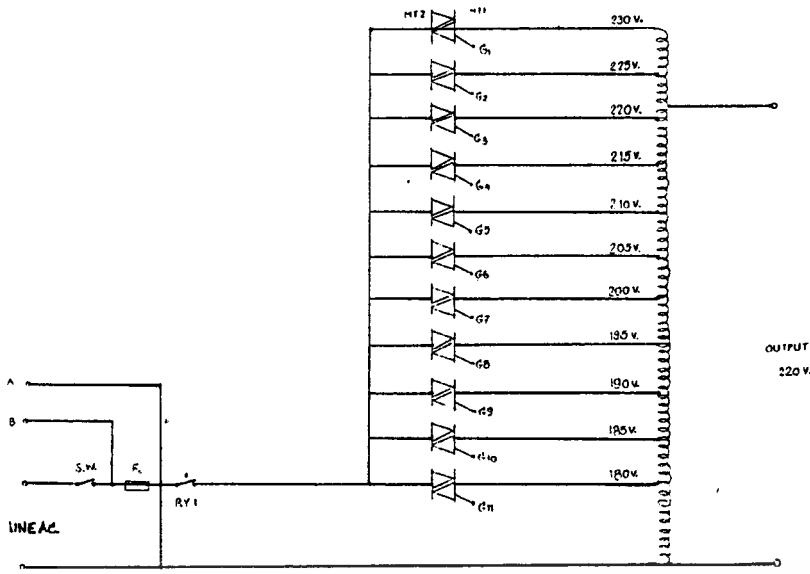
ไม่ว่าการ 5. ส่วนแบ่งระดับวงจอ้างอิงหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3 แสดงขั้นตอนไดอะแกรม

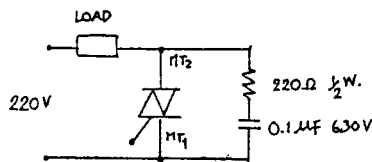
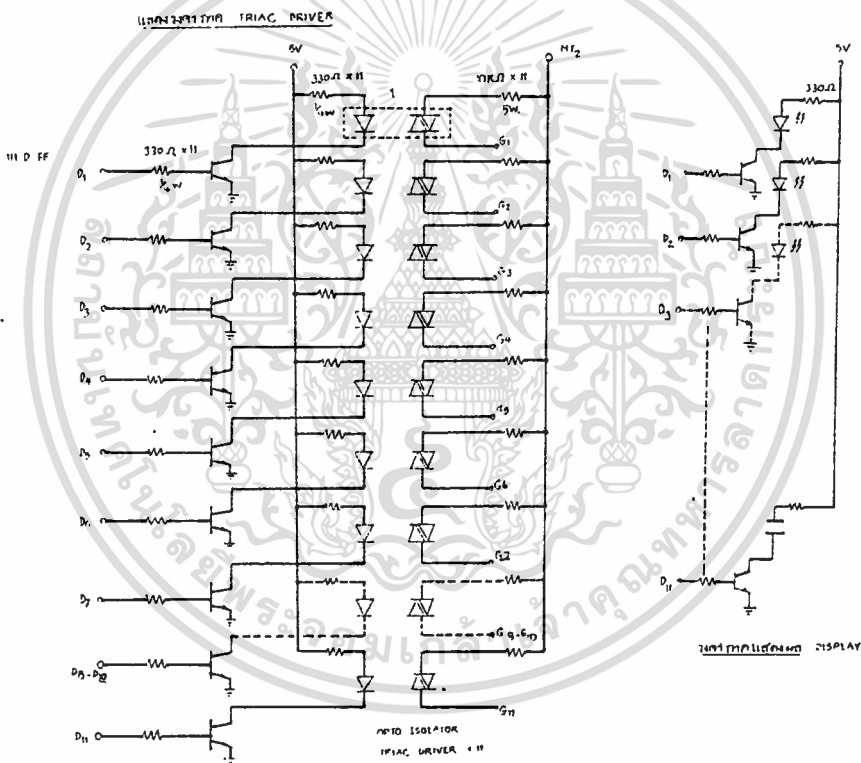




รูปที่ 3.11 แสดงวงจรการแปลงสัญญาณ



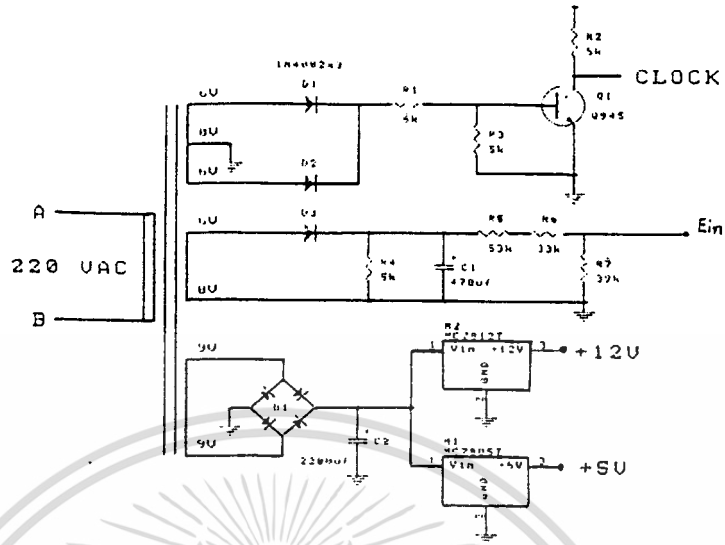
แสดงวงจร POWER



แสดงวงจร R-C SNUBBER

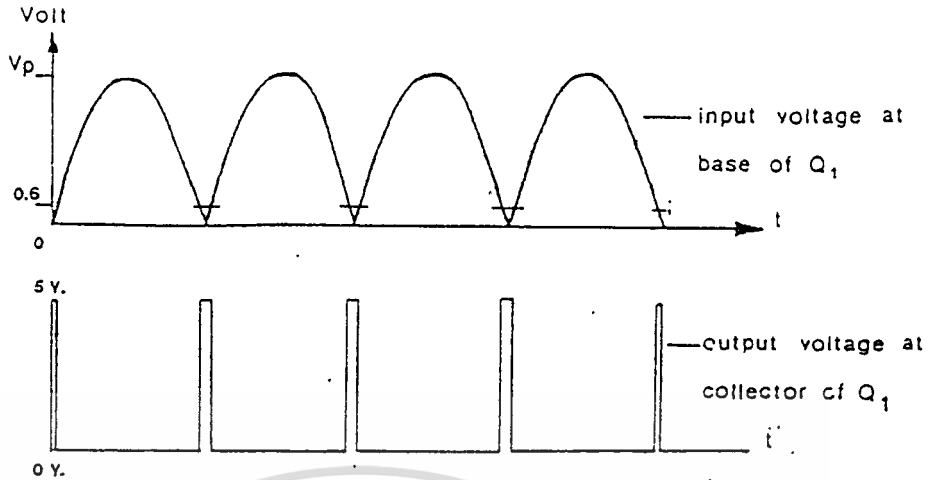
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.1 ข แสดงวงจร power



รูปที่ 3.2 วงจรลดระดับศักดาไฟฟ้า และวงจรกำเนิด clock

1. วงจรระดับศักดาไฟฟ้า โดยทำหน้าที่ลดศักดาไฟฟ้า 220 โวลต์ ลงเหลือตามแสดงในรูปที่3.2 เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงให้กับวงจรต่างๆ จะเห็นว่าวงจรนี้ประกอบด้วยทรานส์ฟอเมอร์ T₁ ,T₂ และ T₃
2. วงจรเปลี่ยนศักดาไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง ใช้ไดโอดทำหน้าที่เปลี่ยนศักดาไฟฟ้า ACเป็น DC หรือเรียกววงจรเรกติไฟเออร์ มีทั้งแบบ ฮาล์ฟเวฟ พูลเวฟและบริดจ์ โดยจะนำไปใช้เป็นภาคจ่ายไฟฟ้าสำหรับอินพุทของวงจรดังต่อไปนี้
 - วงจรหม่วงเวลา ดังรูป3.2a
 - วงจรศักดาเปรียบเทียบ ดังรูป3.2b
 - วงจรสำหรับจ่ายไฟเลี้ยงวงจรขนาดแรงดันคงที่ +5 และ +12 ดังรูป 1c
3. วงจรกำเนิด CLOCK ดังรูปที่3.2a โดยรับสัญญาณเอาต์พุทของวงจรพูลเวฟเรกติไฟเออร์มาเป็นสัญญาณอินพุทของวงจร โดยป้อนสัญญาณเข้าขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q₁ และสัญญาณออกของวงจรอยู่ที่ขา C ของ Q₁ การทำงานของวงจรเมื่อศักดาไฟฟ้าที่ขาเอาต์พุทของไดโอด 0 โวลต์ จึงทำให้ศักดาไฟฟ้าที่ขา C ของ Q₁ มีค่าประมาณ 5 โวลต์ เนื่องจากทรานซิสเตอร์ไม่ทำงานเมื่อสัญญาณอินพุทค่อยๆ เพิ่มขึ้นจนมีระดับศักดาตั้งแต่ 0.6 โวลต์ขึ้นไปมาปรากฏที่ขาเบสก็จะทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสทำให้เกิดศักดาตกคร่อมความต้านทาน 5 กิโลโห์ม ที่ต่ออยู่กับขาคอลเลคเตอร์น้อยมากประมาณ 0 โวลต์ จึงได้สัญญาณออกเป็นพัลส์เวฟดังรูปที่3.3



รูปที่ 3.3 แสดงเวฟฟอร์มของวงจรกำเนิด CLOCK

ประโยชน์ที่ได้จากวงจรนี้ คือสัญญาณเอ๊าท์พุทของวงจรจะนำไปควบคุมการเปิดหรือปิดสวิตช์ ของวงจรสวิตช์ เพื่อนำพลังงานที่วงจรสวิตช์ทำงานทุกครั้งจะอยู่ที่จุดของเฟสเป็นศูนย์เสมอ เป็นการลดกระแสกระชากที่จะเกิดขึ้นในวงจร

4. อินพุทของวงจรสัปดาห์เปรียบเทียบ วงจรนี้มีไดโอดทำหน้าที่เป็นฮัลฟเวฟเรกติไฟเออร์ ซึ่งรับสัญญาณอินพุทมาจากทรานส์ฟอร์มเมอร์ T₂ เพื่อลดขนาดสัปดาห์ไฟฟ้ายกจาก 220 โวลต์ลงเหลือ 6 โวลต์โดยมี R 5 กิโลโห์ม ต่ออนุกรมและมี C 470 μF ต่อขนานกับ R ทำหน้าที่กรองกระแสที่ผ่านไดโอดให้เรียบขึ้นสำหรับ R 5 กิโลโห์ม และ C 470 μF นี้สามารถหาค่าได้ดังนี้

$$C_{min} = 1/2 \sqrt{2 \times K_r \times R_L \times \text{fripple}}$$

กำหนดให้

$$K_r = 0.3\%$$

$$I_L = 1.8 \text{ mA}$$

$$V_L = 6/0.707 = 9 \text{ V}$$

$$R_L = V_L / I_L = 9 / 1.8 \times 10^{-3} = 5000 \text{ โอห์ม}$$

เลือกให้

$$R_L = 5 \text{ กิโลโห์ม}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีก $C_{min} = 1/2 \sqrt{2 \times 0.003 \times 5 \times 10^3 \times 50}$ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 $= 471 \times 10^{-6} \text{ F}$

เลือกใช้ $C = 470 \mu F$

สาเหตุที่มี $R = 33$ กิโลโอม 2 ตัวแลษ 39 กิโลโอม ต่ออนุกรมหลัง วงจรกรองกระแสก็เพื่อต้องการให้ศักดาไฟฟ้าคร่อมที่ $R = 39$ กิโลโอม ประมาณไม่เกิน 5 โวลต์

กำหนดให้ศักดาไฟฟ้าคร่อม $R = 39$ กิโลโอม เท่ากับ 4 โวลต์ ศักดาอินพุท 10 โวลต์ กระแส $100 \mu A$

$$R_5 + R_6 = \frac{(10-4)}{100 \times 10^{-5}}$$

$$= 50 \text{ กิโลโอม}$$

เลือกใช้ $R = 33$ กิโลโอม สองตัวต่ออนุกรมกัน

$$R_L = \frac{4}{100 \times 10^{-6}}$$

$$= 40 \text{ กิโลโอม}$$

เลือกใช้ $R = 39$ กิโลโอม

การทำงานของวงจร

จากรูปที่ 3.1ก และ 3.1ข แสดงวงจรสมบูร์นของเครื่องรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าให้คงที่ซึ่งมีการทำงานดังนี้ เมื่อ ON-SW จ่ายไฟเลี้ยงวงจรตามส่วนต่างๆ ช่วงแรกจะไม่มีไฟฟ้ากระแสสลับ 220V. ออกเข้าที่ทุก เพื่อต้องการให้วงจรเปรียบเทียบกับศักดาและวงจรแบ่งระดับศักดา เซ็ทตัวเองให้ทำงานถูกต้อง ประมาณ 3 วินาที ซึ่งระยะเวลาที่ ถูกกำหนดโดยวงจรโรโมนสเตเบิล ใช้ IC 555 เป็นหัวใจหลักในการทำงาน โดยมี R 6.2 K และ C 470 μ F เป็นตัวกำหนดระยะเวลาช่วงแรก OUTPUT ที่ขา 3 ของ IC 555 มีศักดาไฟฟ้าประมาณ $2/3$ V. ของ 5 V. ต่อกับขาบวกของออปแอมป์ และขาลบมีแรงดัน $1/3$ ของ 5 V. ทำให้เข้าที่ทุกของออปแอมป์มีค่าประมาณ 3.8 V. ปรากฎที่ขา 1 IC 74LS374 ซึ่งเป็นขาอินพุตเป็นลบ ทำให้เข้าที่ทุกของ IC มีอิมพีแดนซ์สูง

เข้าที่ทุกของ IC 555 อีกส่วนหนึ่งจะไปขับเบสของ Q2 และไปขับ RY 1 ทำให้คอนแทคของ RY1 เปลี่ยนจาก N.C ไป N.O. เพื่อตัดศักดาไฟฟ้าทางเข้าจาก AC line ออกจากทรานส์ฟอร์มเมอร์ T4 ทำให้ศักดาไฟฟ้าขาออกทางขดทุติยภูมิเป็น 0 V. เมื่อเวลาผ่านไป 3 วินาที เข้าที่ทุกของ IC 555 มีค่า 0 V. ทำให้ขาอินพุตของ IC 74LS374 แอคทีฟ และคอนแทคของรีเลย์กลับไปสู่ N.C. เหมือนเดิมจึงมีศักดาไฟฟ้าปรากฏที่เข้าที่ทุกของ T4

เมื่อศักดาอินพุตที่เข้ามาต่ำกว่า 180 V. ทำให้ศักดาที่ Ein ลดลงด้วย ทงให้ขาบวกของออปแอมป์ 1/1 มีค่าต่ำกว่าขาลบ ซึ่งเท่ากับ 2.1 V. ดังนั้นเข้าที่ทุกของออปแอมป์ทุกตัวมีค่า 0 V. ส่งผลให้เข้าที่ทุกของ EX-OR 5/1 มีลอจิก "1" เพียงตัวเดียว ผ่าน D-FF ขับ RY 1 ให้อยู่ในตำแหน่ง N.O. เพื่อตัดไฟ AC ออกจากขดปฐมภูมิของ T4 ทำให้เข้าที่ทุกเป็น 0 V.

เมื่อศักดาอินพุตที่เข้ามาเพิ่มขึ้นเป็น 180 V. ทำให้ศักดาที่ Ein เพิ่มขึ้นด้วย ทำให้ขาบวกของออปแอมป์ 1/1 มีค่าสูงกว่าขาลบ 2.1 V. ดังนั้นเข้าที่ทุกของออปแอมป์ 1/1 มีค่า 3.8 V. ส่งผลให้เข้าที่ทุกของ EX-OR 5/2 มีลอจิก "1" เพียงตัวเดียวผ่าน D-FF ขับ Q3 ทำให้ OPTO ISOLATOR 1 ทำงาน ซึ่งภายในเป็นไดโอดขับไบรแอดคาให้ทำงานต่อสเต็มทรานส์ฟอร์มเมอร์ ที่สเต็ม 180 V. เข้าที่ทุก

ที่ขดทุติยภูมิจะได้ศักดาไฟฟ้า 220 V. และ RY 1 จะอยู่ในตำแหน่ง N.C ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

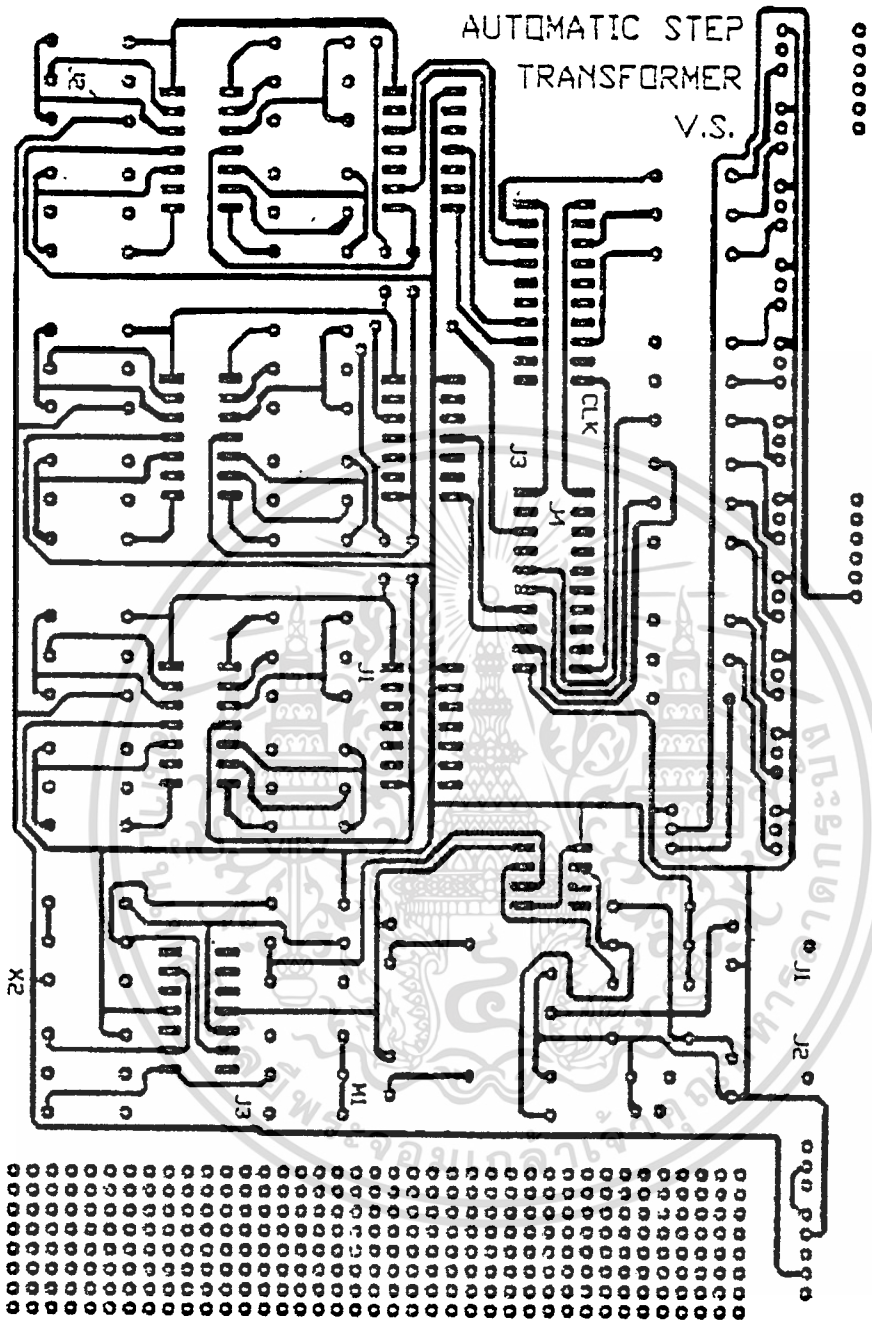
เมื่อศักดาอินพุทที่เข้ามาเพิ่มขึ้นเป็น 185 V. ทำให้ศักดาที่ Ein เพิ่มขึ้นด้วย ทำให้ขบวนการของออปแอมป์ 1/2 มีค่าสูงกว่าขาลบ ดังนั้นเข้าที่พุทของออปแอมป์ 1/2 มีค่า 3.8 V. ส่งผลให้เข้าที่พุทของ EX-OR 5/3 มีลอจิก "1" เพียงตัวเดียวผ่าน D-FF ชับ Q4 ทำให้ OPTO ISOLATOR 2 ทำงาน ชับไดรแควให้ทำงาน ต่อสแต็ปทรานส์ฟอร์มเมอร์ ที่สแต็ป 185 V. เข้าที่พุทที่ขตฤณภูมิจะได้อัดดาไฟฟ้า 220 V. และ RY 1 จะอยู่ในตำแหน่ง N.C

เมื่อศักดาอินพุทที่เข้ามาเพิ่มขึ้นเป็น 190 V. ทำให้ศักดาที่ Ein เพิ่มขึ้นด้วย ทำให้ขบวนการของออปแอมป์ 1/3 มีค่าสูงกว่าขาลบ ดังนั้นเข้าที่พุทของออปแอมป์ 1/3 มีค่า 3.8 V. ซึ่งมีลักษณะการทำงานเหมือนกัน

ส่วนออปแอมป์ 4/2 จะทำงานเมื่อ ศักดาอินพุทที่จ่ายเข้ามามีค่ามากกว่า 230V. ทำให้สัญญาณที่ขบวนการของออปแอมป์มากกว่าขาลบ ทำให้ RY 1 ตัดไฟจาก AC LINE

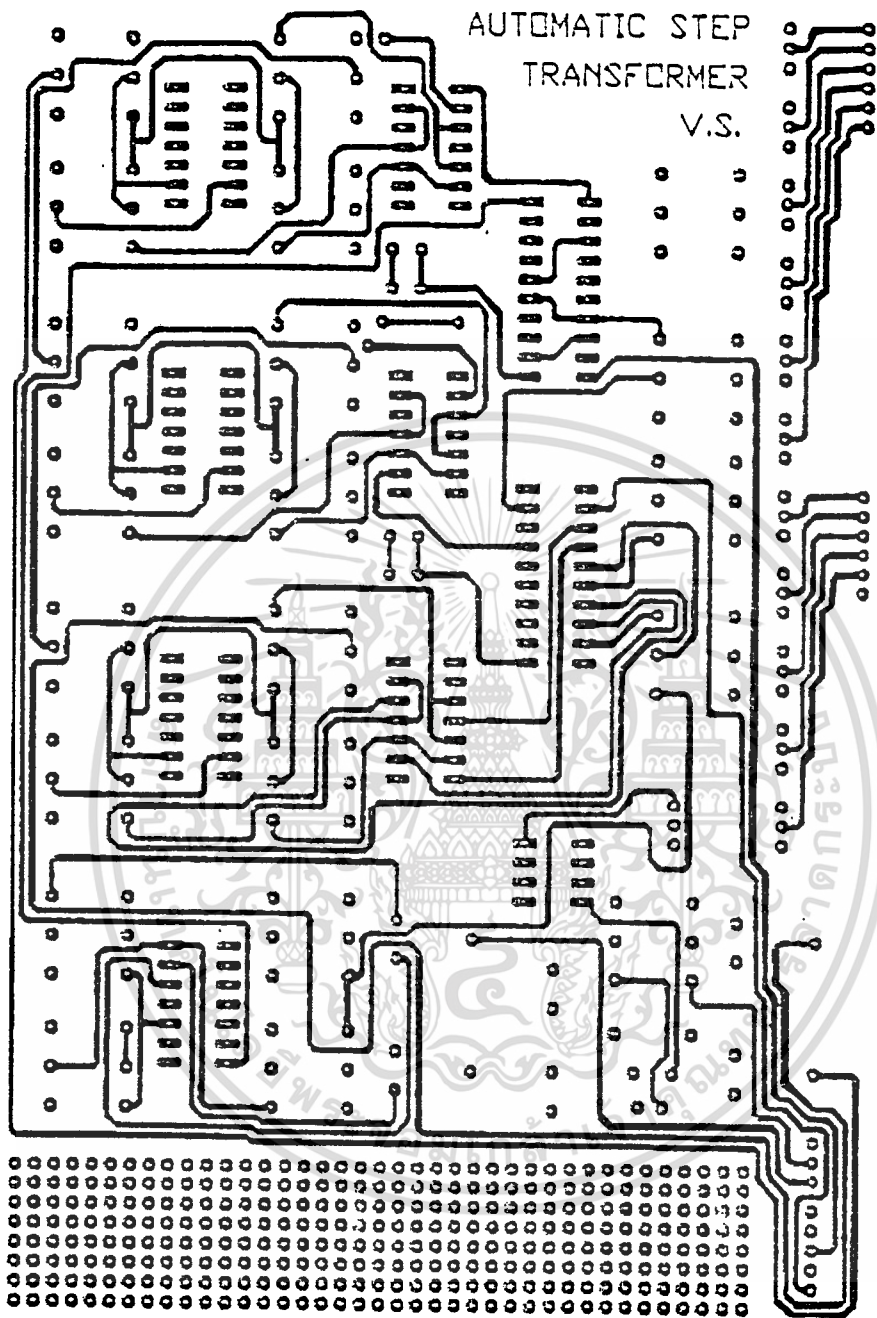
ออปแอมป์ 4/3 จะทำหน้าที่จำกัดฤณภูมิ โดยทรานซิสเตอร์จะติดไว้กับแผ่นระบายความร้อน เมื่อมีกระแสไหลผ่านไดรแควมาก ฤณภูมิจะเพิ่มสูงขึ้น ทำให้ความต้านทานตรงรอยต่อระหว่างคอลเล็กเตอร์กับอีมิเตอร์ลดลง ดังนั้นเข้าที่พุทของออปแอมป์ 4/3 มีค่า 3.8 V. ชับ RY 1 ให้อยู่ในตำแหน่ง N.O. เพื่อตัดไฟ AC ออกจากขตปรภูมิของ T4 ทำให้เข้าที่พุทเป็น 0 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



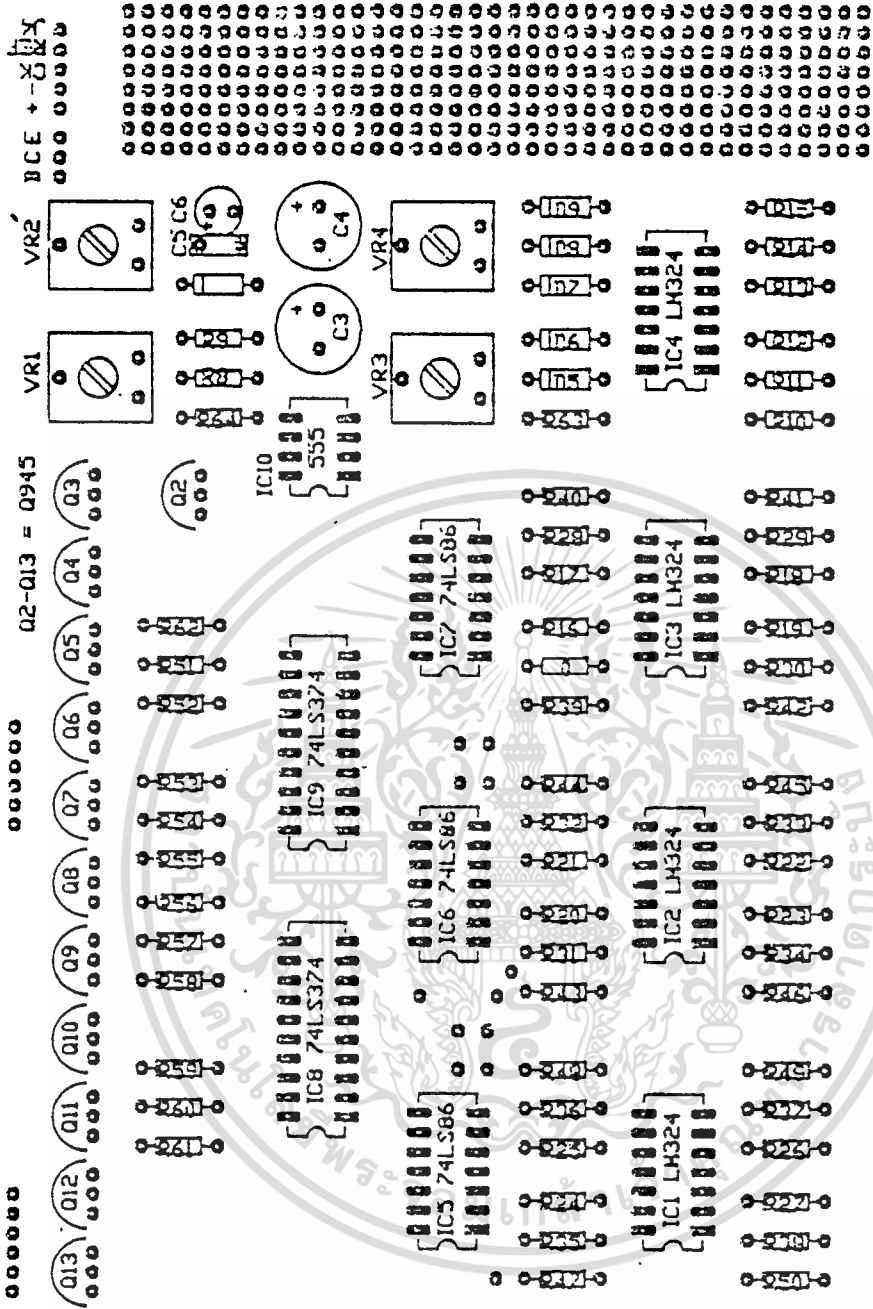
รูปที่ 3.4 แสดงแผ่นลายปริ้นด้านบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

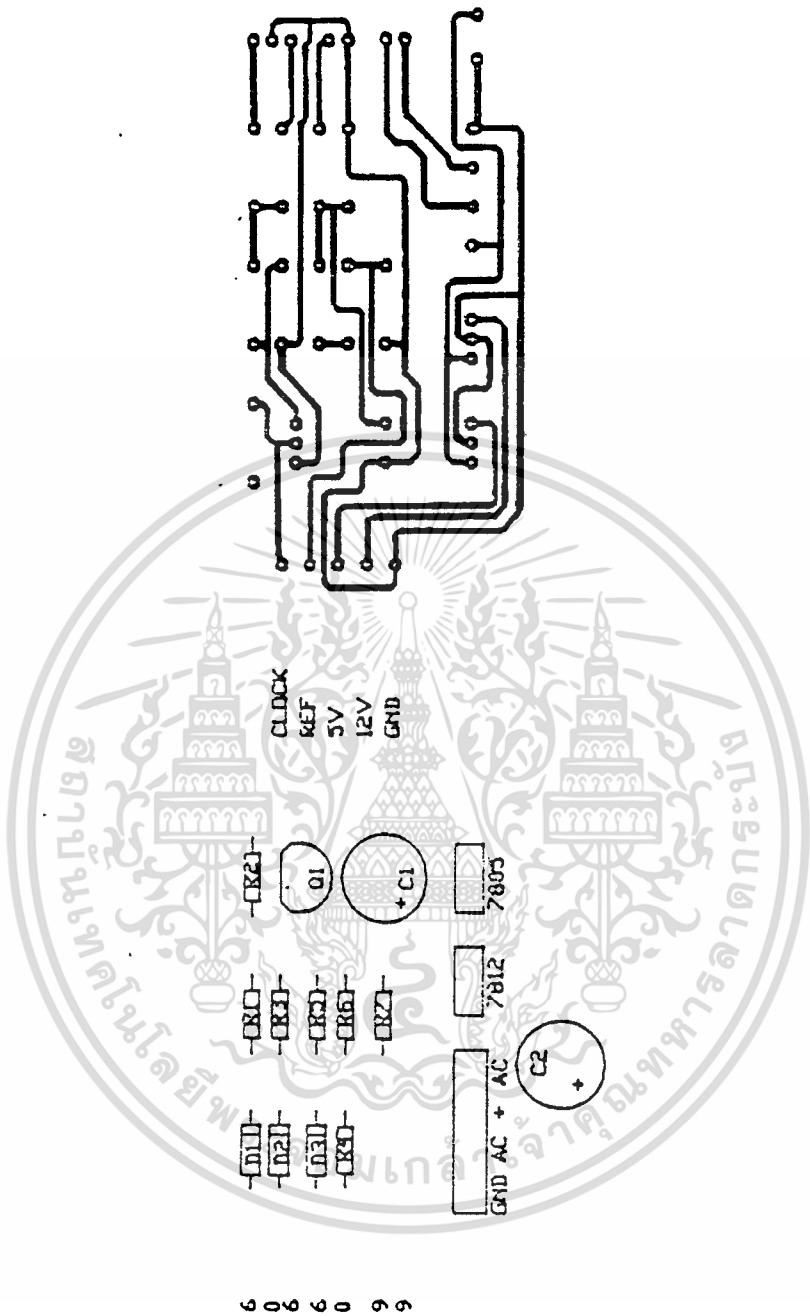


รูปที่ 3.5 แสดงแผ่นลายปริ้นด้านล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน **รูปที่ 3.6 แสดงตำแหน่งการวางอุปกรณ์บนแผ่นปริ้น** หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



6 0 6 6 0 9 9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.7 แสดงแผ่นลายปรินท์และตำแหน่งการวางอุปกรณ์ภาคจ่ายไฟ

ผลของโครงการ

การปรับแต่ง

เมื่อประกอบวงจรและต่อสายต่างๆ ทำการทดลองว่าวงจรทำงานถูกต้องหรือไม่ โดยตอนแรกไม่ต้องต่อทรานส์ฟอร์มเมอร์ T4 ซึ่งลำดับขั้นตอนการทดลอง ดังนี้

- จ่ายแหล่งจ่ายไฟเอซีปรับค่าได้ตั้งแต่ 0-240 โวลต์ ต่อเข้ากับอินพุต A,B และปรับให้ศักดาไฟฟ้าเท่ากับ 220 โวลต์ก่อน จากนั้นใช้โวลต์มิเตอร์ VR1, VR2 ให้ได้ VOL ประมาณ 2 V. และ VOH ประมาณ 3 V.
- ปรับแหล่งจ่ายไฟเอซีให้เหลือประมาณ 175 V. ปรับ VOL ให้เอาต์พุตของ ออปแอมป์ทุกตัวเท่ากับ 0 V. ทาให้ EX-OR ที่ 1 และ IC 74LS374 มีศักดา ประมาณ 5V.
- ปรับแหล่งจ่ายไฟเอซีให้เพิ่มขึ้นเป็น 180 V. วัดเอาต์พุตของ ออปแอมป์ 1/1 มีค่า 3.8 V. ส่วนเอาต์พุตของออปแอมป์ที่เหลือมีศักดาประมาณ 0 V. ทาให้ เอาต์พุตของ 74LS374 ขา 16 ออกประมาณ 5 V.
- ปรับแหล่งจ่ายไฟเอซีให้เพิ่มขึ้นเป็น 185 V. วัดเอาต์พุตของออปแอมป์ 1/2 มีค่า 3.8 V. ส่วนเอาต์พุตของออปแอมป์ที่เหลือมีศักดาประมาณ 0 V. ทาให้ เอาต์พุตของ 74LS374 ขา 12 ออกประมาณ 5 V.
- ปรับแหล่งจ่ายไฟเอซีให้เพิ่มขึ้นสลับละ 5 V. จนถึง 230 V. ปรับ VOH ให้ D-FF ของ 74LS374 ตัวสุดท้ายมี LOGIC "1"
- เมื่อเห็นว่าวงจรส่วนต่างๆ ทำงานถูกต้องแล้ว ให้ต่อทรานส์ฟอร์มเมอร์ T4 เข้าไปในวงจร

การทดสอบ

- ปรับศักดาไฟฟ้าทางเข้าตั้งแต่ 175-235 V. เพิ่มสลับละ 5 V. บันทึกผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ปรับศักดาไฟฟ้าทางเข้าตั้งแต่ 235-175 V. ลดสลับละ 5 V. บันทึกผล โดยชนด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.1 แสดงศักดาไฟฟ้าทางออกเมื่อศักดาไฟฟ้าทางเข้าเพิ่มขึ้น
ขณะ NO LOAD

ศักดาไฟฟ้าทางเข้า(INPUT V.)	ศักดาไฟฟ้าทางออก(OUTPUT V.)
175	0
180	223
185	225
190	227
195	230
200	235
205	230
210	225
215	223
220	220
225	222
230	221
235	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.2 แสดงศักดาไฟฟ้าทางออกเมื่อศักดาไฟฟ้าทางเข้าลดลง
ขณะ NO LOAD

ศักดาไฟฟ้าทางเข้า(INPUT V.)	ศักดาไฟฟ้าทางออก(OUTPUT V.)
235	0
230	223
225	225
220	222
215	220
210	220
205	219
200	218
195	222
190	220
185	222
180	221
175	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.3 แสดงศักดาไฟฟ้าทางออกเมื่อศักดาไฟฟ้าทางเข้าเพิ่มขึ้น
ขณะ ON LOAD

LOAD R (HEATER 1000 W.)

กรณีสงนขทดลองปรนษน 4.4 แอมป์แปร์

ศักดาไฟฟ้าทางเข้า(INPUT V.)	ศักดาไฟฟ้าทางออก(OUTPUT V.)
175	0
180	215
185	217
190	215
195	216
200	217
205	219
210	220
215	218
220	215
225	217
230	219
235	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.4 แสดงศักดาไฟฟ้าทางออกเมื่อศักดาไฟฟ้าทางเข้าลดลง
ขณะ ON LOAD

LOAD R (HEATER 1000 W.)

กรชนسخทดลองประมาณ 4.4 แอมป์แปร์

ศักดาไฟฟ้าทางเข้า (INPUT V.)	ศักดาไฟฟ้าทางออก (OUTPUT V.)
235	0
230	218
225	217
220	219
215	218
210	216
205	215
200	218
195	214
190	215
185	213
180	215
175	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.5 แสดงศักดาไฟฟ้าทางออกเมื่อศักดาไฟฟ้าทางเข้าเพิ่มขึ้น
ขณะ ON LOAD

LOAD L (MOTOR SINGLE PHASE.1/4HP.)

กระแสขงมหตลลงประมาณ 3.5 แอมป์แปร์

ศักดาไฟฟ้าทางเข้า(INPUT V.)	ศักดาไฟฟ้าทางออก(OUTPUT V.)
175	0
180	223
185	224
190	222
195	225
200	225
205	223
210	224
215	226
220	225
225	222
230	223
235	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 4.6 แสดงศักดาไฟฟ้าทางออกเมื่อศักดาไฟฟ้าทางเข้าลดลง
ขณะ ON LOAD

LOAD L (MOTOR SINGLE PHASE 1/4HP.)

กรรณเสขณหตลลงปรขมท 3.5 แอมป์แปร์

ศักดาไฟฟ้าทางเข้า(INPUT V.)	ศักดาไฟฟ้าทางออก(OUTPUT V.)
235	0
230	225
225	223
220	224
215	226
210	222
205	224
200	223
195	222
190	224
185	223
180	222
175	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการใช้งาน

- ป้อนแหล่งจ่ายไฟกรรขเสสลับ และเปิดสวิชบนหน้าปัดของเครื่อง
- เครื่องจะทำการเซตตัวเอง เพื่อให้การทำงานถูกต้อง ใช้เวลาประมาณ 3 วินาที
- ต่อโหลดเข้ากับตัวเครื่อง
- โหลดที่ใช้งานจะได้รับแรงดันเข้าที่ทุกประมาณ 220 โวลท์
- สามารถต่อโหลดใช้งานได้ 2.5 KV (MAXIMUM) แต่ไม่ควรใช้ถึงค่าสูงสุด ถ้าต้องการใช้โหลดมากขึ้น ให้เปลี่ยนทรานส์ฟอร์มเมอร์ และไดรแอด ให้ทนกระแสสูงขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป

สรุป

- รูปคลื่นของแรงดันไฟฟ้าทางเข้าที่ทุก ไม่มีอิมพัลส์โวลต์เตจจากการทำงานของ ไตรแอด เนื่องจากมีวงจรตรวจรับขณะสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์
- ช่วงกว้างในการทำงาน สำหรับแรงดันอินพุต 180-230 โวลต์
- แรงดันเข้าที่ทุกจะมีค่าต่ำกว่า 220 โวลต์ เล็กน้อย เนื่องจากไดโอดคร่อมมีค่าแรงดัน ทั้งประมาณ 35 โวลต์ ทำให้เกิดมีแรงดันตกคร่อมไตรแอด เป็นผลให้ค่าเฉลี่ยทางไฟฟ้า (Vrms) ลดลง สามารถแก้ไขได้โดยการปรับแรงดันอ้างอิงในส่วนของ window comparator ให้วงจรควบคุมที่สแต็ป 180 โวลต์ เริ่มทำงานที่ จุดอินพุตโวลต์เตจเข้ามา 185 โวลต์ ซึ่งมีข้อเสียคือ เมื่ออินพุตโวลต์เตจที่เข้ามา ต่ำกว่า 185 โวลต์ วงจรควบคุมจะตัดการทำงาน หรืออีกวิธีหนึ่งคือ พันสแต็ปทรานส์ฟอร์มเมอร์ใหม่ให้ค่าแรงดันเข้าที่สูงกว่า 220 โวลต์ เล็กน้อย
- การเพิ่ม POWER เพื่อให้สามารถช้โหลดได้มากขึ้น ให้เปลี่ยนทรานส์ฟอร์มเมอร์ และไตรแอด ให้ทนกระแสสูงขึ้น
- กรณีโหลดเป็นพวก L (inductance) เช่น มอเตอร์ จะเกิดทรานเซียนซ์ที่ขึ้น ไตรแอดจะเสียหายได้ ควรต่อ วงจร RC SNUBBER เพื่อป้องกันทรานเซียนซ์ที่เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FUNCTIONAL INDEX/SELECTION GUIDE

MSI/LSI FUNCTIONS OF TEXAS INSTRUMENTS

28 ADDERS

DESCRIPTION	TYPICAL CARRY TIME	TYPICAL ADD TIME	TYP POWER DISSIPATION PER BIT	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
				-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
				Part No.	Package	Part No.	Package	
SINGLE 1-BIT GATED FULL ADDERS	10.5 ns	52 ns	105 mW	SN5480	J, W	SN7480	J, M	106
SINGLE 2-BIT FULL ADDERS	14.5 ns	25 ns	87 mW	SN5482	J, W	SN7482	J, M	108
SINGLE 4-BIT FULL ADDERS	10 ns	15 ns	24 mW	SN5483A	J, W	SN7483A	J, M	110
	10 ns	16 ns	26 mW	SN5483A	J, W	SN7483A	J, M	
DUAL 1-BIT CARRY-SAVE FULL ADDERS	10 ns	15 ns	24 mW	SN5482B	J, W	SN7482B	J, M	110
	10 ns	16 ns	26 mW	SN5482B	J, W	SN7482B	J, M	
QUAD SERIAL ADDERS/SUBTRACTORS	11 ns	11 ns	110 mW	SN54183	J, W	SN74183	J, M	114
	15 ns	15 ns	23 mW	SN54183	J, W	SN74183	J, M	

29 ACCUMULATORS, ARITHMETIC LOGIC UNITS, LOOK-AHEAD CARRY GENERATORS

DESCRIPTION	TYPICAL CARRY TIME	TYPICAL ADD TIME	TYP TOTAL POWER DISSIPATION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
				-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
				Part No.	Package	Part No.	Package	
4-BIT ARITHMETIC LOGIC UNITS/FUNCTION GENERATORS	7 ns	11 ns	800 mW	SN545181	J, W	SN745181	J, M	210
	16 ns	24 ns	102 mW	SN545181	J, W	SN745181	J, M	
	12.5 ns	20 ns	155 mW	SN54181	J, W	SN74181	J, M	
LOOK-AHEAD CARRY GENERATORS	7 ns	70 ns	525 mW			SN745381	M	220
	13 ns		180 mW	SN545182	J, W	SN745182	J, M	
4-BIT PARALLEL BINARY ACCUMULATORS	10 ns	20 ns	700 mW	SN545281	J, W	SN745281	J, M	270

29 MULTIPLIERS

DESCRIPTION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
	-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
	Part No.	Package	Part No.	Package	
25-1MHz 8-BIT BINARY RATE MULTIPLIERS	SN54597	J, W	SN74597	J, M	177
25-1MHz DECADE RATE MULTIPLIERS	SN545167	J, W	SN745167	J, M	192
2-BIT BY 4-BIT PARALLEL BINARY MULTIPLIERS	SN545261	J, W	SN745261	J, M	258
4-BIT BY 4-BIT PARALLEL BINARY MULTIPLIERS	SN545274	J	SN745274	J, M	264
	SN54284	J, W	SN74284	J, M	272
7-BIT SLICE WALLACE TREE	SN54275	J, W	SN74275	J, M	273
	SN545275	J	SN745275	J, M	265

30 COMPARATORS

DESCRIPTION	TYPICAL COMPARE TIME	TYP TOTAL POWER DISSIPATION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
			-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
			Part No.	Package	Part No.	Package	
4-BIT MAGNITUDE COMPARATORS	11.5 ns	345 mW	SN54585	J, W	SN74585	J, M	114
	23.5 ns	52 mW	SN54585	J, W	SN74585	J, M	
	21 ns	275 mW	SN5485	J, W	SN7485	J, M	
	82 ns	28 mW	SN54185	J	SN74185	J, M	

30 PARITY GENERATORS/CHECKERS

DESCRIPTION	TYPICAL DELAY TIME	TYP TOTAL POWER DISSIPATION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
			-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
			Part No.	Package	Part No.	Package	
8-BIT ODD/EVEN PARITY GENERATORS/CHECKERS	25 ns	170 mW	SN54180	J, W	SN74180	J, M	209
9-BIT ODD/EVEN PARITY GENERATORS/CHECKERS	13 ns	325 mW	SN545280	J, W	SN745280	J, M	269-
	31 ns	10 mW	SN545280	J, W	SN745280	J, M	

30 OTHER ARITHMETIC OPERATORS

DESCRIPTION	TYPICAL DELAY TIME	TYP TOTAL POWER DISSIPATION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
			-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
			Part No.	Package	Part No.	Package	
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-OR GATES WITH TOTEM-POLE OUTPUTS	7 ns	250 mW	SN54586	J, W	SN74586	J, M	116
	10 ns	30 mW	SN54586	J, W	SN74586	J, M	
	14 ns	150 mW	SN5486	J, W	SN7486	J, M	
	55 ns	15 mW	SN54186	J, M, T	SN74186	J, M, T	
4-BIT TRUE/COMPLEMENT ZERO/ONE ELEMENT	10 ns	30 mW	SN545286	J, W	SN745286	J, M	324
QUADRUPLE EXCLUSIVE OR/NOR GATES	14 ns	270 mW	SN54187	J, W	SN74187	J, M	117
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-OR GATES WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS	1 ns	325 mW	SN545125	J, W	SN745125	J, M	155
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-NOR GATES	16 ns	30 mW	SN545136	J, W	SN745136	J, M	156
	27 ns	150 mW	SN54136	J, W	SN74136	J, M	
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-NOR GATES	18 ns	60 mW	SN545266	J, W	SN745266	J, M	260
1 BIT BY 1-1/2 BIT TWO'S COMPLEMENT/MULTIPLIERS			SN545284	J, W	SN745284	J, M	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FUNCTIONAL INDEX/SELECTION GUIDE

SSI FUNCTIONS OF TEXAS INSTRUMENTS

49 FLIP-FLOPS (CONTINUED)

DESCRIPTION	TYPICAL CHARACTERISTICS		DATA TIMES		DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
	INVERT	POWER F-F	SETUP	HOLD	-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
	(ns)	(mW)	(ns)	(ns)					
SINGLE PULSE-TRIGGERED	30	80	0†	0†	SN54M71	J, W	SN74M71	J, M	98
	3	3.8	0†	0†	SN54L71	J, M, T	SN74L71	J, M, T	
	30	80	0†	0†	SN54M72	J, W	SN74M72	J, M	
	3	3.8	0†	0†	SN54L72	J, M, T	SN74L72	J, M, T	
DUAL PULSE-TRIGGERED	30	80	0†	0†	SN54M73	J, W	SN74M73	J, M	100
	3	3.8	0†	0†	SN54L73	J, M, T	SN74L73	J, M, T	
	30	80	0†	0†	SN54M76	J, W	SN74M76	J, M	103
	3	3.8	0†	0†	SN54L76	J, M, T	SN74L76	J, M, T	
	30	80	0†	0†	SN54M78	J, W	SN74M78	J, M	105
	3	3.8	0†	0†	SN54L78	J, M, T	SN74L78	J, M, T	
DUAL D-TYPE	110	75	3†	3†	SN54S74	J, W	SN74S74	J, M	101
	43	75	15†	15†	SN54M74	J, W	SN74M74	J, M	
	23	18	25†	4†	SN54L74	J, W	SN74L74	J, M	
	75	43	20†	15†	SN54S74	J, W	SN74S74	J, M	
SINGLE JK WITH DATA LOCKOUT	75	100	20†	3†	SN54J10	J, W	SN74J10	J, M	138
DUAL JK WITH DATA LOCKOUT	75	70	3†	30†	SN54J11	J, W	SN74J11	J, M	139

† The arrow indicates the edge of the clock pulse used for reference: † for the rising edge, † for the falling edge.

48 QUAD, HEX, AND OCTAL FLIP-FLOPS (CONTINUED)

DESCRIPTION	F-F PER PKT	FREQ	POWER PER FLIP-FLOP	DATA TIMES		DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
				SETUP	HOLD	-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
				(ns)	(ns)					
D-TYPE D-STATE WITH ENABLE	50	50	25 mW	20†	0†	SN54LS264	J	SN74LS264	J, M	305
	50	50	17 mW	20†	0†	SN54LS376	J	SN74LS376	J, M	
	100	50	54 mW	5†	2.2†	SN54S376	J	SN74S376	J, M	
D-TYPE WITH ENABLE	3	40	10.6 mW	20†	5†	SN54LS377	J	SN74LS377	J, M	315
	6	40	10.6 mW	20†	5†	SN54LS378	J, W	SN74LS378	J, M	
	4	40	10.6 mW	20†	5†	SN54LS379	J	SN74LS379	J, M	
D-TYPE WITH CLEAR	40	50	20 mW	20†	5†	SN54S273	J	SN74S273	J, M	263
	40	50	10.6 mW	20†	5†	SN54LS273	J	SN74LS273	J, M	
	25	50	28 mW	20†	5†	SN54S174	J, W	SN74S174	J, M	202
	40	50	10.6 mW	20†	5†	SN54LS174	J, W	SN74LS174	J, M	
	110	50	75 mW	5†	3†	SN54S176	J, W	SN74S176	J, M	
	25	50	34 mW	20†	5†	SN54S175	J, W	SN74S175	J, M	203
40	50	10.6 mW	20†	5†	SN54LS175	J, W	SN74LS175	J, M		
J-K TYPE WITH SEPARATE CLOCK	50	50	75 mW	3†	10†	SN54S276	J	SN74S276	J, M	266
J-K TYPE WITH COMMON CLOCK	45	50	65 mW	0†	20†	SN54S278	J, W	SN74S278	J, M	266

48 MONOSTABLE MULTIVIBRATORS WITH SCHMITT TRIGGER INPUTS

DESCRIPTION	NO OF INPUTS		OUTPUT PULSE RANGE	TYP TOTAL POWER DISSIPATION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
	POSITIVE	NEGATIVE			-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
SINGLE	1	2	40 ns-75 ns	30 mW	SN54S221	J, W	SN74S221	J, M	145
	1	2	40 ns-75 ns	40 mW	SN54L221	J, M, T	SN74L221	J, M, T	
DUAL	1	1	70 ns-70 ns	23 mW			SN74LS221	J, M	240
	1	1	70 ns-70 ns	23 mW	SN54S221	J, W		J, M	
	1	1	70 ns-70 ns	130 mW	SN54L221	J, W		J, M	

48 RETRIGGERABLE MONOSTABLE MULTIVIBRATORS

DESCRIPTION	NO OF INPUTS		DIRECT CLEAR	OUTPUT PULSE RANGE	TYP TOTAL POWER	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
	POSITIVE	NEGATIVE				-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
SINGLE	2	2	Yes	45 ns-∞	38 mW	SN54S122	J, W	SN74S122	J, M	146
	2	2	Yes	45 ns-∞	115 mW	SN54L22	J, W	SN74L22	J, M	
	2	2	Yes	30 ns-∞	55 mW	SN54L122	J, M, T	SN74L122	J, M, T	
DUAL	1	1	Yes	45 ns-∞	60 mW	SN54S123	J, W	SN74S123	J, M	147
	1	1	Yes	45 ns-∞	230 mW	SN54L23	J, W	SN74L23	J, M	
	1	1	Yes	30 ns-∞	115 mW	SN54L123	J	SN74L123	J, M	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

54374/74374 Octal D-Type Transparent Latches and Edge-Triggered Flip-Flops

	Schottky TTL		High-Speed TTL		Low-Power Schottky TTL		Standard TTL		Low-Power TTL	
	Device Type	Package C/P/M/CF	Device Type	Package C/P/M/CF	Device Type	Package C/P/M/CF	Device Type	Package C/P/M/CF	Device Type	Package C/P/M/CF
T.I.	SN54LS374	J, I			SN54LS374	J, I				
	SN74LS374	J, I, M, N			SN74LS374	J, I, M, N				
FAIRCHILD										
MOTOROLA										
N. S. C.										
PHILIPS										
SIGNETICS										
SIEMENS										
FUJITSU										
HITACHI										
MITSUBISHI										
NEC										
TOSHIBA										

Electrical Characteristics SN54LS374/SN74LS374

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	TV	Operating free-air temperature range	SN54LS	-55°C to 125°C
Input voltage	TV	Storage temperature range	SN74LS	-55°C to 150°C

recommended operating conditions

	SN54LS374			SN74LS374			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output voltage, V _{OH}			-120			-100	μA
High-level output current, I _{OH}			16			16	mA
Width of clock enabling pulse, t _w	High	15		15			ns
	Low	15		15			ns
Data hold time, t _{hold}		0		0			ns
Setup time, t _{setup}		20		20			ns
Operating free-air temperature, T _A		-55	125	0	70		°C

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

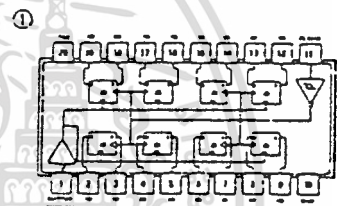
PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage		2		V
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V
V _{IK}	Input clamp voltage	V _{CC} =MIN, I _I =-16mA		-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} =MIN, V _{IH} =2V, V _{IL} =V _{IL} max, I _{OH} =MAX	2.4	3.1	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} =MIN, V _{IH} =2V, V _{IL} =V _{IL} max, I _{OL} =24mA	0.25	0.5	V
I _{OZH}	Output current, high-level voltage applied	V _{CC} =MAX, V _{IH} =2V, V _O =2.7V		20	μA
I _{OZL}	Output current, low-level voltage applied	V _{CC} =MAX, V _{IH} =2V, V _O =0.2V		-20	μA
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} =MAX, V _I =2V		0.1	mA
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} =MAX, V _I =2.7V		20	μA
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} =MAX, V _I =0.2V		-0.4	mA
I _{OS}	Short-circuit output current	V _{CC} =MAX		-30	mA
I _{CC}	Supply current	V _{CC} =MAX, Output driven at 1V LS374		27	mA

switching characteristics, V_{CC}=5V, T_A=25°C

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t _{max}				35	50		ns
t _{PHL}	Data	Any 0	C _L =45pF, R _L =647Ω, See Notes 2 and 3				
t _{PLH}	0	1					
t _{PHL}	Clock or enable	Any 0		15	28		ns
t _{PLH}	0	1		19	23		ns
t _{PHL}	Output	Any 0					
t _{PLH}	Control	Any 0					
t _{PHL}	Control	Any 0					
t _{PHL}	Output	Any 0	C _L =50pF, R _L =647Ω, See Note 3	12	20		ns
t _{PLH}	Control	Any 0		18	25		ns

For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
 All typical values are at V_{CC}=5V, T_A=25°C.
 All test times (rise and fall times) should be specified at a time and duration of the short circuit should not exceed one second.

Pin Assignment (Top View)



SN54LS374 (J, I) SN74LS374 (J, M)
 SN54LS374 (J, N) SN74LS374 (J, M)

LS374 LS374
 FUNCTION TABLE

OUTPUT CONTROL	CLOCK	D	OUTPUT
L	T	H	H
L	T	L	L
L	L	X	Q ₀
H	X	X	Z

NOTES: 1. Maximum clock frequency is listed with an output being 1. See test circuits and waveforms on page 2-11.
 2. See maximum clock frequency.
 3. See maximum clock frequency.
 I_{PLH} = propagation delay time, low-to-high-level output
 I_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output
 I_{PHL} = output delay time to high level
 I_{PLH} = output delay time to low level
 I_{PHL} = output delay time from high level
 I_{PLH} = output delay time from low level

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและ

5486 / 7486 Quadruple 2-Input Exclusive-OR Gate

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL			
	Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package			Device Type	Package		
T.I.	SN54S86	J, J1	M, J					SN54ALS86	J, J1	M, J1		SN7486	J, J1	M, J1	SN74ALS86	J, J1	M, J1	J, J1	M, J1	
FAIRCHILD	74ALS86	U, T, P, M, J						74ALS86	J, J1	M, J1		74ALS86	J, J1	M, J1	74ALS86	J, J1	M, J1	74ALS86	J, J1	M, J1
MOTOROLA								SN74ALS86	J, J1	M, J1		MC7486	J, J1	M, J1						
N.S.C.	DM74S86	M, J						DM74S86	J, J1	M, J1		DM74S86	J, J1	M, J1	DM74S86	J, J1	M, J1	DM74S86	J, J1	M, J1
PHILIPS	H74S86							H74LS86	J, J1	M, J1		F74747486	J, J1	M, J1						
SIGNETICS	5486							5486	J, J1	M, J1		5486	J, J1	M, J1						
SIEMENS																				
FUJITSU								74LS86	J, J1	M, J1		MB449	J, J1	M, J1						
HTACH	HO74LS86	J, J1						HO74LS86	J, J1	M, J1		HO74LS86/HO74S86	J, J1	M, J1						
MSUBISHI								M74LS86	J, J1	M, J1		MS7486	J, J1	M, J1						
NEC								74LS86	J, J1	M, J1		74LS86	J, J1	M, J1						
TOSHIBA												TOT86	J, J1	M, J1						

Electrical Characteristics SN54LS86/SN74LS86

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage V _{CC}	V	Operating free-air temperature range	SN74LS	-55°C to 125°C
Input voltage	V _I	Storage temperature range	SN74LS	0°C to 70°C
				-65°C to 150°C

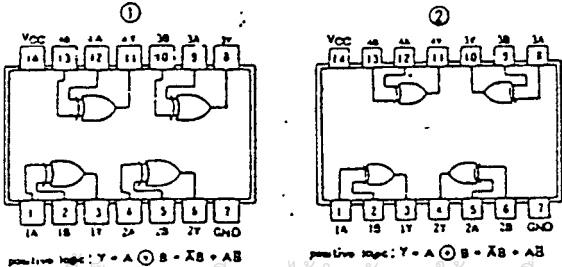
recommended operating conditions

	SN54LS86			SN74LS86			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage V _{CC}	4.5	5	5.25	4.75	5	5.25	V
High-level output current I _{OH}			-100			-100	mA
Low-level output current I _{OL}			1			1	mA
Operating free-air temperature T _A	-55	125	0	70	0	70	°C

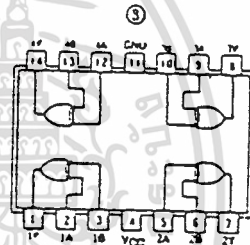
electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SN74LS86		UNIT
		MIN	TYP	
V _{IH} High-level input voltage		2		V
V _{IL} Low-level input voltage			0.8	V
V _I Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -15mA		-1.5	V
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = V _{IL} max, I _{OH} = -100µA	2.7	3.4	V
V _{OL} Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = V _{IL} max, I _{OL} = 8mA	0.25	0.4	V
I _I Input current at maximum input voltage			-0.35	0.5
I _{IH} High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 1V		0.2	µA
I _{IL} Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7V		40	µA
I _{OS} Short-circuit output current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4V		-0.8	µA
I _{CC} Supply current	V _{CC} = MAX, See Note 2		8.1	10
t _{PLH} Propagation delay from A or B input to output	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C, C _L = 15pF, R _L = 2kΩ		12	23
t _{PHL} Propagation delay from A or B input to output			18	17
t _{PLH} Propagation delay from A or B input to output			20	20
t _{PHL} Propagation delay from A or B input to output			13	22

Pin Assignments (Top View)



NOTE: I_{CC} is measured with the inputs grounded and the outputs open.



positive logic: Y = A ⊕ B = AB + AB

Function Table

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

H = High-level L = Low-level

TYP conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the applicable type. All typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C. * Max more than one output should be shorted at a time. † I_{PLH} propagation delay time, low-to-high-level output. ‡ I_{PHL} propagation delay time, high-to-low-level output.

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_{OC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V_{OC} 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.

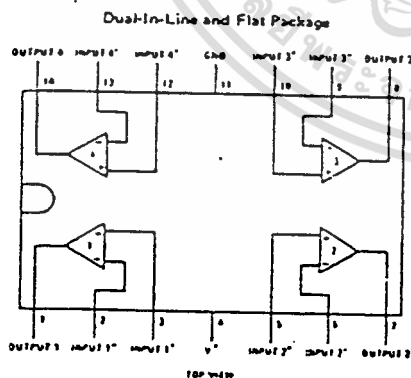
advantages

- 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_{OC} to 30 V_{OC}
 - or dual supplies ±1.5 V_{OC} to ±15 V_{OC}
- Very low supply current drain (800µA) – essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{OC})
- Low input biasing current 45 nA_{OC} (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV_{OC} and offset current 5 nA_{OC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V_{OC} to V⁺ - 1.5 V_{OC}

connection diagram



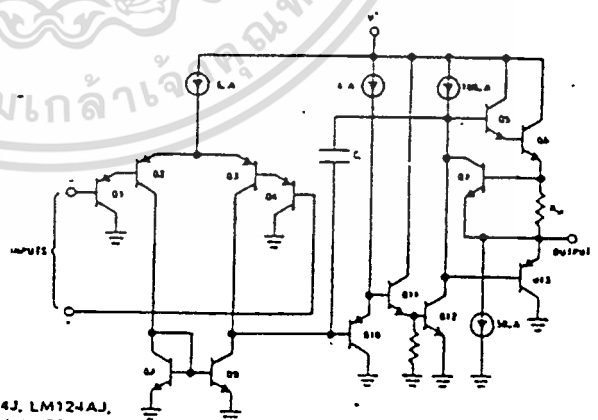
Order Number LM124D, LM124AD, LM224D or LM224AD
See Package 1

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

schematic diagram (Each Amplifier)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, V^+	32 VDC or ±16 VDC	26 VDC or ±13 VDC	Input Current ($V_{IH} < -0.3 V_{OL}$) (Note 3)	50 mA
Differential Input Voltage	32 VDC	26 VDC	Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Input Voltage	-0.3 VDC to +32 VDC	-0.3 VDC to +32 V_{IH}	LM124/LM324A	-25°C to +85°C
Power Dissipation (Note 1)			LM224/LM224A	-65°C to +125°C
Molded DIP	570 mW	570 mW	LM124/LM124A	-65°C to +150°C
Cavity DIP	900 mW		Storage Temperature Range	300°C
Flatt Pack	800 mW		Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	
Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)	Continuous	Continuous		
$V^+ \leq 16$ VDC and $T_A = 25^\circ\text{C}$				

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

PARAMETER	CONDITIONS	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	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)		1	2		1	2		2	2	12	16		12	17		12	17	mVDC		
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IH}(+) \text{ or } I_{IH}(-)$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		20	50		40	80		45	100		45	160		46	260		46	260	nADC	
Input Offset Current	$I_{IH}(+) - I_{IH}(-)$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		2	10		2	16		5	20		13	120		16	150		15	150	nADC	
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0		$-V^+ - 1.6$	0		$V^+ - 1.6$	0		$V^+ - 1.6$	0		$V^+ - 1.6$	0		$V^+ - 1.6$	0		$V^+ - 1.6$	VDC	
Supply Current	$R_L = \infty$, $V_{CC} = 30$ V, (LM2902 $V_{CC} = 26$ V)		1.5	3		1.5	3		1.5	3		1.5	3		1.5	3		1.5	3	mADC	
	$R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2	mADC	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15$ VDC (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$		50	100		50	100		25	100		50	100		25	100			100	V/mV	
Output Voltage Swing	$R_L = 2$ k Ω , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (LM2902 $R_L \geq 10$ k Ω)								0	$V^+ - 1.6$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$		0	$V^+ - 1.5$	VDC	
Common Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$		70	85		70	85		65	85		70	85		65	70		60	70	dB	
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65	100		65	100		65	100		65	100		65	100		60	100	dB	
Amplifier to Amplifier Coupling (Note 8)	1 = 1 kHz to 20 kHz, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Input Referred)			-120			-120			-120			-120			-120			-120	dB	
Output Current	Source	$V_{IN}^+ = 1$ VDC, $V_{IN}^- = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$		20	40		20	40		20	40		20	40		20	40		20	40	mADC
	Sink	$V_{IN}^- = 1$ VDC, $V_{IN}^+ = 0$ VDC, $V^+ = 15$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20	mADC
		$V_{IN}^- = 1$ VDC, $V_{IN}^+ = 0$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_O = 200$ mVDC		12	50		12	50		12	50		12	50		12	50		12	50	μ ADC
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 2)		40	60		40	60		40	60		40	60		40	60		40	60	mADC	

electrical characteristics (con't)

PARAMETER	CONDITIONS	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	(Note 6)			4			4			5			±7			±9			±10	mVDC		
Input Offset Voltage Drift	$R_S = 0\Omega$			7			7			7			7			7			7	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$			30			30			75			±100			±150			45	±200	nADC	
Input Offset Current Drift				10			10			200			10			10			10	$\mu\text{ADC}/^\circ\text{C}$		
Input Bias Current	$I_{IN(+)} \text{ or } I_{IN(-)}$			40			40			100			40			300			40	500	nADC	
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 \text{ VDC}$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 3$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0		$V^+ - 2$	0	$V^+ - 2$	VDC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +15 \text{ VDC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	25			25			15			25			15			15				V/mV	
Output Voltage Swing																						
V_{OH}	$V^+ = +30 \text{ VDC}$, $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	26			26			26			26			26			26			22	VDC	
V_{OL}	$V^+ = 5 \text{ VDC}$, $R_L \leq 10 \text{ k}\Omega$	5		20	5		20	5		20	5		20	5		20	5		20	5	100	mVDC
Output Current																						
Source	$V_{IN}^+ = +1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^- = 0 \text{ VDC}$, $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10		20	10		20	10		20	10		20	10		20	10		20		20	mA
Sink	$V_{IN}^+ = +1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^- = 0 \text{ VDC}$, $V^+ = 15 \text{ VDC}$	10		15	5		0	5		0	5		0	5		0	5		0		0	mA
Differential Input Voltage	(Note 7)			V^+			V^+			V^+			V^+			V^+			V^+		V^+	VDC

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/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°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 +15 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 (or to ground 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 $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, 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 $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$.

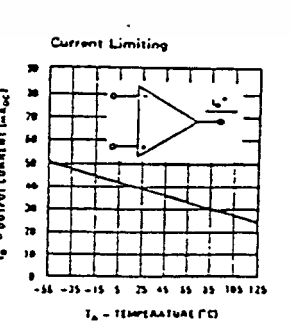
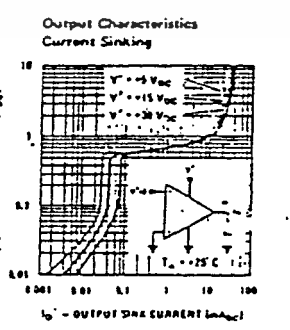
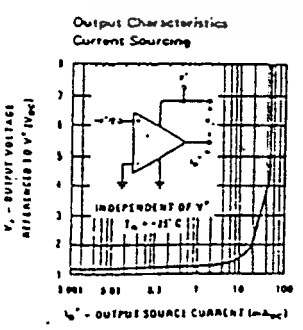
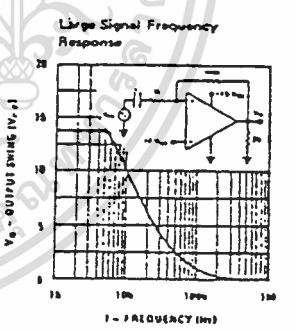
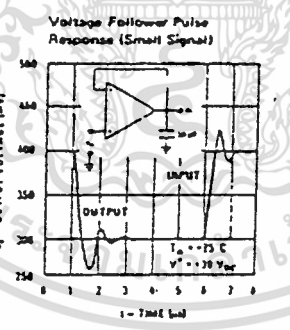
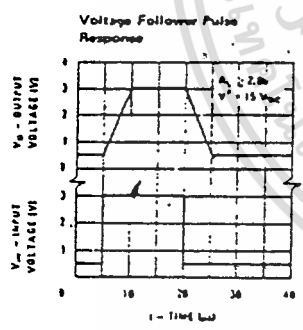
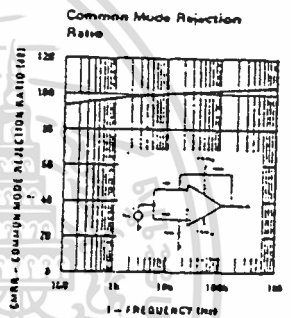
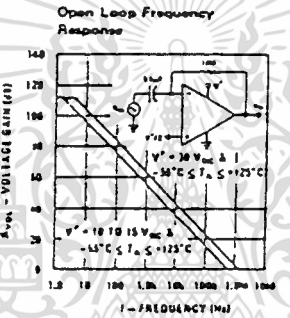
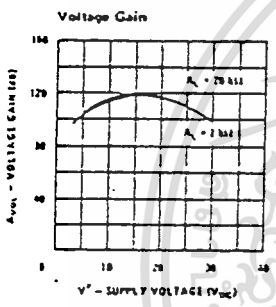
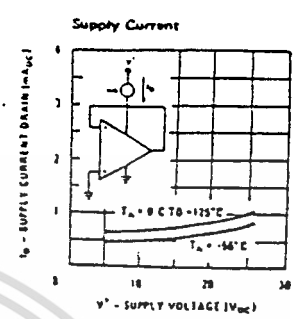
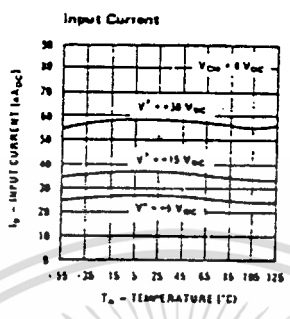
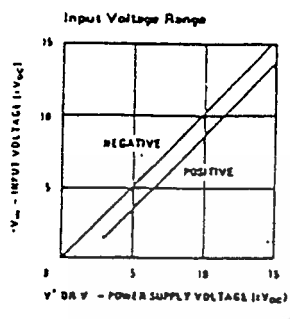
Note 5: $V_O = 1.4 \text{ VDC}$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5 VDC to 30 VDC; and over the full input common-mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5 \text{ VDC}$).

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.

Note 7: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5\text{V}$, but either or both inputs can go to +32 VDC without damage (+28 VDC for LM2902).

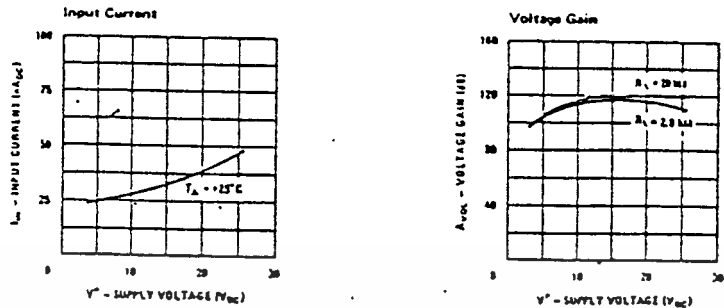
Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitive increase at

typical performance characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical performance characteristics (LM2902 only)



application hints

The LM124 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V_{DCC}. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V_{DCC}.

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layouts. Inverting inputs are adjacent to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14).

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V⁺ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V_{DCC} (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should

be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3 V_{DCC} to 30 V_{DCC}.

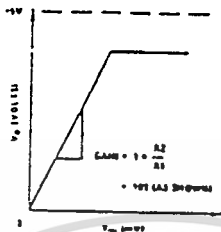
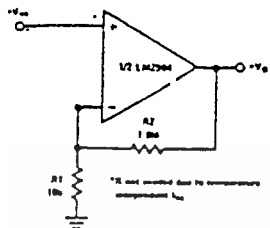
Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of V⁺/2) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

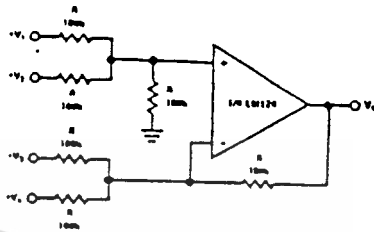
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical single-supply applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

Non-Inverting DC Gain (0V Input = 0V Output)

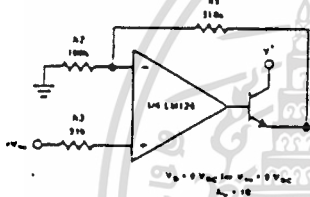


DC Summing Amplifier ($V_{IN}'S \geq 0 V_{DC}$ AND $V_O \geq 0 V_{DC}$)



When $V_o = V_1 + V_2 + V_3$
 $V_o = V_1 + V_2 + V_3$ (for $V_1, V_2, V_3 \geq 0 V_{DC}$)

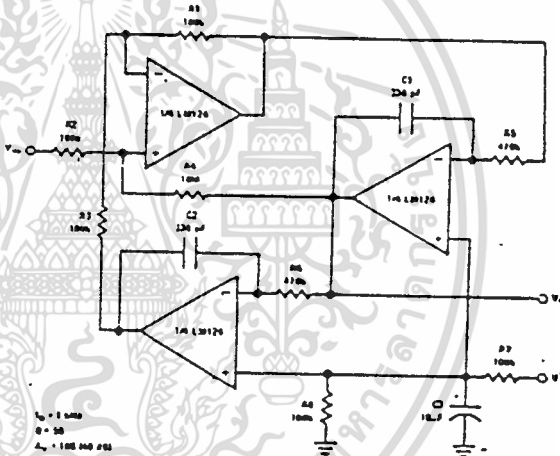
Power Amplifier



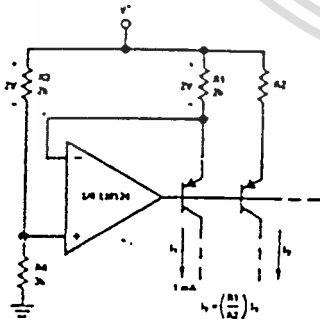
LED Driver



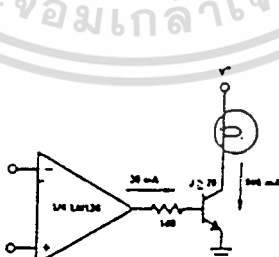
"BI-QUAD" RC Active Bandpass Filter



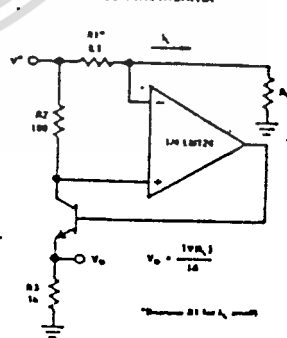
Fixed Current Source



Lamp Driver

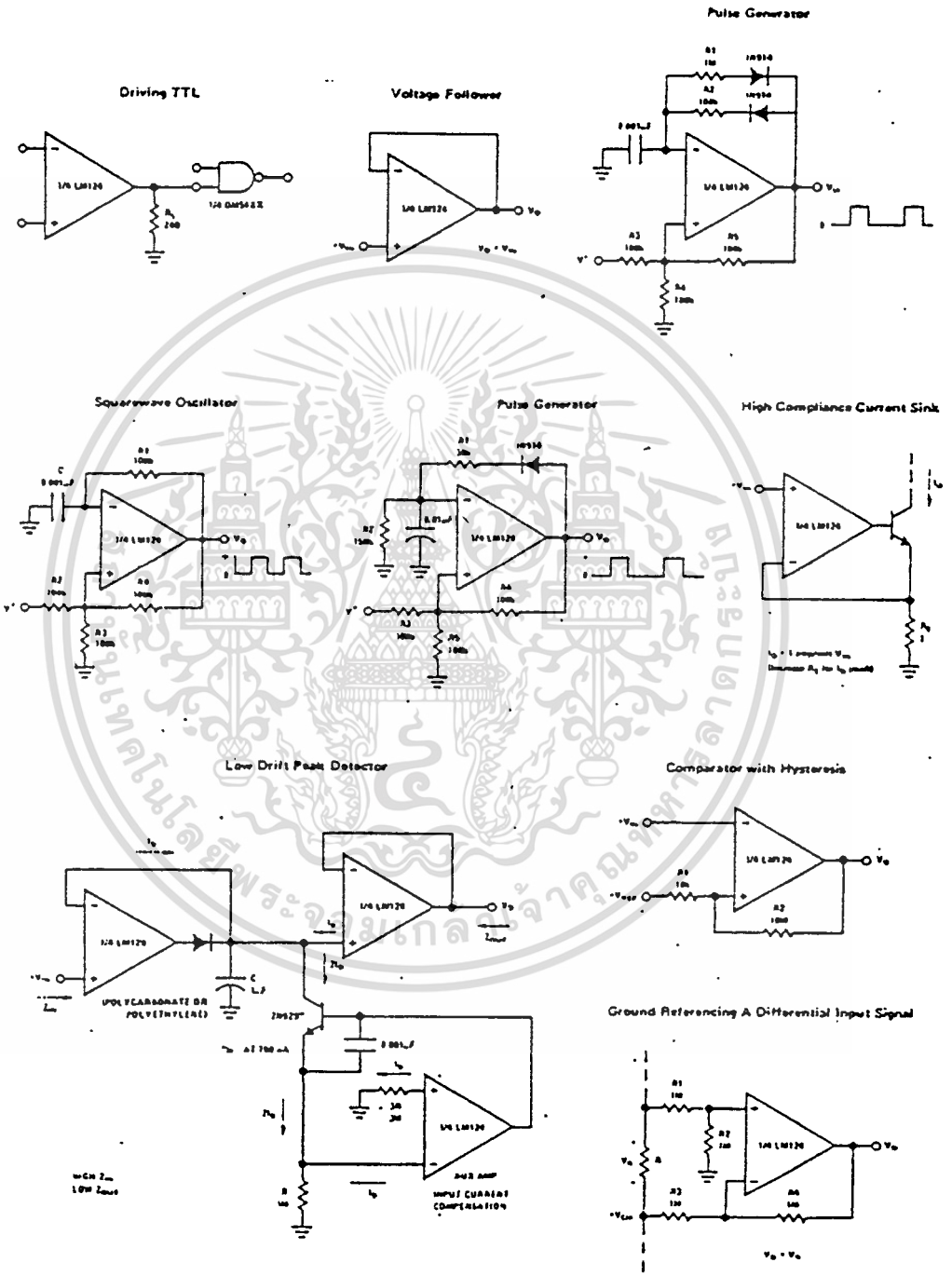


Current Monitor



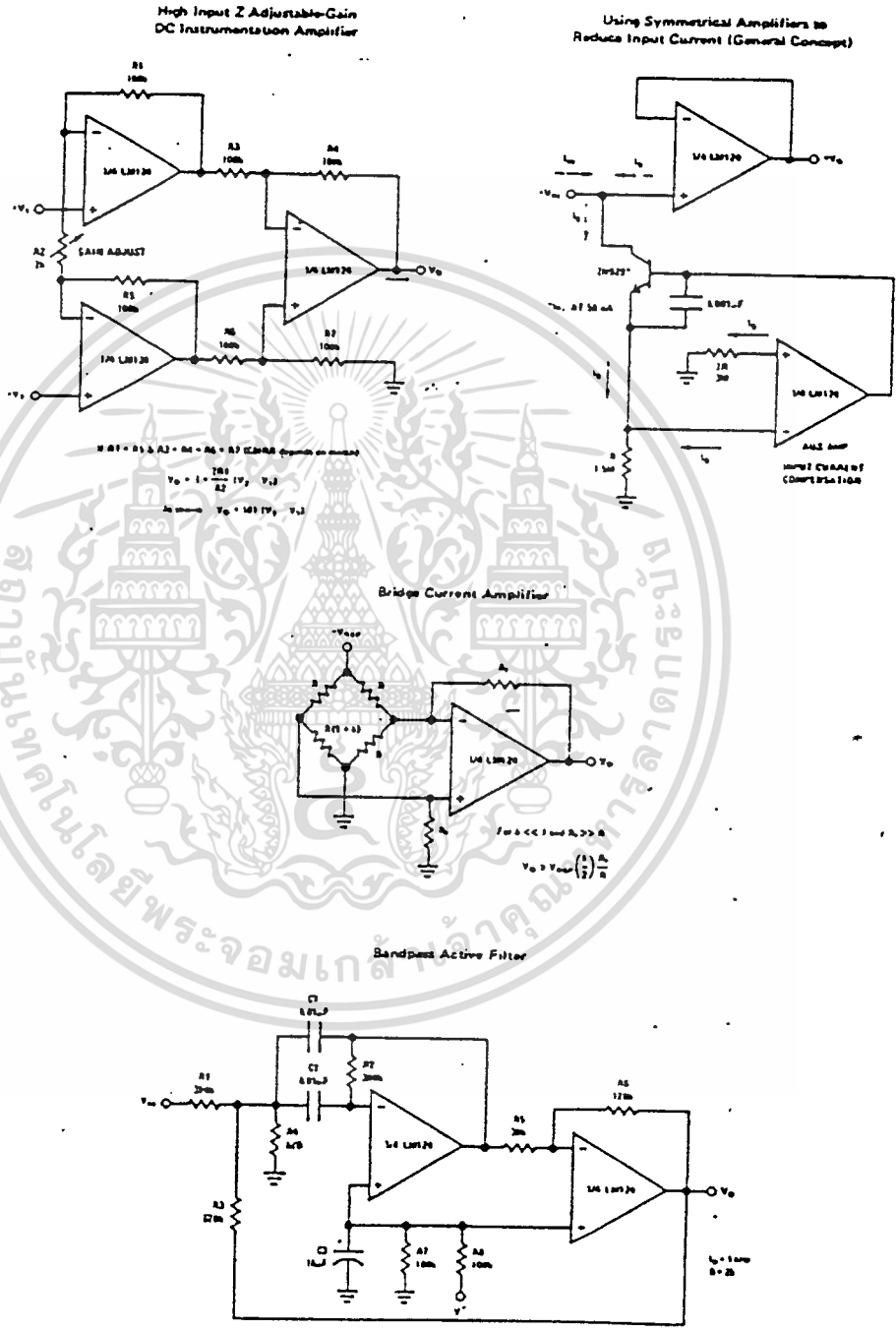
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical single-supply applications (con't) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical single-supply applications (con't) ($V^+ = 5.0V_{OC}$)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical single-supply applications (con't) ($V^+ = 5.0 V_{OC}$)

Voltage Controlled Oscillator Circuit

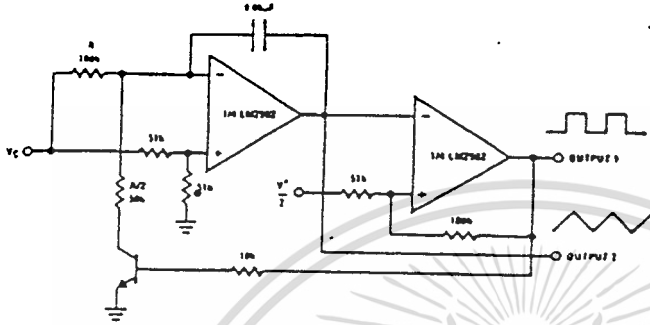
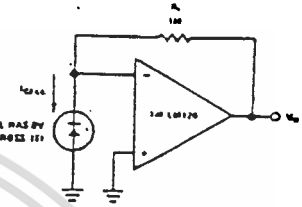
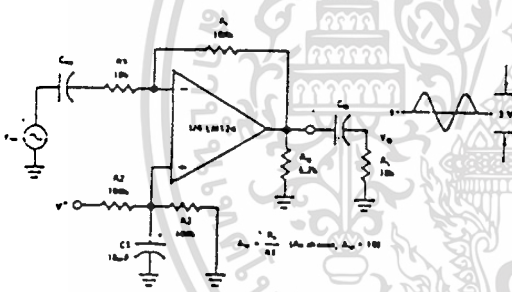


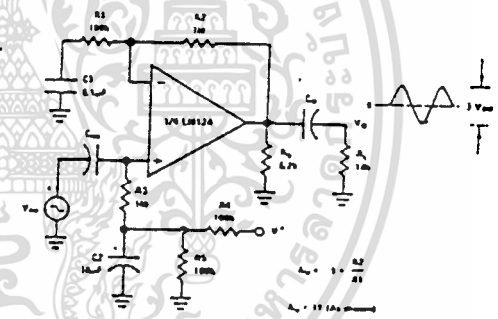
Photo Voltaic-Cell Amplifier



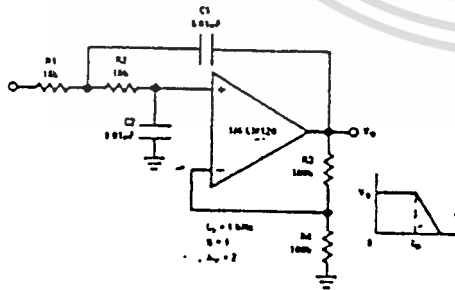
AC Coupled Inverting Amplifier



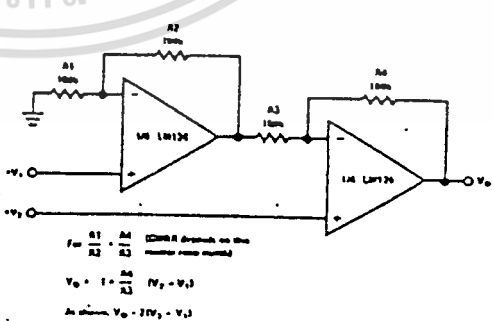
AC Coupled Non-inverting Amplifier



DC Coupled Low-Pass RC Active Filter



High Input Z, DC Differential Amplifier



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LINEAR
INTEGRATED CIRCUITS**

**TYPES SN52555, SN72555
PRECISION TIMERS**

BULLETIN NO. DL-S 7312053, SEPTEMBER 1973

- Timing from Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- Up to 200-mA Sink or Source Output Current
- TTL Compatible Output
- Designed to be Interchangeable with Signetics SE555/NE555

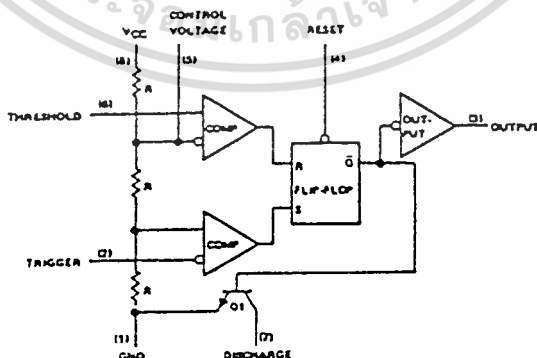
description

The SN52555 and SN72555 are monolithic timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle may be independently controlled with two external resistors and a single external capacitor.

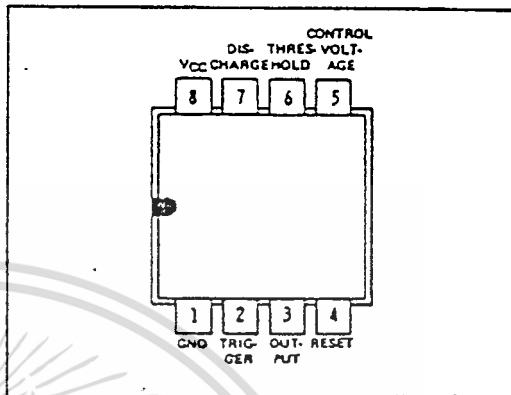
The threshold and trigger levels are normally two-thirds and one-third, respectively, of V_{CC} . These levels can be altered by use of the control voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set and the output goes high. When the threshold input rises above the threshold level, the flip-flop is reset and the output goes low. The reset input can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When the reset input goes low, the flip-flop is reset and the output goes low. When the output is low, a low-impedance path is provided between the discharge terminal and ground.

The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 milliamperes. Operation is specified for supplies of 5 to 15 volts. With a 5-volt supply, output levels are compatible with TTL inputs.

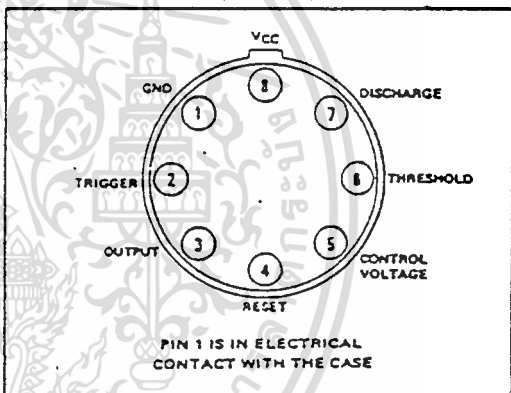
functional block diagram



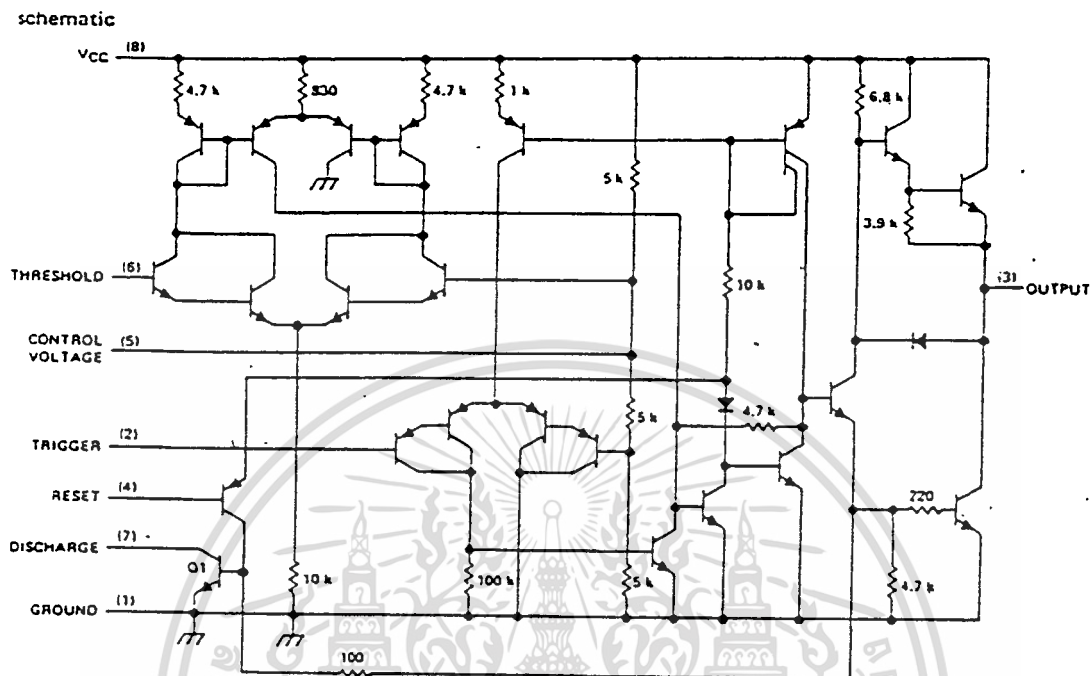
**J⁺ OR P DUAL-IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)**



**L PLUG-IN PACKAGE
(TOP VIEW)**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Resistor values shown are nominal and in ohms.

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

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	18 V
Input voltage (control voltage, reset, threshold, trigger)	V_{CC}
Output current	± 225 mA
Continuous total dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 2)	600 mW
Operating free-air temperature range: SN52555	-55°C to 125°C
SN72555	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 60 seconds: JP or L package	300°C
Lead temperature 1/16 inch from case for 10 seconds: P package	260°C

NOTES: 1. All voltage values are with respect to network ground terminal.
 2. For operation above 25°C free-air temperature, refer to Dissipation Derating Curve, Figure 1.

recommended operating conditions

	SN52555			SN72555			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5		18	4.5		16	V
Input voltage, V_I (control voltage, reset, threshold, trigger)						V_{CC}	V
Output Current, I_O			± 200			± 200	mA
Operating free-air temperature, T_A	-55		125	0		70	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electrical characteristics at 25°C free-air temperature, V_{CC} = 5 V to 15 V (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SN52555			SN72555			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Threshold voltage level as a percentage of supply voltage		66.7			66.7			%
Threshold current (see Note 3)		0.1 0.25			0.1 0.25			μA
Trigger voltage level	V _{CC} = 15 V	4.8	5	5.2	5			V
	V _{CC} = 5 V	1.45	1.67	1.9	1.57			
Trigger current		0.5			0.5			μA
Reset voltage level		0.4	0.7	1	0.4	0.7	1	V
Reset current		0.1			0.1			mA
Control voltage (open-circuit)	V _{CC} = 15 V	9.6	10	10.4	9	10	11	V
	V _{CC} = 5 V	2.9	3.3	3.8	2.6	3.3	4	
Low-level output voltage	V _{CC} = 15 V	I _{OL} = 10 mA	0.1	0.15	0.1	0.25	V	
		I _{OL} = 50 mA	0.4	0.5	0.4	0.75		
		I _{OL} = 100 mA	2	2.2	2	2.5		
		I _{OL} = 200 mA	2.5		2.5			
	V _{CC} = 5 V	I _{OL} = 5 mA	0.1	0.25				
		I _{OL} = 8 mA			0.16	0.25		
High-level output voltage	V _{CC} = 15 V	I _{OH} = -100 mA	13	13.3	12.75	13.3	V	
		I _{OH} = -200 mA		12.5		12.5		
	V _{CC} = 5 V	I _{OH} = -100 mA	3	3.3	2.75	3.3		
Supply current	Output low, V _{CC} = 15 V	10 12			10 15			mA
	No load, V _{CC} = 5 V	3 5			3 5			
	Output high, V _{CC} = 15 V	9 11			9 14			
	No load, V _{CC} = 5 V	2 4			2 5			

NOTE 3: This parameter influences the maximum value of the timing resistor R_A and R_B. For example when V_{CC} = 5 V the maximum value is R = R_A + R_B = 20 MΩ.
operating characteristics, V_{CC} = 5 V and 15 V

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN52555			SN72555			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Initial accuracy of timing interval	R _A = 1 kΩ to 100 kΩ, T _A = 25°C	0.5 2			1			%
Temperature coefficient of timing interval	R _B = 0 to 100 kΩ, T _A = MIN to MAX	30			50			ppm/°C
Supply voltage sensitivity of timing interval	C = 0.1 μF, T _A = 25°C	0.005 0.02			0.01			%/V
Output pulse rise time	C _L = 15 pF, T _A = 25°C	100			100			ns
Output pulse fall time		100			100			ns

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

THERMAL INFORMATION
DISSIPATION DERATING CURVE

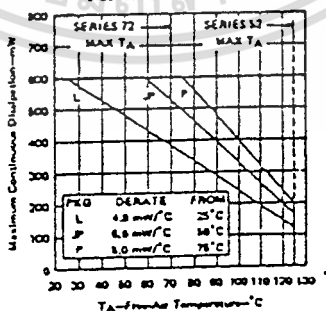


FIGURE 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS†

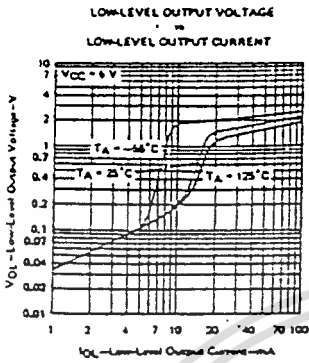


FIGURE 2

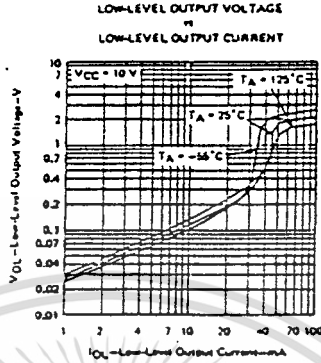


FIGURE 3

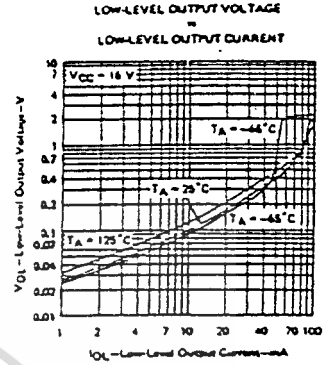


FIGURE 4

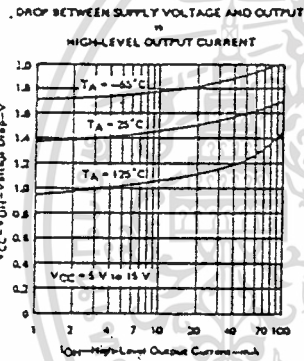


FIGURE 5

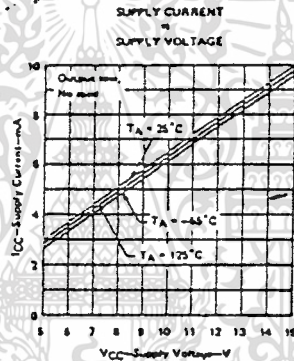


FIGURE 6

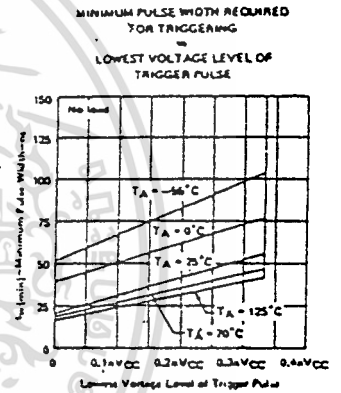


FIGURE 7

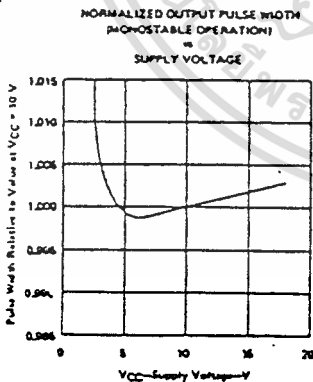


FIGURE 8

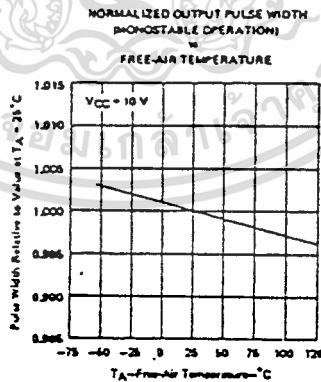


FIGURE 9

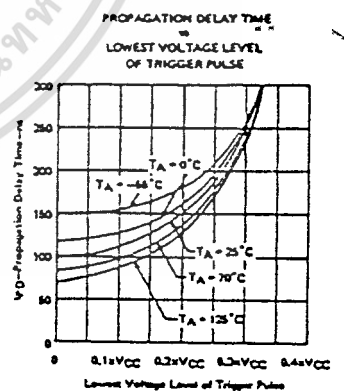


FIGURE 10

† Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SN52655 circuits only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATION DATA

monostable operation

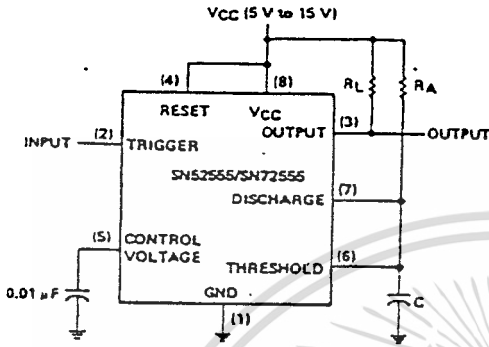


FIGURE 11—CIRCUIT FOR MONOSTABLE OPERATION

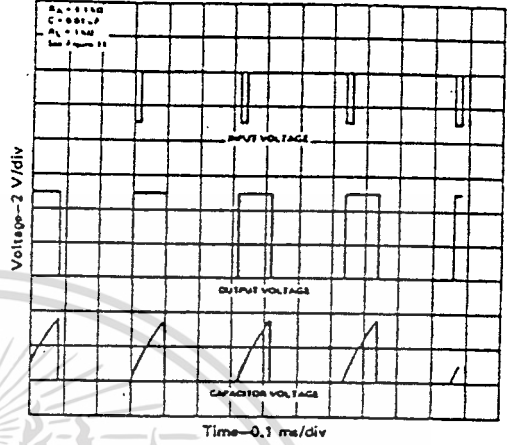


FIGURE 12—TYPICAL MONOSTABLE WAVEFORMS

The SN52555 and SN72555 may be connected as shown in Figure 11 for monostable operation producing an output pulse width independent of the input waveform and controlled by the $R_A \cdot C$ time constant. Prior to the negative-going input pulse, capacitor C is held discharged by transistor Q1 (see schematic). Application of a negative-going input-trigger-pulse sets the flip-flop, turns off Q1, and drives the output high. Capacitor C is now charged through R_A with a time constant $\tau = R_A C$. When the voltage across capacitor C reaches the threshold voltage of the comparator, the flip-flop is reset, energizing Q1 and discharging C; therefore driving the output back to the low level. Figure 12 shows the actual resultant waveforms.

Monostable operation is initiated when the negative-going input pulse reaches the trigger level. Once initiated, the timing interval will complete even if retriggering occurs during the timing interval. Because of the threshold level and saturation voltage of Q1, the output pulse width is approximately $t_w = 1.1 R_A C$. Figure 13 is a plot of the time constant for various values of R_A and C. The threshold levels and charge rates are both directly proportional to the supply voltage, V_{CC} . The timing interval is therefore independent of the supply voltage, so long as the supply voltage is constant during the time interval.

Applying a negative-going trigger pulse simultaneously to the reset and trigger terminals during the timing interval will discharge C and re-initiate the cycle, commencing on the positive edge of the reset pulse. The output is held low as long as the reset pulse is low. When the reset input is not used, it should be connected to V_{CC} to prevent false triggering.

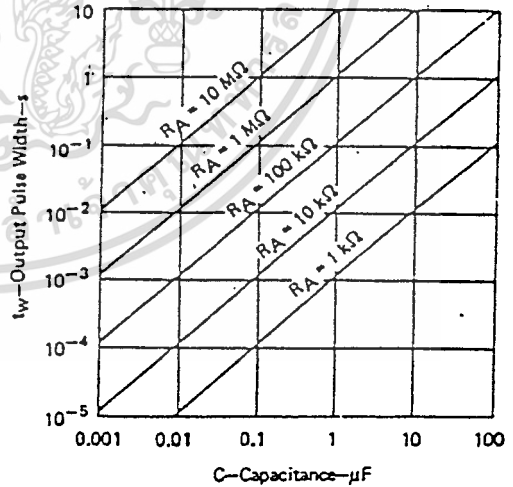
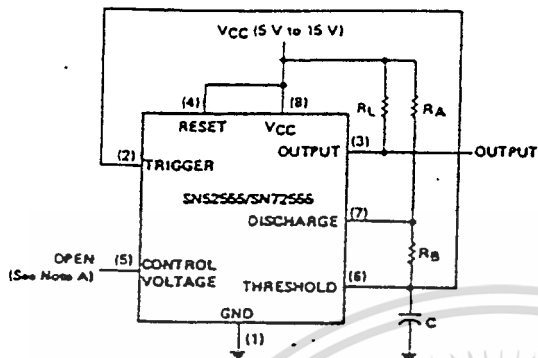


FIGURE 13—OUTPUT PULSE WIDTH vs CAPACITANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

astable operation

TYPICAL APPLICATION DATA



NOTE A: Decoupling the control voltage input (pin 5) to ground with a capacitor may improve operation. This should be evaluated for individual applications.

FIGURE 14—CIRCUIT FOR ASTABLE OPERATION

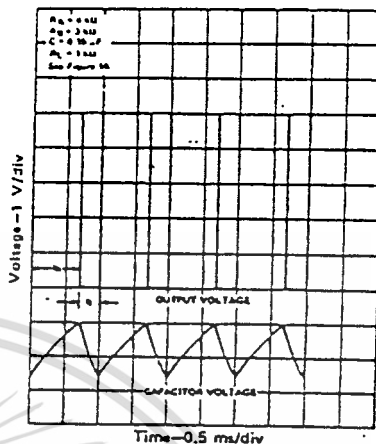


FIGURE 15—TYPICAL ASTABLE WAVEFORMS

Addition of a second resistor, R_B , to the circuit of Figure 11; as shown in Figure 14, and connection of the trigger input to the threshold input will cause the SN52555/SN72555 to self-trigger and run as a multivibrator. The capacitor C will charge through R_A and R_B then discharge through R_B only. The duty cycle may be controlled, therefore, by the values of R_A and R_B .

This astable connection results in capacitor C charging and discharging between the threshold-voltage level ($\approx 0.67 \cdot V_{CC}$) and the trigger-voltage level ($\approx 0.33 \cdot V_{CC}$). As in the monostable circuit, charge and discharge times (and therefore the frequency and duty cycle) are independent of the supply voltage.

Figure 15 shows typical waveforms generated during astable operation. The output high-level duration, t_H , is calculated as:

$$t_H = 0.693 (R_A + R_B)C$$

output low-level duration, t_L , as:

$$t_L = 0.693 (R_B)C$$

The total period is $T = t_H + t_L$ and frequency is

$$f = \frac{1}{T}, \text{ or } f = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$

The frequency of oscillation may be determined by referring to the chart shown in Figure 16, which relates free-running frequency, f , to the external resistors R_A and R_B and the external capacitor C . Duty cycle, D , is determined by the values selected for R_A and R_B and may be calculated as:

$$D = \frac{R_B}{R_A + R_B}$$

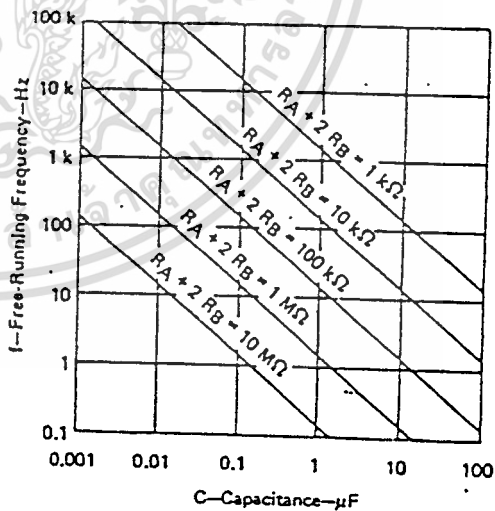


FIGURE 16—FREE-RUNNING FREQUENCY

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATION DATA

missing-pulse detector

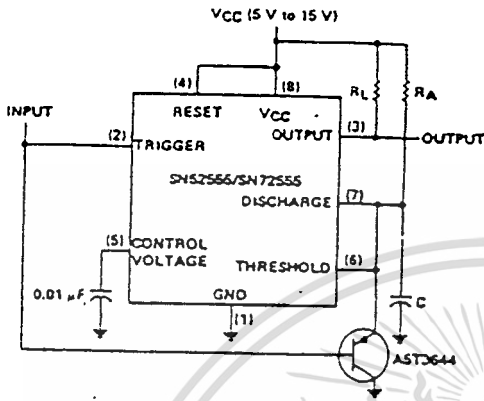


FIGURE 17—CIRCUIT FOR MISSING-PULSE DETECTOR

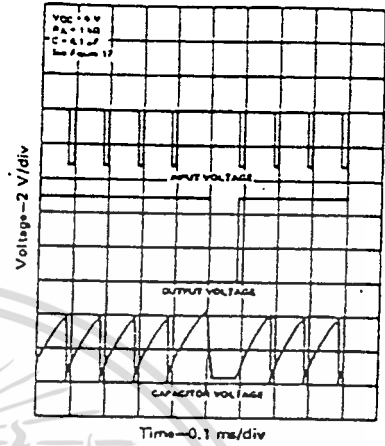


FIGURE 18—MISSING-PULSE-DETECTOR WAVEFORMS

The circuit shown in Figure 17 may be utilized to detect a missing pulse or abnormally long spacing between consecutive pulses in a train of pulses. The timing interval of the monostable circuit is continuously retriggered by the input pulse train as long as the pulse spacing is less than the timing interval. A longer pulse spacing, missing pulse, or terminated pulse train will permit the timing interval to be completed, thereby generating an output pulse as illustrated in Figure 18.

frequency divider

By adjusting the length of the timing cycle, the basic circuit of Figure 11 can be made to operate as a frequency divider. Figure 19 illustrates a divide-by-3 circuit that makes use of the fact that retriggering cannot occur during the timing cycle.

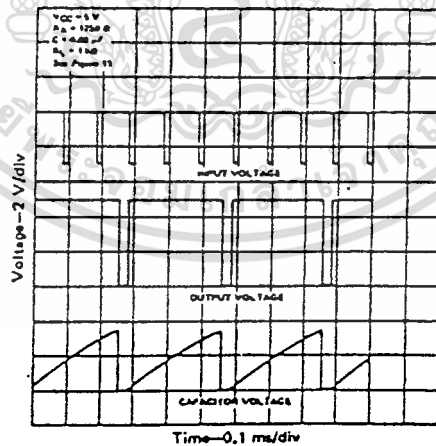
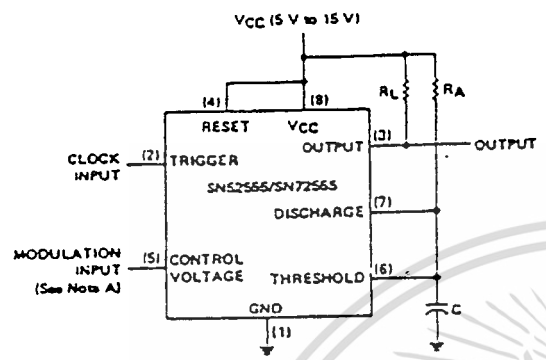


FIGURE 19—DIVIDE-BY-THREE CIRCUIT WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATION DATA

pulse-width modulation



NOTE A: The modulating signal may be direct or capacitively coupled to the control voltage terminal. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the SN52555/SN72555 should be considered.

FIGURE 20—CIRCUIT FOR PULSE-WIDTH MODULATION

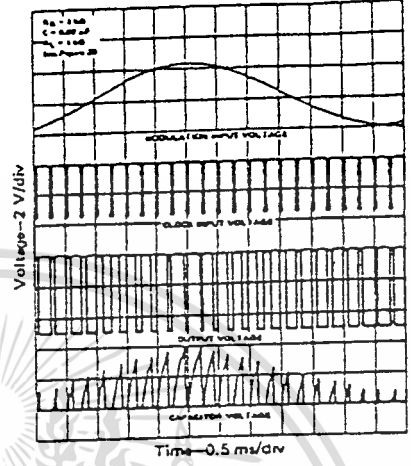
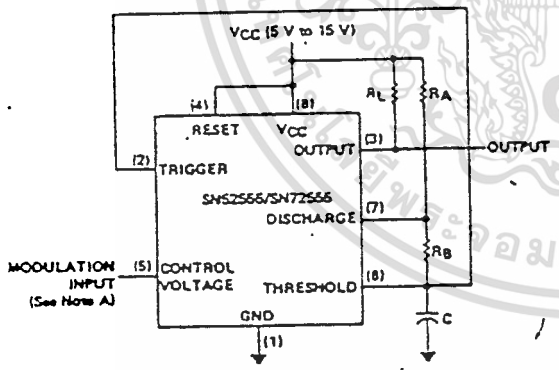


FIGURE 21—PULSE-WIDTH-MODULATION WAVEFORMS

The operation of the timer may be modified by modulating the internal threshold and trigger voltages. This is accomplished by applying an external voltage (or current) to the control voltage pin. Figure 20 is a circuit for pulse-width modulation. The monostable circuit is triggered by a continuous input pulse train and the threshold voltage is modulated by a control signal. The resultant effect is a modulation of the output pulse width, as shown in Figure 21. A sine-wave modulation signal is illustrated, but any wave-shape could be used.

pulse-position modulation



NOTE A: The modulating signal may be direct or capacitively coupled to the control voltage terminal. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the SN52555/SN72555 should be considered.

FIGURE 22—CIRCUIT FOR PULSE-POSITION MODULATION

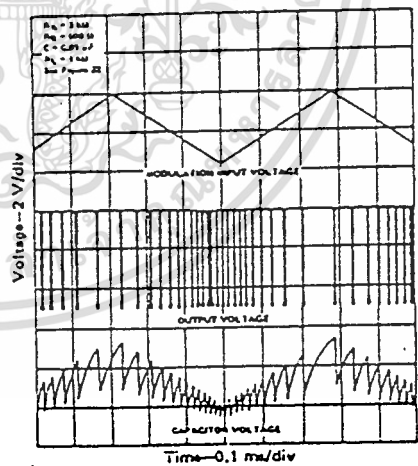


FIGURE 23—PULSE POSITION-MODULATION WAVEFORMS

The SN52555/SN72555 may be used as a pulse-position modulator as shown in Figure 22. In this application, the threshold voltage, and thereby the time delay, of a free-running oscillator is modulated. Figure 23 shows such a circuit, with a triangular-wave modulation signal, however, any modulating wave-shape could be used.

TYPICAL APPLICATION DATA

sequential timer

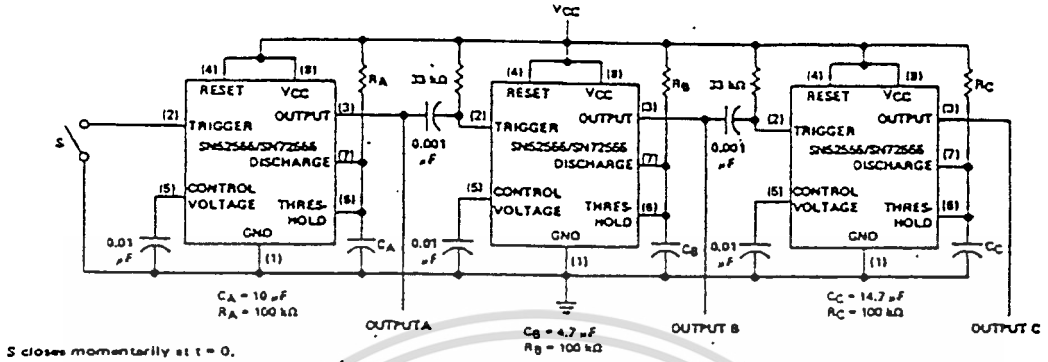


FIGURE 24—SEQUENTIAL TIMER CIRCUIT

Many applications, such as computers, require signals for initializing conditions during start-up. Other applications such as test equipment require activation of test signals in sequence. SN52555/SN72555 circuits may be connected to provide such sequential control. The timers may be used in various combinations of astable or monostable circuit connections, with or without modulation, for extremely flexible waveform control. Figure 24 illustrates a sequencer circuit with possible applications in many systems and Figure 25 shows the output waveforms.

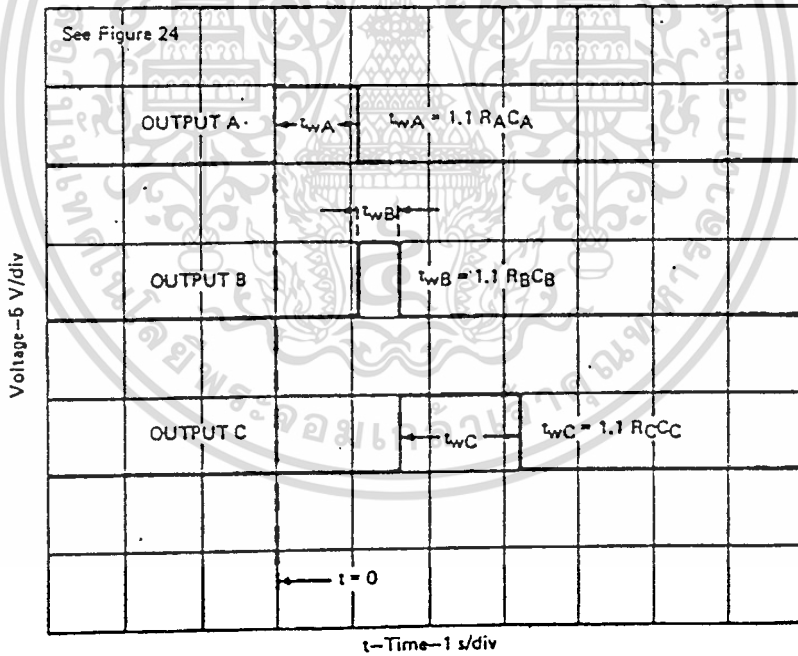


FIGURE 25—SEQUENTIAL TIMER WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IC THREE TERMINAL REGULATORS

absolute maximum ratings

Input Voltage $V_O = 5V$ to $8V^*$	30V	Maximum Junction Temperature	150°C
$V_O = 12V$ to $18V$	35V	Storage Temperature Range	
$V_O = 24V$	40V	Metal Can (H Package)	-65°C to +150°C
Internal Power Dissipation (Note 1)	Internally Limited	Molded TO-92	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	0°C to +70°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

electrical characteristics (Note 2) $T_J = 0^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, $I_O = 40\text{ mA}$, $C_{IN} = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$ (unless noted)

LM78LXXAC OUTPUT VOLTAGE		5V			8V			9V			10V			12V			15V			18V			24V			UNITS			
INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)		10V			11V			14V			17V			18V			23V			27V									
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX				
V_O Output Voltage (Note 4)	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.8	5	5.2	8.25	8	8.25	7.7	8	8.3	9.8	10	10.4	11.6	12	12.5	14.4	15	15.6	17.3	18	18.7	22	24	25	V			
	$1\text{ mA} \leq I_O \leq 70\text{ mA}$ $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ and $V_{IN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	4.75	5.25	5.7	8.3	8.3	7.8	8.4	9.8	10.8	11.4	12.6	14.25	15.75	17.2	18.8	22.8	25.2	V								V		
ΔV_O Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$12 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	10	84	10	88	17	85	16	106	20	110	28	140	35	190	50	200	mV								V		
		$18 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	18	76	18	90	20	100	25	140	30	180	45	275	80	300	mV									V			
		$17 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	18.3	76	18.3	90	20	100	25	140	30	180	45	275	80	300	mV									V			
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$, $1\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$	$8 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	8	30	8	38	8	43	10	90	12	75	15	85	20	100	40	170	60	200	mV						V		
		$20 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	20	60	22	70	25	80	27	90	30	100	35	130	40	150	50	170	60	200	mV						V		
ΔV_O Long Term Stability	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$	$12 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	12	16	20	22	22	24	24	24	24	24	30	48	84	84	84	84	84	84	84	84	84	84	84	84	mV/1000 hr		
		$10 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5	3	5	mA
ΔI_O Quiescent Current Change	$1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ $V_{IN} \leq V_{IN} \leq V_{MAX}$	$18 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	mA
		$18 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	mA
V_N Output Noise Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$, (Note 3) $f = 10\text{ Hz} - 10\text{ kHz}$	$18 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	40	50	60	60	70	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	80	μV
		$18 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	47	82	48	60	42	87	41	55	40	64	37	51	38	48	34	45	34	45	34	45	34	45	34	45	34	45	dB
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$ Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	$18 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	7	8.3	10.5	12.5	14.5	17.5	20.7	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	V
		$18 \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	7	8.3	10.5	12.5	14.5	17.5	20.7	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22	22

Note 1: Thermal resistance of the Metal Can Package (H) without a heat sink is 40°C/W junction to case and 140°C/W junction to ambient. Thermal resistance of the TO-92 package is 180°C/W junction to ambient with $0.4''$ leads from a PC board and 100°C/W junction to ambient with $0.125''$ lead length to a PC board.

Note 2: The maximum steady state usable output current and input voltage are very dependent on the heat sinking and/or lead length of the package. The data above represent pulse test conditions with junction temperatures as indicated at the initiation of test.

Note 3: Recommended minimum load capacitance of $0.01\mu\text{F}$ to limit high frequency noise bandwidth.

Note 4: The temperature coefficient of V_{OUT} is typically within $\pm 0.01\% V_O/^\circ\text{C}$.

IC THREE TERMINAL REGULATORS

absolute maximum ratings

Input Voltage	$V_O = 5V$ to $8V$	30V	Maximum Junction Temperature	150°C
	$V_O = 12V$ to $18V$	35V	Storage Temperature Range	
	$V_O = 24V$	40V	Metal Can (H Package)	-65°C to +150°C
Internal Power Dissipation (Note 1)		Internally Limited	Molded TO-92	-55°C to +150°C
Operating Temperature Range		0°C to +70°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

electrical characteristics (Note 2) $T_J = 0^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, $I_O = 40\text{ mA}$, $C_{IN} = 0.33\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\mu\text{F}$ (unless noted)

LM78LXXC OUTPUT VOLTAGE		5V		6V		8V		10V		12V		15V		18V		24V		UNITS								
INPUT VOLTAGE (unless otherwise noted)		10V		11V		14V		17V		19V		23V		27V		33V										
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX							
V_O Output Voltage (Note 4)	$T_J = 26^\circ\text{C}$	4.6	5	5.4	5.5	6	6.5	7.3	8	8.6	9.7	10	10.8	11.1	12	12.9	13.8	15	16.2	18.6	18	19.4	22.1	24	25.6	V
	$1\text{ mA} \leq I_O \leq 70\text{ mA}$ or $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ and ΔV_{IN}	4.6	5	5.4	5.5	6	6.5	7.2	8	8.6	9.0	11	10.8	13.2	13.8	16.5	16.7	19.8	21.4	26.4					V	
		$(7 \leq V_{IN} \leq 20)$				$(8.5 \leq V_{IN} \leq 21)$			$(10.5 \leq V_{IN} \leq 23)$			$(13 \leq V_{IN} \leq 24)$			$(14.5 \leq V_{IN} \leq 27)$			$(18 \leq V_{IN} \leq 30)$			$(21.4 \leq V_{IN} \leq 33)$			$(28 \leq V_{IN} \leq 38)$	V	
ΔV_O Line Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	10	160		10	150		12	150		18	175		20	200		25	250		27	275		30	300	mV	
		$(8 \leq V_{IN} \leq 20)$			$(8 \leq V_{IN} \leq 21)$			$(11 \leq V_{IN} \leq 23)$			$(14 \leq V_{IN} \leq 25)$			$(16 \leq V_{IN} \leq 27)$			$(20 \leq V_{IN} \leq 30)$			$(22 \leq V_{IN} \leq 33)$			$(28 \leq V_{IN} \leq 38)$	V		
		18	200		18	200		20	200		26	275		30	250		30	300		37	325		35	350	mV	
ΔV_O Load Regulation	$T_J = 26^\circ\text{C}$, $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$	5	30		8	35		8	40		9	45		10	60		12	75		15	85		20	100	mV	
	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $1\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$	20	80		22	70		26	80		27	90		30	100		38	150		40	170		40	200	mV	
ΔV_O Long Term Stability		12			15			20			22			24			30			45			56		mV/1000 hr	
I_O Quiescent Current	$T_J = 26^\circ\text{C}$	3	8		3	8		3	8		3	8.5		3.1	6.5		3.1	6.6		3.1	6.6		3.1	6.5	mA	
	$T_J = 126^\circ\text{C}$		5.6		5.5		5.5		5.5		5.5		6		6		6		6		6		6		mA	
ΔI_O Quiescent Current Change	$T_J = 26^\circ\text{C}$, $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$	0.2			0.2			0.2			0.2			0.2			0.2			0.2			0.2		mA	
	$T_J = 26^\circ\text{C}$	1.5			1.5			1.5			1.5			1.5			1.5			1.5			1.5		mA	
V_n Output Noise Voltage	$T_J = 26^\circ\text{C}$, (Note 3) $f = 10\text{ Hz} - 10\text{ kHz}$	40			60			70			80			90			150			200					μV	
		40	60		38	58		38	55		38	53		38	57		33	48		32	48		30	43	dB	
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$ Ripple Rejection	$f = 125\text{ Hz}$	40	60		38	58		38	55		38	53		38	57		33	48		32	48		30	43	dB	
		$(8 \leq V_{IN} \leq 18)$			$(8 \leq V_{IN} \leq 19)$			$(12 \leq V_{IN} \leq 23)$			$(14 \leq V_{IN} \leq 25)$			$(15 \leq V_{IN} \leq 25)$			$(18.5 \leq V_{IN} \leq 28.5)$			$(22 \leq V_{IN} \leq 30)$			$(28 \leq V_{IN} \leq 38)$		V	
Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$T_J = 26^\circ\text{C}$	7			8.3			10.5			13			14.6			18			21.4			27.6		V	
																									V	

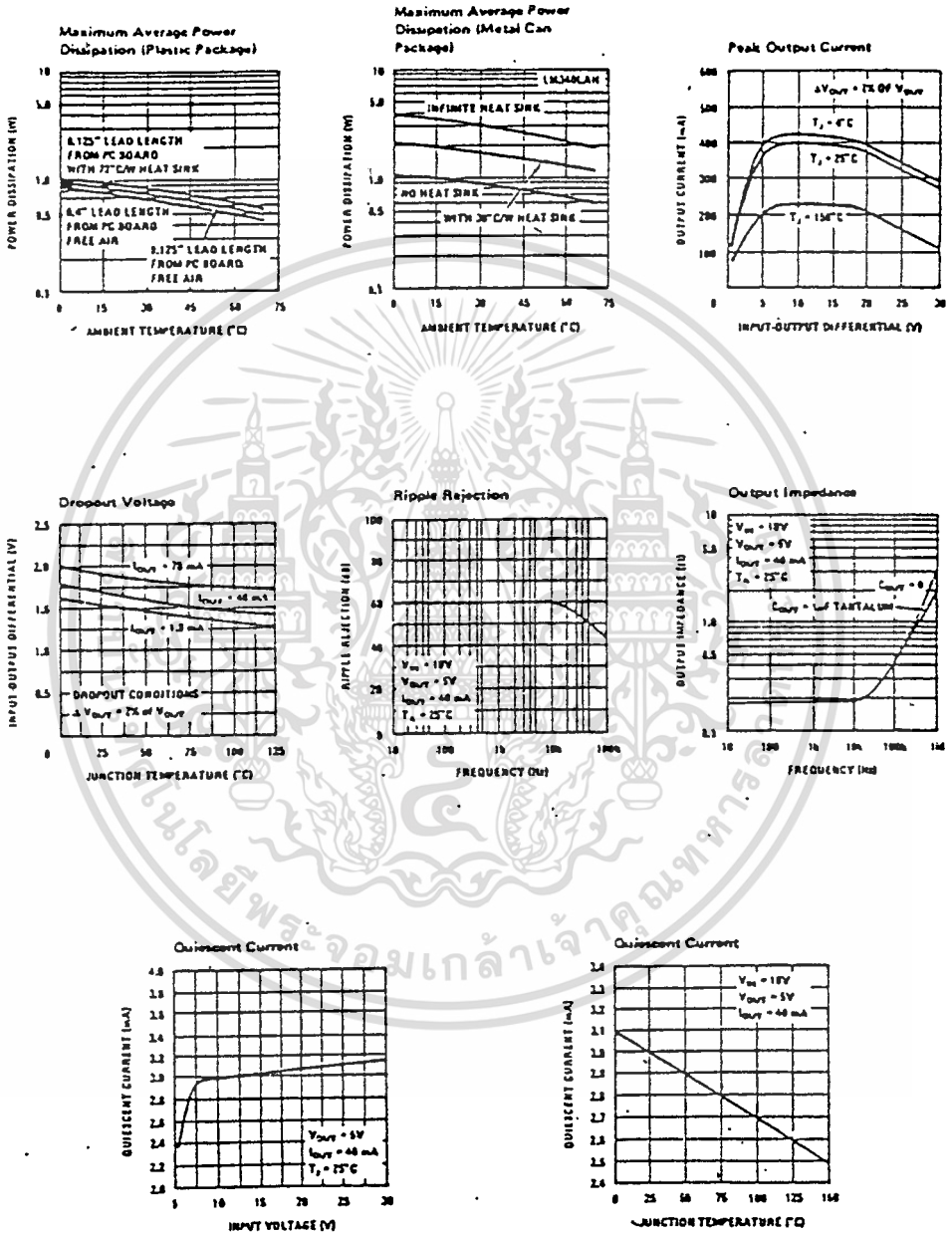
Note 1: Thermal resistance of the Metal Can Package (H) without a heat sink is 40°C/W junction to case and 140°C/W junction to ambient. Thermal resistance of the TO-92 package is 180°C/W junction to ambient with 0.4" leads from a PC board and 160°C/W junction to ambient with 0.125" lead length to a PC board.

Note 2: The maximum steady state usable output current and input voltage are very dependent on the heat sinking and/or lead length of the package. The data above represent pulse test conditions with junction temperatures as indicated at the initiation of test.

Note 3: Recommended minimum load capacitance of 0.01 μF to limit high frequency noise bandwidth.

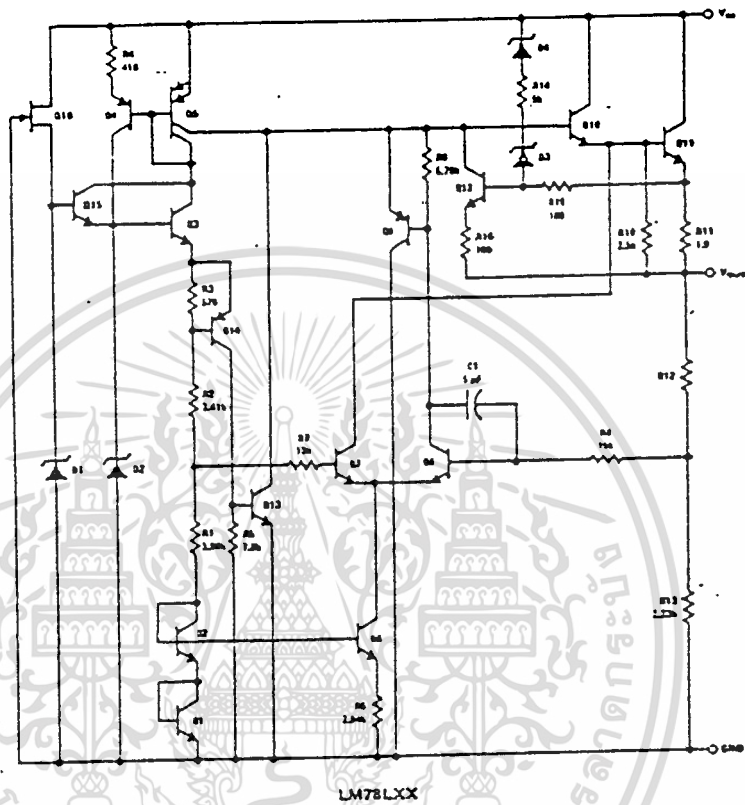
Note 4: The temperature coefficient of V_{OUT} is typically within $\pm 0.01\%$ $V_O/^\circ\text{C}$.

typical performance characteristics

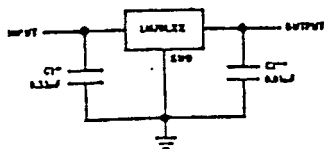


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

equivalent circuit

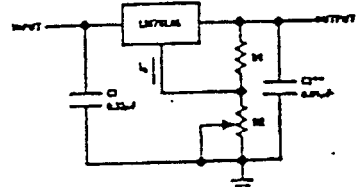


typical applications



*Assumes if the regulator is powered for from the power supply line.
 **See Note 1 in the electrical characteristics table.

Fixed Output Regulator



$$V_{out} = 5V + \frac{0V/R1 + I_{adj} R2}{R1/R1 + 2 I_{adj} \text{ (max response) } R1 - (R1 + R2/R1) R1 \text{ of LM78LXX}}$$

Adjustable Output Regulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FUNCTIONAL INDEX/SELECTION GUIDE
MSI/LSI FUNCTIONS OF TEXAS INSTRUMENTS

22 ADDERS

DESCRIPTION	TYPICAL CARRY TIME	TYPICAL ADD TIME	TYP POWER DISSIPATION PER BIT	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
				-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
				Part No.	Package	Part No.	Package	
SINGLE 1-BIT GATED FULL ADDERS	10.5 ns	32 ns	105 mW	SN5440	J, W	SN7440	J, M	106
SINGLE 2-BIT FULL ADDERS	14.5 ns	25 ns	37 mW	SN5442	J, W	SN7442	J, M	108
SINGLE 4-BIT FULL ADDERS	10 ns	15 ns	24 mW	SN54S83A	J, W	SN74S83A	J, M	110
	10 ns	16 ns	26 mW	SN5483A	J, W	SN7483A	J, M	
	10 ns	15 ns	24 mW	SN54S283	J, W	SN74S283	J, M	
	10 ns	16 ns	26 mW	SN54283	J, W	SN74283	J, M	
DUAL 1-BIT CARRY-SAVE FULL ADDERS	11 ns	11 ns	110 mW	SN54M183	J, W	SN74M183	J, M	
	15 ns	15 ns	23 mW	SN54LS183	J, W	SN74LS183	J, M	
QUAD SERIAL ADDERS/SUBTRACTORS		16 ns	140 mW	SN54LS285	J	SN74LS285	J, M	114

23 ACCUMULATORS, ARITHMETIC LOGIC UNITS, LOOK-AHEAD CARRY GENERATORS

DESCRIPTION	TYPICAL CARRY TIME	TYPICAL ADD TIME	TYP TOTAL POWER DISSIPATION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
				-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
				Part No.	Package	Part No.	Package	
4-BIT ARITHMETIC LOGIC UNITS/ FUNCTION GENERATORS	7 ns	11 ns	400 mW	SN54S181	J, W	SN74S181	J, M	210
	16 ns	24 ns	102 mW	SN54S181	J, W	SN74LS181	J, M	
	12.5 ns	14 ns	155 mW	SN54181	J, W	SN74181	J, M	
LOOK-AHEAD CARRY GENERATORS	7 ns		260 mW	SN54S182	J, W	SN74S182	J, M	212
	13 ns		180 mW	SN54182	J, W	SN74182	J, M	
4-BIT PARALLEL BINARY ACCUMULATORS	10 ns	20 ns	720 mW	SN54S281	J, W	SN74S281	J, M	270

23 MULTIPLIERS

DESCRIPTION	TYPICAL DELAY TIME	TYP TOTAL POWER DISSIPATION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
			-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
			Part No.	Package	Part No.	Package	
25-MMH 8-BIT-BINARY RATE MULTIPLIERS			SN5497	J, W	SN7497	J, M	177
23-MMH DECADE RATE MULTIPLIERS			SN54167	J, W	SN74167	J, M	182
2-BIT-8-BIT PARALLEL BINARY MULTIPLIERS			SN54S274	J	SN74LS274	J, M	254
			SN54274	J, W	SN74274	J, M	
4-BIT-8-BIT PARALLEL BINARY MULTIPLIERS			SN54284	J, W	SN74284	J, M	272
			SN54285	J, W	SN74285	J, M	
			SN54S275	J	SN74S275	J, M	
7-BIT-SLICE WALLACE TREE			SN54LS275	J	SN74LS275	J, M	255

23 COMPARATORS

DESCRIPTION	TYPICAL COMPARE TIME	TYP TOTAL POWER DISSIPATION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
			-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
			Part No.	Package	Part No.	Package	
4-BIT MAGNITUDE COMPARATORS	11.5 ns	345 mW	SN54S85	J, W	SN74S85	J, M	114
	23.5 ns	52 mW	SN54LS85	J, W	SN74LS85	J, M	
	21 ns	275 mW	SN5485	J, W	SN7485	J, M	
	22 ns	70 mW	SN54LS85	J	SN74LS85	J, M	

23 PARITY GENERATORS/CHECKERS

DESCRIPTION	TYPICAL DELAY TIME	TYP TOTAL POWER DISSIPATION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
			-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
			Part No.	Package	Part No.	Package	
8-BIT ODD/EVEN PARITY GENERATORS/CHECKERS	35 ns	170 mW	SN54180	J, W	SN74180	J, M	209
9-BIT ODD/EVEN PARITY GENERATORS/CHECKERS	13 ns	325 mW	SN54S280	J, W	SN74S280	J, M	269
	31 ns	80 mW	SN54LS280	J, W	SN74LS280	J, M	

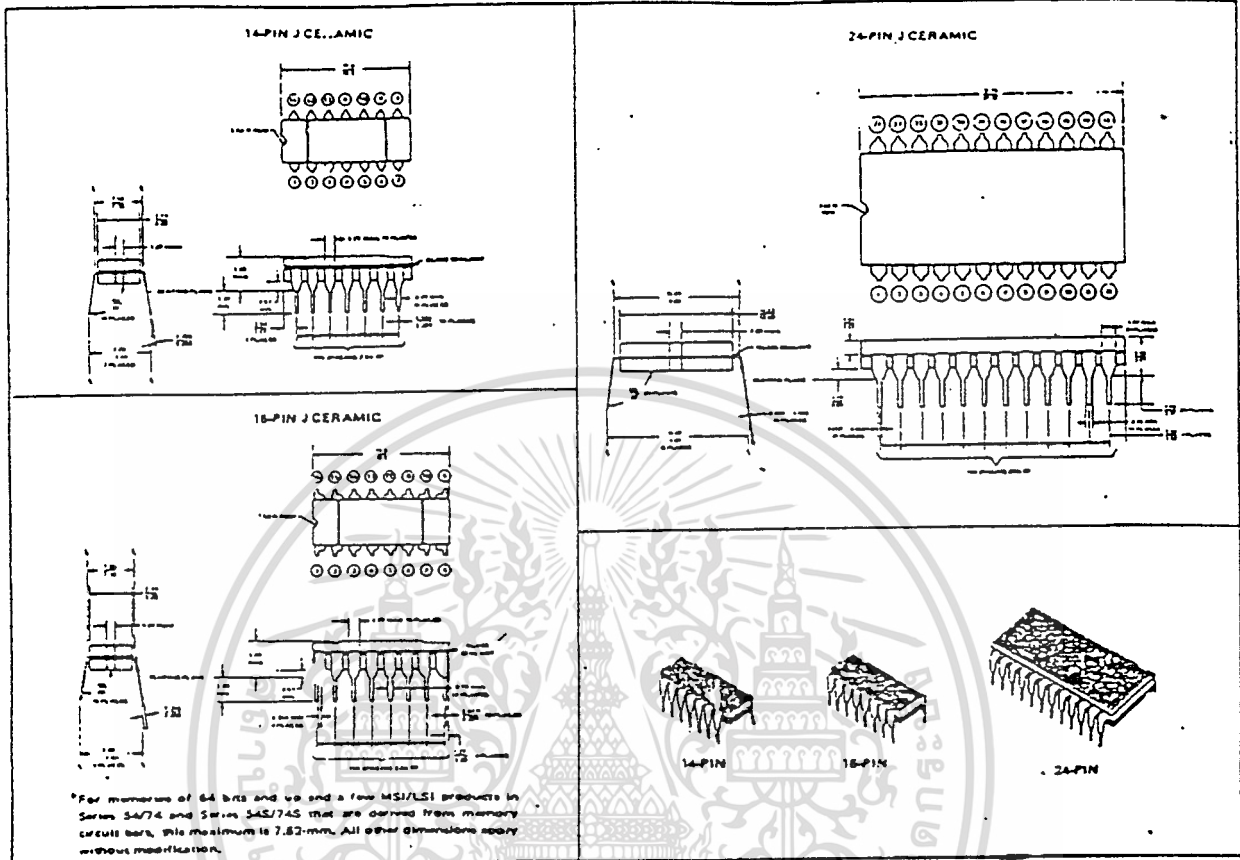
24 OTHER ARITHMETIC OPERATORS

DESCRIPTION	TYPICAL DELAY TIME	TYP TOTAL POWER DISSIPATION	DEVICE TYPE AND PACKAGE				PAGE
			-55°C to 125°C		0°C to 70°C		
			Part No.	Package	Part No.	Package	
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-OR GATES WITH TOTEM-POLE OUTPUTS	7 ns	250 mW	SN54S86	J, W	SN74S86	J, M	116
	10 ns	30 mW	SN54LS86	J, W	SN74LS86	J, M	
	14 ns	150 mW	SN5486	J, W	SN7486	J, M	
	55 ns	15 mW	SN54LS86	J, M, T	SN74LS86	J, M, T	
	10 ns	30 mW	SN54S386	J, W	SN74S386	J, M	
4-BIT TRUE/COMPLEMENT, ZERO/ONE ELEMENT	14 ns	270 mW	SN54187	J, W	SN74187	J, M	117
QUADRUPLE EXCLUSIVE OR/NOR GATES	8 ns	325 mW	SN54S135	J, W	SN74S135	J, M	153
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-OR GATES WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS	16 ns	30 mW	SN54S136	J, W	SN74S136	J, M	156
	27 ns	150 mW	SN54136	J, W	SN74136	J, M	
QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-NOR GATES	18 ns	40 mW	SN54LS286	J, W	SN74LS286	J, M	260
8-BIT BY 1-BIT TWO'S COMPLEMENT/MULTIPLIERS			SN54LS384	J, W	SN74LS384	J, M	

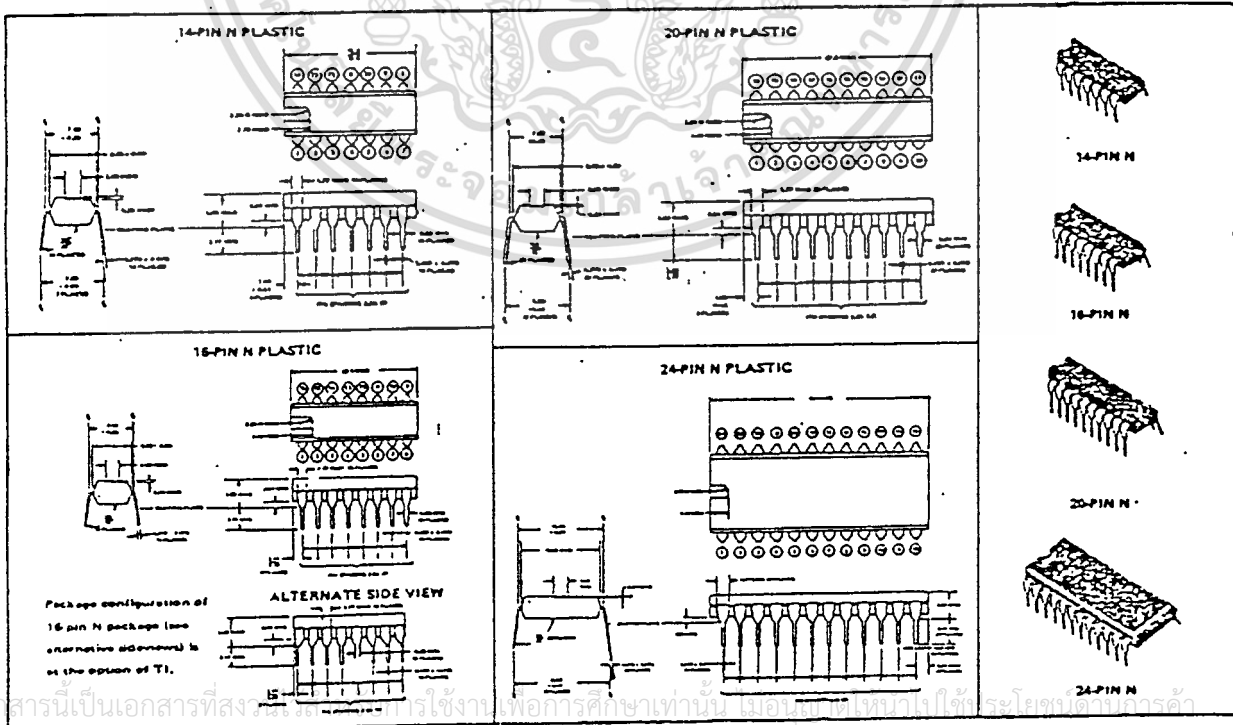
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TTL INTEGRATED CIRCUITS MECHANICAL DATA

J ceramic dual-in-line packages (metric dimensions)



N plastic dual-in-line packages (metric dimensions)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อเผยแพร่ให้นำไปใช้ประโยชน์ตามควรด้วย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- DAVID J.COMER APPLICATION OF THE OP-AMP
ADDISON-WESLAY PUBLISHED,1981
- JACOB MILLMAN RECTIFIERS AND POWER SUPPLIES
MCGRAW-HILL, INC.1967
- G.K. MITHAT, AND VOLTAGE COMPARATOR
A.K. VANVASI KHANNA PUB,1978
- JAME J.BROPHY RECTIFIERS CIRCUIT
MCGRAW-HILL, INC.1972
- B.L. THERAJA A.TEXT BOOK OF ELECTRICAL TECHNOLOGY
NIRAJ PRAKASHAN, RAM NAGAR, NEW DELHI, 1968
- RCA TRANSISTOR THYRISTOR & DIODE MANUAL
- ECG ECG SEMICONDUCTORS 2012Q
- ยีน ภูวรวรรณ ทฤษฎีและการทำงานของอิเล็กทรอนิกส์เล่ม 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้