

แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง

Uninterruptible Power Supply



ปริญญานิพนธ์เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยี พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหม.....

เลขทะเบียน... 46537

วัน, เดือน, ปี- 4 เม.ย. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง
TITLE	Uninterruptible Power Supply
โดย	นายประทีป ยิ้มจันทร์ รหัส 43015730 นายสมพงษ์ ยอดขำ รหัส 43015751
อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญานิพนธ์	รศ. นิกร สุขุมตันติ
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
ปีการศึกษา	2544

ปริญญานิพนธ์ ฉบับนี้ได้รับการอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบัง

(รศ. นิกร สุขุมตันติ)
อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญานิพนธ์

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

นักศึกษา

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญานิพนธ์

ระดับการศึกษา

ภาควิชา

ปีการศึกษา

แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง

นายประทีป ยิ้มจันทร์ รหัส 43015730

นายสมพงษ์ ยอดจำ รหัส 43015751

รศ. นิกร สุขุมตันติ

ปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์

วิศวกรรมสารสนเทศ

2544

บทคัดย่อ

แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองหรือยูพีเอส (Uninterruptible Power Supply : UPS) คือ อุปกรณ์ที่ ออกแบบมาเพื่อเตรียมจ่ายพลังงานไฟฟ้าสำรองให้กับภาระอย่างต่อเนื่อง ถึงแม้ว่ากระแสไฟฟ้าของ การไฟฟ้าดับหรือเกิดขัดข้องอันเนื่องมาจากสาเหตุใดก็ตาม จะเห็นว่ายูพีเอสเป็นอุปกรณ์ที่เพิ่มประ สสิทธิภาพให้กับระบบไฟฟ้า แต่ยูพีเอสก็มีขีดจำกัดในการจ่ายพลังงานไฟฟ้า ณ ระดับหนึ่งเท่านั้น โดย แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองในโครงการนี้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าชนิด 1 เฟส ขนาดพิกัด 400 โวลต์ - แอมป์ และสามารถจ่ายไฟฟ้าสำรองได้นาน 10 นาทีพิกัดกำลังไฟฟ้า โดยการควบคุมระบบการ ทำงานทั้งหมดจะอาศัยไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งเป็นตัวสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 50 Hz เป็นสัญญาณสวิตซ์ให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นชนิดพุช - พูล (Push - Pull Inverter) ซึ่งทำงานในโหมดออฟไลน์ (Off - Line Mode)

PROJECT TITLE	Uninterruptible Power Supply
STUDENT	Mr. Prateep Yimchan No. 43015730 Mr. Somphong Yodkram No. 43015751
ADVISOR	Ass. Prof Nikorn Sukutamantanti
COURSE	Bachelor of Industrial Technology in Electronic
DEPARTMENT	Information Engineering
YEAR	2001

ABSTRACT

Uninterruptible Power Supply or UPS is designed to supply reserved electrical energy for uninterruptable load. In spite of the failing of system of on power supply from source, load be able to work continuously. So UPS is a equipment which improve efficiency to load but it is limited to supply electrical energy which is appropriate with a lower power system. The UPS in this project is 1 Φ power supply, 400 VA rated. It can supply 10 minutes at rated power. It is controlled by 8 bit microcontroller which generates 50 Hz square wave as switching signal for inverter circuit. This type inverter is Push – Pull inverter which work in off – line mode.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จสมบูรณ์ด้วยความอนุเคราะห์จากบุคคลหลาย ๆ ท่าน โดยเฉพาะ ท่าน รศ.นิกร สุขุมตันติ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา เป็นผู้ให้คำแนะนำแนวทางในการดำเนินงาน แนวความคิดที่เป็นประโยชน์ต่อการทำงาน รวมทั้งข้อมูลต่าง ๆ พร้อมทั้งขอขอบคุณพี่เสื่อ ชาญชัย ทองโสภณ ที่ให้คำแนะนำในการแก้ไขข้อบกพร่องต่าง ๆ รวมไปถึงอาจารย์ภาควิชาโทรคมนาคม ที่ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับด้านการรับส่งข้อมูล รวมทั้งขอบคุณอาจารย์ทุก ๆ ท่านที่ไม่ได้กล่าวถึงในที่นี้ พี่และน้องทุก ๆ คน ที่ให้กำลังใจ และเพื่อนที่ได้ทำงานร่วมกันอย่างเต็มที่ เพื่อให้งานสำเร็จลุล่วงตาม เป้าหมายที่วางเอาไว้

สุดท้ายนี้หวังว่าปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ คงเป็นประโยชน์อย่างยิ่ง และเป็นแนวทางในการดำเนินงานสำหรับรุ่นน้องและผู้ที่ต้องการจะศึกษาต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 วงจรพื้นฐานของวงจรพุก – พูล อินเวอร์เตอร์	4
รูปที่ 2.2 การห้วงของช่วงเวลานำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเนื่องจากการประจุประสม	5
รูปที่ 2.3 การกำหนดค่าเพื่อ T_D ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	6
รูปที่ 2.4 มอสเฟสประเภทใช้แรงดันควบคุม	7
รูปที่ 2.5 โครงสร้างของมอสเฟสแบบ N และ P ชนิดดีพลีชัน	8
รูปที่ 2.6 โครงสร้างของมอสเฟสแบบ N และ P ชนิดเอนฮานซ์เมนต์	9
รูปที่ 2.7 คุณลักษณะในการถ่ายโอนอิมอสเฟสแบบเซลล์เนล N และ P และคุณลักษณะ เอาท์พุทของอิมอสเฟสแบบเซลล์เนล	10
รูปที่ 2.8 คลื่นแรงดันในการสวิตซ์ของแรงดันเกท	11
รูปที่ 2.9 พื้นที่หน้าตัดของมอสเฟสชนิด N โดยจะประมาณพื้นที่ที่เกิดคาปาซิเตอร์	12
รูปที่ 2.10 วงจรโมเดลของมอสเฟสโดยแสดงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้อง	12
รูปที่ 2.11 ส่วนประกอบที่เป็นผลรวมค่าความต้านทาน R_{DS} ขณะที่มอสเฟสนำกระแส	13
รูปที่ 2.12 พื้นที่การใช้งานที่ปลอดภัย (Save Operation Area : SOA)	13
รูปที่ 2.13 คลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ได้จากการรวบรวมสัญญาณความถี่หลัก และฮาร์โมนิกต่าง ๆ	14
รูปที่ 3.1 การคายประจุของแบตเตอรี่ที่ค่าความจุต่าง ๆ	24
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอาแกรมของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองแสดงให้เห็นสวิตซ์สับเปลี่ยน	25
รูปที่ 4.2 กระแสทรานเซียนส์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการเปลี่ยนโหมดการสับเปลี่ยน	27
รูปที่ 4.3 แรงดันไฟฟ้าของระบบเกิดการขาดหายไปเนื่องจากความผิดพลาดของระบบ	28
รูปที่ 4.4 ลำดับการทำงานของสวิตซ์สับเปลี่ยน เมื่อไฟฟ้าของระบบดับ	30
รูปที่ 4.5 ลำดับการทำงานของสวิตซ์สับเปลี่ยน เมื่อไฟฟ้าของระบบต่ำหรือเกินกว่าปกติ	31
รูปที่ 4.6 ลำดับการทำงานของสวิตซ์สับเปลี่ยน เมื่อกระแสไฟฟ้าของภาระเกินกว่าปกติ	32
รูปที่ 4.7 ลำดับการทำงานเมื่อกระแสไฟฟ้าลัดวงจรที่ภาระ	33
รูปที่ 5.1 วงจร พุก – พูล อินเวอร์เตอร์	36
รูปที่ 5.2 การเปลี่ยนแปลงแรงดันของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม	37
รูปที่ 5.3 วงจรที่ต่อหม้อแปลงกระแสเพื่อตรวจสอบกระแสโหลด	40
รูปที่ 5.4 บล็อกไดอาแกรม วงจร Rectifier / charger	44
รูปที่ 5.5 วงจรภาค Rectifier / charger	47

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ 5.6	วงจรสวิตช์ลับเปลี่ยน	49
รูปที่ 5.7	วงจรสร้างไฟแสดงผลและสัญญาณควบคุม	54
รูปที่ 6.1 – 6.12	ผลการทดลอง	57
ภาคผนวก ก. แผ่นลายวงจร		
รูปที่ 1	วงจรในแผ่น PCB	67
รูปที่ 2	วงจรรวมทั้งหมดของโครงการนี้	68
รูปที่ 3	ลายวงจรพร้อมอุปกรณ์บน PCB	69
รูปที่ 4	ลายวงจรบน PCB	70
รูปที่ 5	ตำแหน่งอุปกรณ์บน PCB	71



วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบการทำงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองชนิดออฟไลน์ (Off- Line UPS)
2. เพื่อเป็นการง่ายต่อการปรับปรุงคุณลักษณะพิเศษการทำงานของฮาร์ดแวร์โดยพัฒนาทางด้านซอฟต์แวร์
3. เพื่อเป็นการลดคุณลักษณะและขนาดวงจรอนาล็อก ไมโครคอนโทรลเลอร์จึงมีบทบาทต่อการควบคุมการทำงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง
4. เพื่อสามารถจ่ายภาระได้อย่างต่อเนื่องโดยไม่คำนึงถึงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุทของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง ดังนั้นรูปคลื่นเอาต์พุทที่ได้จึงไม่เป็นรูปคลื่นชายน้อยอย่างแท้จริง
5. สืบเนื่องจากข้อ 4 เพื่อเป็นการสอดคล้องกับการลดค่าใช้จ่ายในการดำเนินงานให้ต่ำที่สุดจึงไม่มีส่วนฟิลเตอร์กรองแรงดันเอาต์พุทเพื่อเป็นรูปคลื่นชายน้อย
6. เพื่อแสดงถึงความแตกต่างทางด้านอนาล็อกกับดิจิตอล จึงมีการแสดงผลบนคอมพิวเตอร์ในรูปแบบกราฟฟิก

คุณลักษณะโดยทั่วไปของการทำงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองในโครงการนี้

1. เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองชนิดออฟไลน์โหมด (Off-Line Mode) กล่าวคือในสภาวะปกติภาระจะรับกำลังไฟฟ้าจากระบบการไฟฟ้า อินเวอร์เตอร์จะไม่ทำการจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับภาระ แต่จะทำการจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับภาระในสภาวะผิดปกติเท่านั้น
2. ระบบป้องกันของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง มีดังนี้
 - 2.1 ไฟฟ้าของระบบการไฟฟ้าดับ (Brownout) จะให้อินเวอร์เตอร์ทำงานแทน
 - 2.2 แรงดันต่ำกว่าปกติ (Under Voltage) ถ้าแรงดันระบบมีค่าต่ำกว่า 198 โวลท์ จะให้อินเวอร์เตอร์ทำงานแทน
 - 2.3 แรงดันสูงกว่าปกติ (Over Voltage) ถ้าแรงดันระบบมีค่าสูงกว่า 240 โวลท์ จะทำการตัดภาระออกจากระบบ
 - 2.4 แรงดันแบตเตอรี่ต่ำกว่าแรงดันปกติ (Normal Battery Voltage) แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองจะทำการ Shutdown ตัวเองไม่ให้ทำงานต่อไป
 - 2.5 กระแสไฟฟ้าเกิน (Over Current) ถ้ากระแสไฟฟ้าที่ภาระมีค่าเกินพิกัด จะทำการตัดภาระออกจากระบบ
 - 2.6 กระแสไฟฟ้าลัดวงจร (Short Circuit) ถ้ามีการลัดวงจรที่ภาระฟิวส์จำกัด กระแสขนาด 3 A จะทำการตัดภาระออกจากระบบ

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันนี้การแก้ไขปัญหาผิดปกติที่เกิดจากระบบจ่ายไฟฟ้า อันเนื่องจากไฟฟ้าดับ , ไฟตก,ไฟเกิน หรือการขัดข้องของระบบไฟฟ้า สามารถแก้ไขได้โดยแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง ซึ่งเป็นระบบที่ยอมรับว่าสามารถแก้ไขปัญหาในกรณีไฟฟ้าที่จ่ายมาเกิดการผิดปกติ โดยที่โหลดไม่สามารถยอมรับได้ โดยเฉพาะโหลดที่มีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของไฟฟ้ามาก และโหลดที่ต้องการใช้ไฟฟ้าอย่างต่อเนื่องเช่น โหลดฉุกเฉิน เป็นต้น

ในการทำโครงการนี้ได้ทำการวิเคราะห์ห้ถึงหลักการทำงานในส่วนต่าง ๆ ของระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง โดยแบ่งการทำงานออกเป็น 5 ส่วนที่สำคัญ ซึ่งสามารถอธิบายโดยย่อได้ดังนี้

1. อินเวอร์เตอร์ (Inverter) เป็นชนิดพุช – พูล (Push – Pull Inverter) โดยใช้มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง โดยอาศัยหลักการสร้างรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave) ที่มีความถี่ 50 Hz จากไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งเมื่อกล่าวถึงวงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ ในทางปฏิบัติแล้วรูปคลื่นที่ได้จากวงจรไม่มีโอกาสเป็นรูปคลื่นไซน์ได้เลย โดยรูปคลื่นที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ จะมีลักษณะที่ประกอบไปด้วยความถี่หลักกับองค์ประกอบของส่วนฮาร์โมนิกส์ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลัก ดังนั้นเพื่อจำกัดฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำ และให้รูปคลื่นเอาต์พุตมีลักษณะเป็นไซน์มากที่สุด จะทำได้โดยการใช้วงจรกรองความถี่ขนาดเล็กในการกรองฮาร์โมนิกส์ออก ซึ่งการประยุกต์การใช้งานของวงจรอินเวอร์เตอร์ มีลักษณะการใช้งานหลาย ๆ ด้าน เช่น ใช้ในงานยานพาหนะต่าง ๆ ที่ไม่มีแหล่งจ่ายไฟสลับ ใช้เปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์จากโซลาร์เซลล์ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ และใช้ควบคุมมอเตอร์กระแสสลับโดยใช่วงจรอินเตอร์ 3 เฟส โดยสามารถควบคุมได้ทั้งแรงดันและความถี่ของระบบไฟฟ้า 3 เฟส เพื่อควบคุมความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์ได้

2. เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ (Battery Charger) โดยใช้หลักการอัดประจุแบบแรงดันคงที่ ซึ่งเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับแบตเตอรี่ที่ใช้ในงานเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง สำหรับแบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นแบบตะกั่ว – กรด (Lead – Acid) ลักษณะปิดผนึก แรงดันไฟตรงปกติ 12 โวลต์ ขนาด 7 แอมป์-ชั่วโมง โดยที่เครื่องชาร์จประจุจะใช่วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ แปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง และผ่านเข้าไอซีรักษาระดับแรงดันแบบปรับค่าได้ (Adjustable Regulator) โดยใช้ IC LM 317 N และใช้ทรานซิสเตอร์ควบคุมขากกราวด์เพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตเพื่อให้เป็นไปตามสภาวะปกติและผิดปกติ สำหรับส่วนเรกติไฟเออร์จะทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นกระแสตรง และรักษาระดับแรงดันให้คงที่ และจำกัดกระแสไม่ให้เกินค่าที่

ต้องการ เพื่อจ่ายให้กับวงจรอัดประจุแบตเตอรี่ ซึ่งในโครงการนี้ใช้วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์และใช้คาปาซิเตอร์กรองแรงดันรีปเปิลเพื่อให้เอาท์พุตเรียบขึ้น

3. สวิตช์สับเปลี่ยน (Transfer Switch) เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองนี้เป็นแบบออฟไลน์ (OFF LINE UPS) โดยที่ในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะทำงานก็ต่อเมื่อระบบไฟฟ้าปกติเกิดการผิดพลาด ดังนั้นสวิตช์สับเปลี่ยนจะทำงานใน 2 สถานะคือ สถานะปกติจะสวิตช์ไปที่ระบบไฟฟ้าและเมื่อสถานะผิดปกติจะสวิตช์ไปที่วงจรอินเวอร์เตอร์ ในส่วนของการที่จะสวิตช์ซึ่งจะได้รับสัญญาณควบคุมมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อควบคุมการทำงานได้ถูกต้องทั้ง 2 สถานะโดยอุปกรณ์ที่ใช้เป็นตัวทรานเฟอร์สวิตช์ในโครงการจะใช้รีเลย์ โดยทำการสับเปลี่ยนเมื่อได้รับสัญญาณจากไมโครคอนโทรลเลอร์

4. ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ถือว่าเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง โดยจะมีทั้งการรับอินพุต ประมวลผล และส่งสัญญาณไปควบคุมอุปกรณ์ในส่วนต่าง ๆ ซึ่งจะทำการรับสัญญาณอนาล็อกจากวงจรตรวจจับแล้วแปลงสัญญาณให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อประมวลผลแล้วทำการควบคุมระบบต่อไป



บทที่ 2

วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter)

สำหรับในโครงการนี้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่เลือกใช้งานจะใช้แบบพุช - พูล อินเวอร์เตอร์ (Push – Pull Inverter) ซึ่งคุณลักษณะที่เหมาะสมของการเลือกใช้แบบนี้ก็เพื่อ

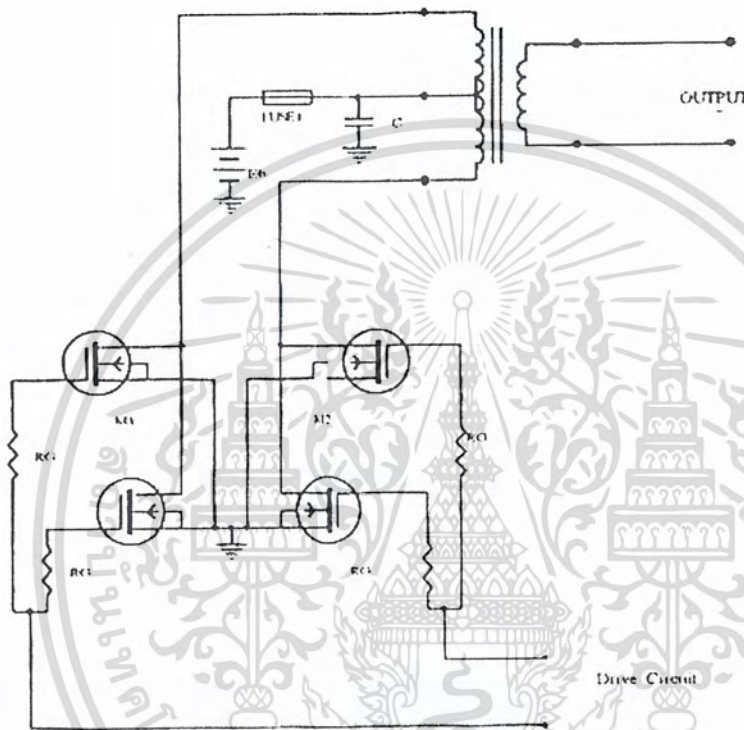
1. สามารถจ่ายไฟฟ้าได้สูง 500 วัตต์ขึ้นไป ดังนั้นค่าพิกัดของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองในโครงการนี้จึงอยู่ในเกณฑ์ที่พิจารณา
2. แรงดันที่ใช้ในการสวิตซ์ของอุปกรณ์มีราคาต่ำ
3. ราคาถูกที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่น ๆ เนื่องจากว่าใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยในการสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์
4. ไม่คำนึงถึงผลของคุณสมบัติของรูปคลื่นเท่าไรนัก เนื่องจากว่าจุดประสงค์ของโครงการนี้ เพื่อสามารถจ่ายไฟฟ้าสำรองแทนระบบได้เท่านั้น เมื่อเกิดผิดปกติขึ้นกับระบบแต่สิ่งที่พิเศษกว่าคือการควบคุมที่ง่ายด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์
5. เนื่องจากรูปคลื่นสัญญาณในการสวิตซ์วงจรอินเวอร์เตอร์ จะสวิตซ์ที่ความถี่ 50 Hz ดังนั้นอุปกรณ์สวิตซ์จึงไม่จำเป็นต้องตอบสนองใช้เวลาที่รวดเร็ว (Show dynamic Response)
6. เนื่องจากสัญญาณที่ใช้ในการขับเป็นรูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม มีความถี่ 50 Hz ดังนั้นการสร้างสัญญาณขับนี้ โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำได้ง่าย
7. การออกแบบวงจรได้ง่าย เนื่องจากว่าใช้งานที่ความถี่ต่ำ จึงมักไม่ค่อยมีปัญหาเรื่องของสไปท์ (Spike) การใช้หม้อแปลงความถี่สูง หรือผลจากเส้นแรงแม่เหล็กมีค่าไม่เท่ากัน
8. การออกแบบหม้อแปลงไม่ต้องใช้แกนเฟอร์ไรท์ ซึ่งจะช่วยประหยัดได้มาก

ดังนั้นจากคุณลักษณะข้างต้นจึงได้ทำการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงการนี้ให้มีเงื่อนไขเป็นไปตามคุณลักษณะดังกล่าว โดยแสดงเป็นหัวข้อได้ ดังนี้

1. วงจรอินเวอร์เตอร์ใช้อุปกรณ์สวิตซ์คือ มอสเฟต จำนวน 4 ตัว แบ่งเป็นกึ่งละ 2 ตัว
2. ใช้รูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square wave signal) มีความถี่ที่ 50 Hz จำนวน 2 สัญญาณกลับเฟสกัน 180 องศาไฟฟ้า ขับวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสร้างจากไมโครคอนโทรลเลอร์
3. แรงดันไฟตรงที่ใช้ขับเกทมอสเฟตมีค่า 12 โวลท์
4. หม้อแปลงถูกออกแบบใช้งานที่ความถี่ 50 Hz

ดังนั้นในการออกแบบจะอาศัยคุณลักษณะและเงื่อนไขดังกล่าวนี้ในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยต่อไปจะกล่าวถึงทฤษฎีการใช้งานไปจนถึงการออกแบบวงจรที่ใช้ในโรงงานนี้

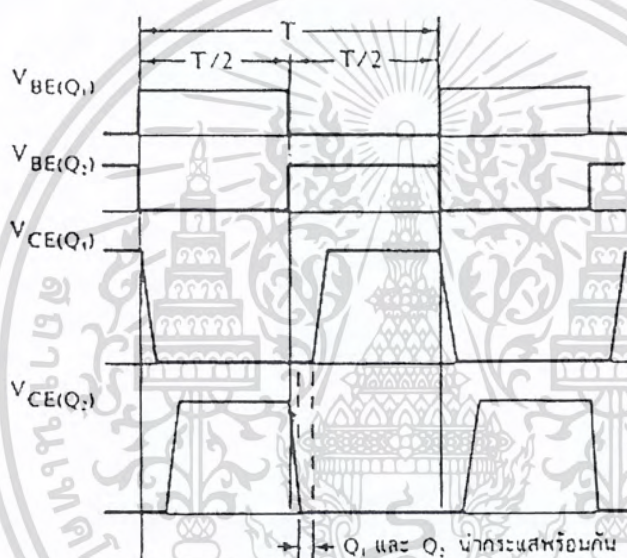
2.1 พื้นฐานการทำงานของวงจร พูช – พูล อินเวอร์เตอร์ (Basic of Push – Pull operating Inverter)



รูปที่ 2.1 วงจรพื้นฐานของวงจร พูช – พูล อินเวอร์เตอร์

หลักการการทำงานของวงจร พูช – พูล อินเวอร์เตอร์ โดยอธิบายได้ คือ เพาเวอร์มอสเฟต M1 และ M2 จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งของคาบเวลา T ขณะที่ M1 นำกระแสจะมีกระแสไพรมารี (I_{p1}) ไหลผ่านขดไพรมารี (N_{p1}) เนื่องจากมีสัญญาณมาขับเกทและในจังหวะนี้ไม่มีสัญญาณขับที่เกทของ M2 ดังนั้น M2 จะไม่ทำงานแรงดันที่คร่อมเดรนซอร์ส (V_{DS}) จะมีค่าเป็น $2V_{in}$ ซึ่งเป็นผลรวมของแรงดันของขด NP1 และ NP2 รวมกันเนื่องจากถูกเหนี่ยวนำเกิดขึ้นมีทิศทางเดียวกัน ดังนั้นจากเหตุผลนี้ทั้ง M1 และ M2 จะต้องสามารถทนแรงดันอย่างต่ำได้เป็น 2 เท่าของแรงดันอินพุท โดยในสภาวะขณะนี้หม้อแปลงไฟฟ้าทำงานในครึ่งคาบเหนี่ยวนำแรงดันขึ้นสมมติมีทิศทางตามจุดคอกท ในเวลาต่อมาสัญญาณขับเกทจะขับที่ M2 แทน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ M1 สัญญาณจะขับเป็นศูนย์ ซึ่งจะมีความถี่ของสัญญาณเท่ากันแต่มีความต่างเฟสกัน 180 องศาไฟฟ้า กระแสไฟโพรมารี่ (I_{p2}) จะไหลผ่านขดไฟโพรมารี่ (N_{p2}) ไหลครบวงจรโดยผ่าน M2 ซึ่งหม้อแปลงก็จะเหนี่ยวนำแรงดันขึ้น โดยมีทิศทางคอตจะอยู่ด้านล่างซึ่งแรงดันที่ปรากฏที่ด้านทุติยภูมิจะมีลักษณะเป็นกระแสสลับ โดยเกิดจากการสลับการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์นั่นเอง สำหรับสัญญาณขับจะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave) กลับเฟสกันและทำการขับเพียงครึ่งคาบเท่านั้น ซึ่งในความเป็นจริงแล้วหากสัญญาณขับพร้อมกันหรือมีการทำงานที่ต่างกันบางประการ ซึ่งจะเป็นส่วนที่ทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์มีการทำงานผิดพลาดขึ้น ดังนั้นเพื่อความปลอดภัยจึงต้องมีเวลาเพื่อสำหรับการสวิตซ์ของอุปกรณ์ด้วย ซึ่งจะแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.2 การหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์เนื่องจากประจุประสม

โดยจะขออธิบายโดยการพิจารณา ซึ่งจะเป็นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แทน ซึ่งจะหลักการในการพิจารณาแบบเดียวกัน กล่าวคือกำหนดค่าเวลาเมื่อ (t_d ; dead time) ไว้ เพื่อไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีช่วงการนำกระแสมากเกินไป เมื่อสัญญาณขับมีความกว้างพัลส์ใกล้ 180 องศาไฟฟ้า ซึ่งจะมีเหตุผลหลัก 2 ประการ คือ

1. ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้ เมื่อเกิดกรณีโหลดดึงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลาการนำกระแสของอีกตัวหนึ่งลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ (Flux imbalance) ขึ้นในแกนเหล็ก

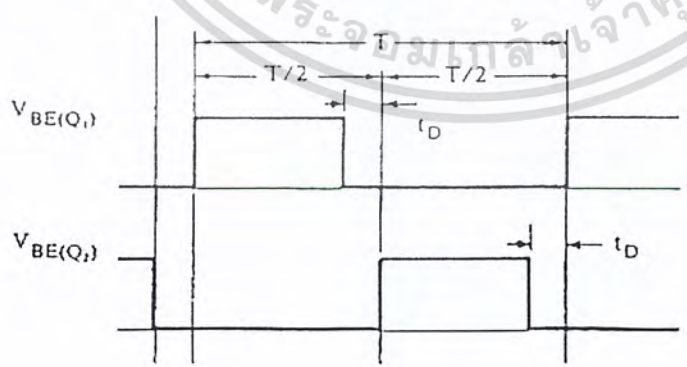
ของหม้อแปลง ซึ่งจะทำให้แกนอิมตัวอย่างรวดเร็วและอุปกรณ์สวิตชิ่งเกิดพังเสียหายขึ้นได้ โดยสาเหตุที่สำคัญที่ทำให้เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ของแกนเหล็กนั้น เนื่องมาจากการมีช่วงเวลาก่อนหยุดนำกระแส (turn off time) ไม่เท่ากันอย่างแท้จริงเนื่องจากข้อจำกัดในการผลิต ถ้าหากว่าอุปกรณ์ตัวใดใช้ในการหยุดนำกระแสมากกว่า จะทำให้ค่ากระแสสูงสุดของมันในช่วงที่นำกระแสมีค่ามากกว่าของอีกตัวหนึ่ง ลักษณะเช่นนี้จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงมีลักษณะไม่สมมาตร และจะมีการเลื่อนของฟลักซ์ได้หรือที่เรียกว่า "Flux walking" เกิดขึ้น โดยค่าฟลักซ์สูงสุดจะวิ่งเข้าหาจุดอิมตัวอย่างรวดเร็ว ถ้าแกนเกิดการอิมตัวของฟลักซ์แม่เหล็กก็จะเป็นอันตรายต่อตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้

2. ถึงแม้จะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานให้ทำงานครึ่งหนึ่งของคาบเท่ากันแล้วก็ตาม ก็ยังไม่มีมีการปลอดภัยเพียงพอเพราะการตอบสนองของอุปกรณ์อาจเป็นไปได้ช้า เนื่องจากเกิดประจุสะสมขึ้นในขณะที่นำกระแส เมื่อหยุดจ่ายสัญญาณขับให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เวลา $t - T/2$ ประจุสะสมจะทำให้นำกระแสต่อไปช่วงระยะเวลาหนึ่ง ในขณะที่เดียวกันอีกตัวหนึ่งเริ่มรับสัญญาณขับที่เวลา $t - T/2$ เช่นเดียวกัน ในกรณีนี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าแรงดันของอินพุต และทำให้เกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว

การกำหนดค่าเพื่อเวลา t_{0} สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ดังรูปที่ 2.3 จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาแล้วได้ ค่าเพื่อเวลา t_{0} โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20% ของครึ่งคาบเวลา ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จึงไม่ควรมีค่าเกิน

$$\begin{aligned}
 t_{ON(max)} &= 0.8 (T/2) \\
 &= 0.4 T
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

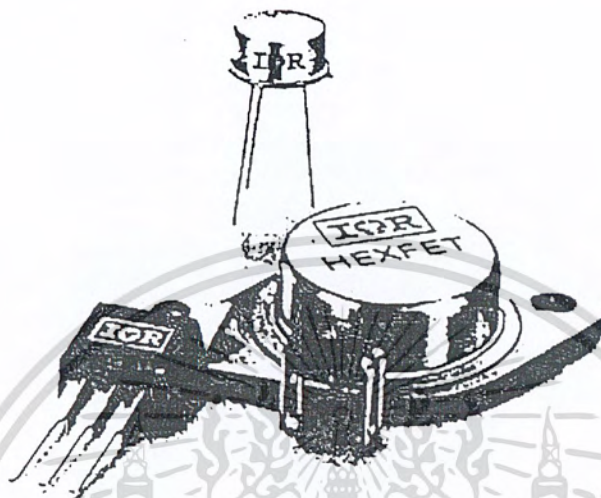
โดยจะแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 2.3 การกำหนดค่าเพื่อ t_0 ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.2 มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET)

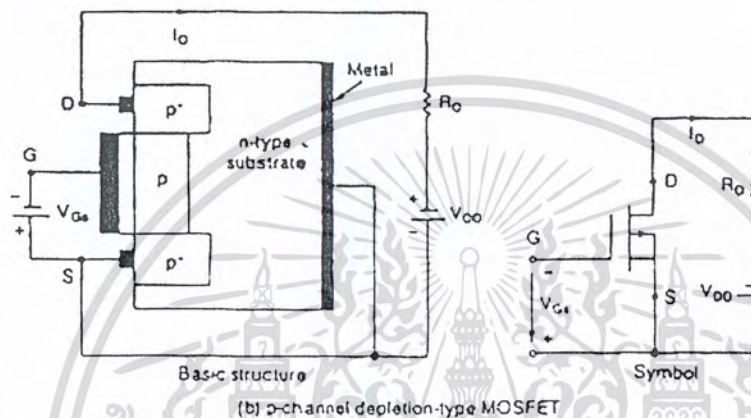
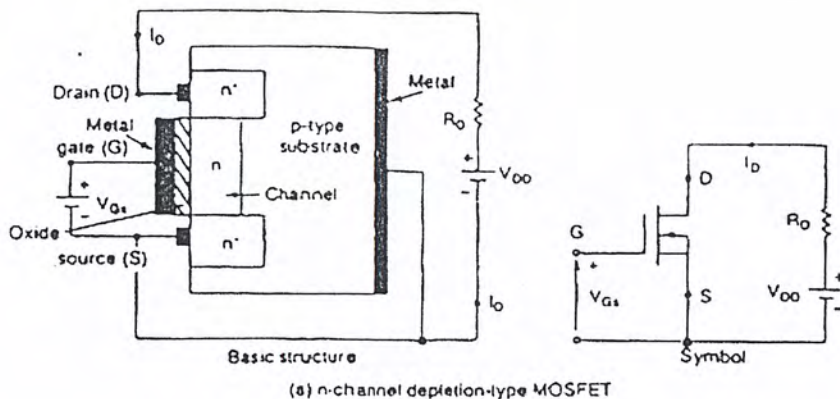
มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภทใช้แรงดันในการควบคุม กล่าวคือ ต้องใช้แรงดัน V_{GS} ควบคุมในการไหลของกระแสเดรน (I_D)



รูปที่ 2.4 มอสเฟตประเภทใช้แรงดันควบคุม

2.2.1 ประเภทของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่มี 3 ขั้ว คือ ขั้วซอร์ส (Source ; S) เดรน (Drain : D) และ เกต (Gate ;G) แบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ มอสเฟตแบบดีพลีชัน (Deletion MOSFET) เรียกสั้น ๆ ว่า ดิมอสเฟต และมอสเฟตแบบเอนฮานซ์เมนต์ (Enhancement MOSFET) หรือเรียกว่า อิมอสเฟต แต่ละประเภทยังแบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ แชนแนล N (N – Channel) และ แชนแนล P (P – Channel) ซึ่งแสดงได้ดังรูป



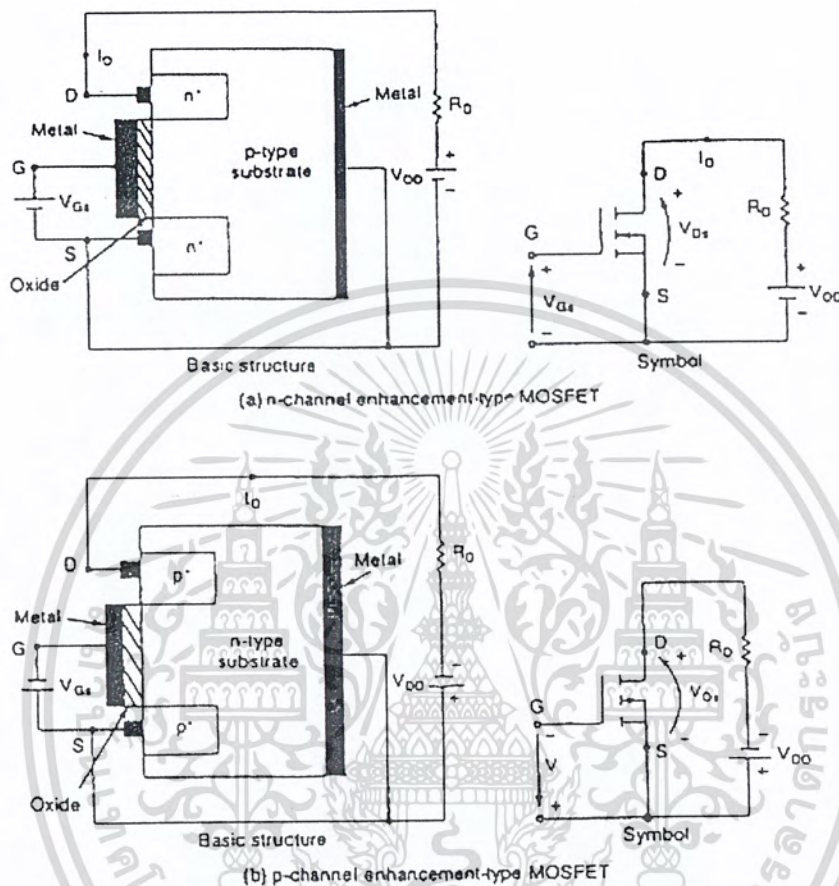
รูปที่ 2.5 โครงสร้างของมอสเฟตแบบ N และ P ชนิดดีพลีชัน

โครงสร้างของมอสเฟตแบบแชนแนล N ในรูปที่ a ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำชนิด P ซึ่งสร้างขึ้นจากซิลิคอน และเรียกว่าแผ่นสับสเตรท P (P-type Substrate) โดยขั้ว D และขั้ว S ต่อกับบริเวณที่มีการกระตุ้นหรือโด๊ปให้เป็นบริเวณสารกึ่งตัวนำ N (N-Doped Region ; N) บริเวณสารกึ่งตัวนำ N ทั้งสองส่วนนี้ต่อกับวัสดุผิวนอกที่เป็นโลหะ (Metal) โดยมีซิลิคอนไดออกไซด์ (SiO_2) กั้นระหว่างแชนแนล N กับขั้ว G [ซิลิคอนไดออกไซด์เป็นฉนวนประเภทไดอิเล็กทริก (Dielectric)] ถ้าแรงดันเกต - ซอร์ส (V_{GS}) มีค่าเป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในแชนแนล N สร้างบริเวณปลอดพาหะ (Depletion Region) ภายในขั้วออกไซด์ ทำให้แชนแนลแคบลง ความต้านทานจากขั้วเดรนไปซอร์ส (R_{DS}) เริ่มมีค่าสูง เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นลบเพียงพอ แชนแนลก็จะหายไป R_{DS} จึงมีค่าสูงมาก และไม่มีกระแสไหลจากขั้วเดรนไปซอร์สนั้น คือ $I_{DS} = 0$ ระดับ นี้เรียกว่า V_{GS} แรงดันพินชออฟ (Pinch-off Voltage : V_p)

ในทางตรงข้าม ถ้า V_{GS} เป็นบวก แชนแนลจะกว้างขึ้นเป็นผลให้ I_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้น นั่นเนื่องจาก V_{GS} มีค่าลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการที่กล่าวมานี้ ใช้ได้กับดิมอสเฟตแบบแซนแนล P (ดังรูป B) โดยขั้วของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} เปลี่ยนเป็นขั้วตรงข้ามกับกรณี ดิมอสเฟตแบบแซนแนล N



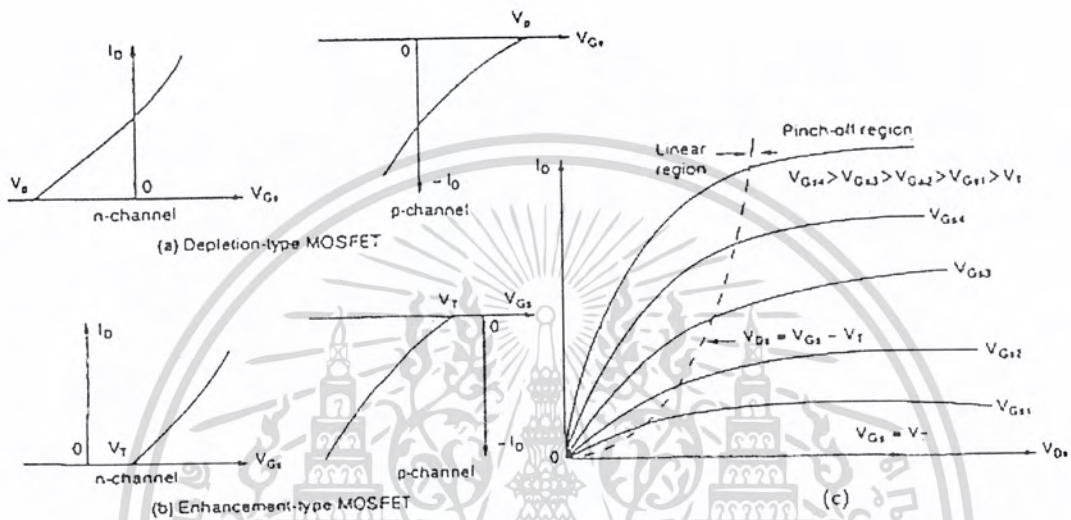
รูปที่ 2.6 โครงสร้างของมอสเฟตแบบ N และ P ชนิดเอนฮานซ์เมนต์

อิมอสเฟตแบบแซนแนล N นั้นไม่มีแซนแนลดังรูปที่ a ถ้า V_{GS} เป็นบวก แรงดันเหนี่ยวนำจะดึงดูดอิเล็กตรอนจากแผ่นผนังฐาน P และรวบรวมไว้ที่ผิวภายนอกในชั้นออกไซด์ ถ้า V_{GS} มากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันเรชโฮลด์ (Threshold Voltage : V_T) จึงมีกระแสไหลจากเดรนไปซอร์ส (I_{DS})

หลักการที่กล่าวมานี้ ใช้ได้กับอิมอสเฟตแบบแซนแนล P โดยขั้วของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} เปลี่ยนเป็นขั้วตรงข้ามกับกรณี อิมอสเฟตแบบแซนแนล N

2.2.2 คุณลักษณะของมอสเฟต (MOSFET Characteristic)

ได้กล่าวไว้ในตอนต้นแล้วว่า มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ประเภทใช้แรงดันในการควบคุมและมีอิมพีแดนซ์อินพุตสูงมาก โดยขั้วเกตจะดึงกระแสรั่วไหลต่ำมาก ซึ่งมีค่าโดยประมาณนาโนแอมป์ (nanoamp) และเราทราบว่า ทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance ; g_m) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของ I_D ต่อแรงดันเกต (V_{GS}) เป็นตัวกำหนดคุณลักษณะการถ่ายโอนของมอสเฟต



รูปที่ 2.7 คุณลักษณะในการถ่ายโอนของมอสเฟตแบบแชนแนล N และ P และคุณลักษณะเอาต์พุตของมอสเฟตแบบแชนแนล N

โดยที่คุณลักษณะเอาต์พุตของมอสเฟตแบบแชนแนล N จะมีพื้นที่บริเวณการทำงาน 3 บริเวณ คือ

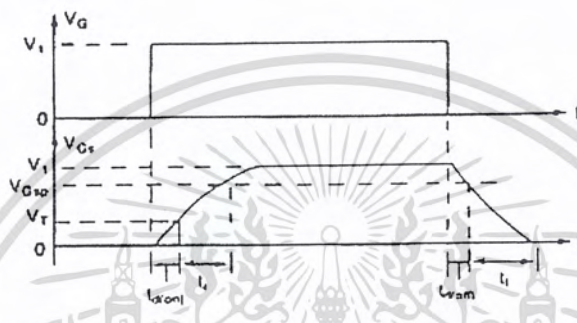
1. บริเวณคัตออฟ (Cutoff Region) เกิดขึ้นเมื่อ $V_{GS} < V_T$
2. บริเวณพินชออฟหรือบริเวณอิ่มตัว (Pinch-off or Saturation Region) เกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} > V_{GS} - V_T$
3. บริเวณที่เป็นเชิงเส้น (Linear Region) เกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} > V_{GS} - V_T$

ในบริเวณที่เป็นเชิงเส้น I_D จะเปลี่ยนแปลงตามสัดส่วนของ V_{DS} และเนื่องจาก I_D มีค่าสูง ขณะที่ V_{DS} มีค่าต่ำ มอสเฟตจึงใช้บริเวณที่เป็นเชิงเส้นนี้สำหรับพิจารณาการใช้สวิตช์ซึ่ง

สำหรับอิมอสเฟท แรงดันเกต (หรือแรงดันอินพุท) อาจจะเป็นบวกหรือเป็นลบก็ได้ แต่อิมอสเฟทตอบสนองกับแรงดันบวกเพียงอย่างเดียว ตามปกติมอสเฟทกำลังมักเป็นประเภทอิมอสเฟท จึงขอกล่าวถึงเฉพาะคุณลักษณะของอิมอสเฟทเท่านั้น

2.2.3 คุณลักษณะในการสวิตช์ (Switching Characteristic)

ผลกระทบที่เกิดจากคาปาซิเตอร์บริเวณรอยต่อของสารกึ่งตัวนำในอิมอสเฟท ทำให้เขียนรูปคลื่นในการสวิตช์เป็นดังรูป

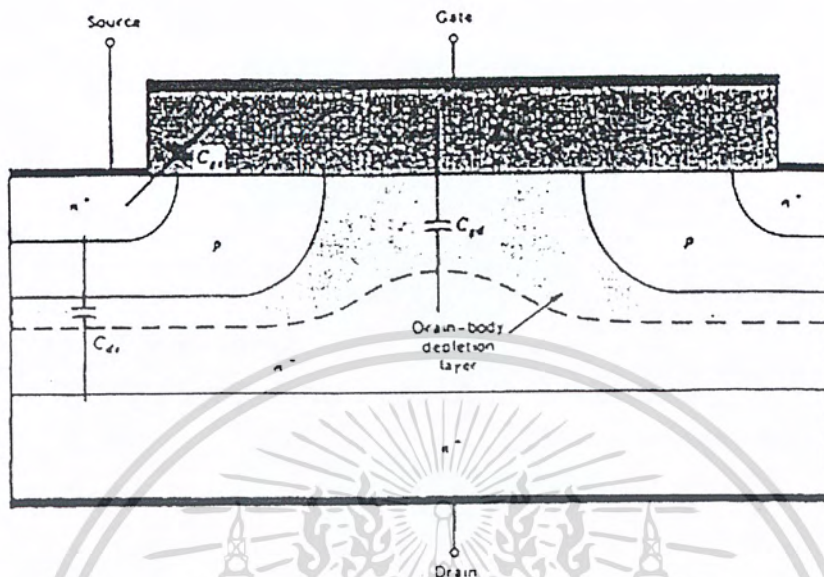


รูปที่ 2.8 รูปคลื่นแรงดันในการสวิตช์ของแรงดันเกต

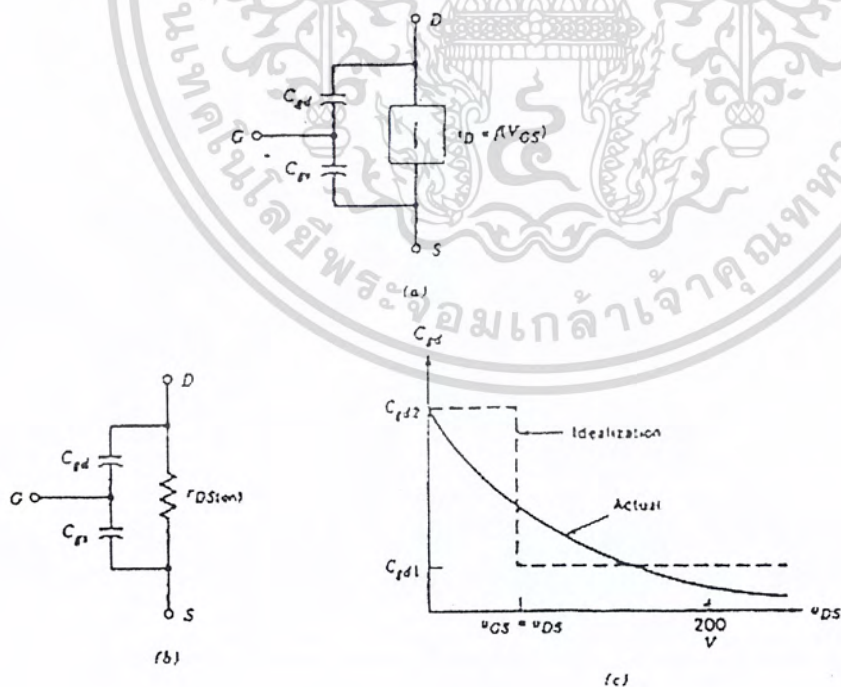
เมื่อป้อนแรงดันเกตเพิ่มจากศูนย์ถึง V_{gs} เวลาที่ใช้ในการอัดประจุคาปาซิเตอร์ (ภายในตัวของอิมอสเฟท) ให้มีค่าถึงระดับแรงดันธรสโสลด์ (V_T) ซึ่งเรียกว่า ช่วงเวลาดีเลย์ในการเปิด (Turn-off Delay Time ; $t_{d(ON)}$) และ ช่วงเวลาขาขึ้น (t_r) เป็นเวลาการอัดประจุระดับ V_T จนกระทั่งมีค่าถึงระดับแรงดันเกตเต็มที่ (Full Gate Voltage ; V_{GSP}) ซึ่งใช้ในการขับมอสเฟทไปสู่บริเวณเชิงเส้น โดยดูรูป C ประกอบ

เวลาที่คาปาซิเตอร์ในการคายประจุจาก V_{gs} ไปจนถึงบริเวณพินชออฟ เรียกว่าช่วงเวลาดีเลย์ในการเปิด (Turn-off Delay Time ; $t_{d(OFF)}$) และช่วงเวลาลง (t_f) เป็นเวลาที่คาปาซิเตอร์ใช้ในการคายประจุจากบริเวณพินชออฟจนถึง V_T (ถ้า $V_{GS} < V_T$ มอสเฟทจะปิด)

โดยจะแสดงค่าคาปาซิเตอร์ ณ จุดต่าง ๆ และวงจรโมเดลภายในตัวมอสเฟต ที่มีผลต่อการทำงานสวิตซิ่ง ได้ดังรูป

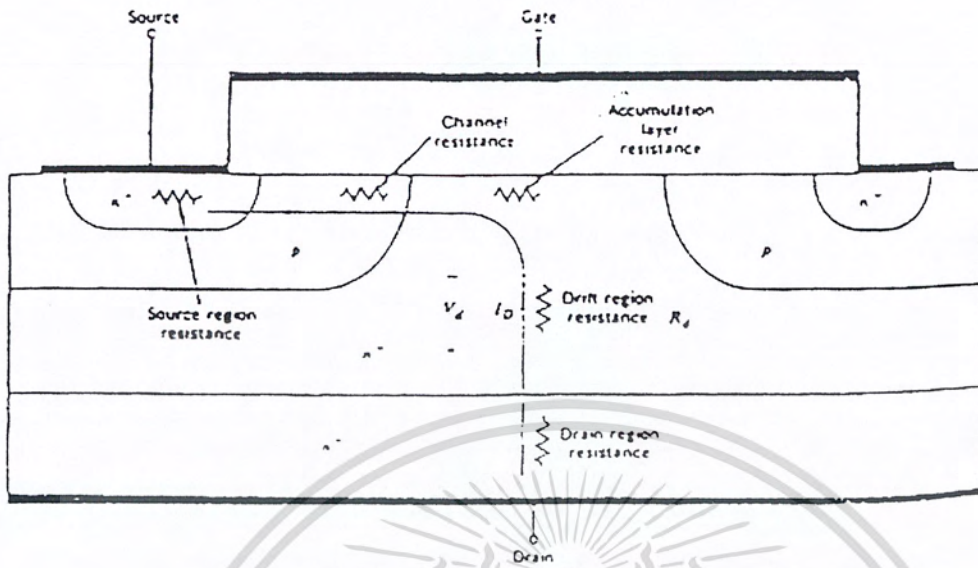


รูปที่ 2.9 พื้นที่หน้าตัดของมอสเฟตชนิด N โดยจะประมาณพื้นที่ที่เกิดคาปาซิเตอร์

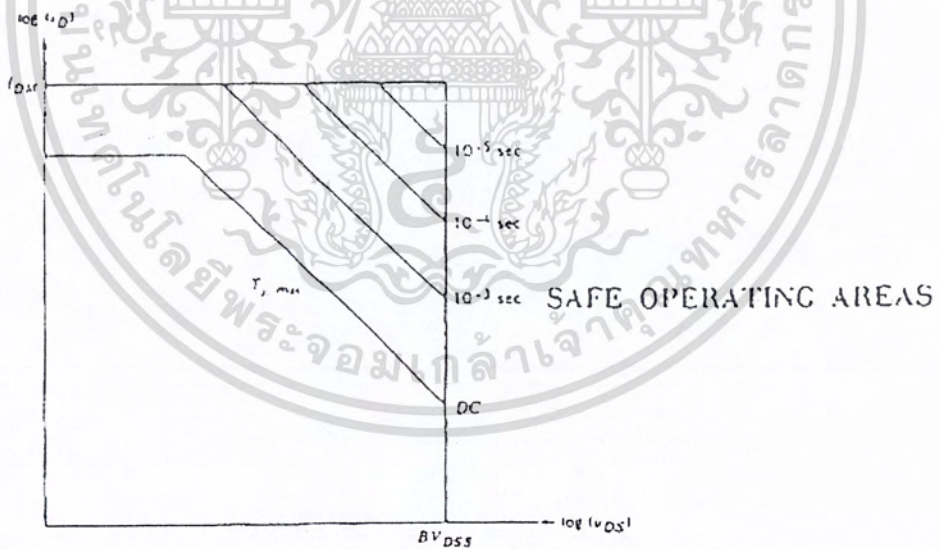


รูปที่ 2.10 วงจรโมเดลของมอสเฟต โดยแสดงพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 ส่วนประกอบที่เป็นผลรวมค่าความต้าน R_{DS} ของมอสเฟตนำกระแส

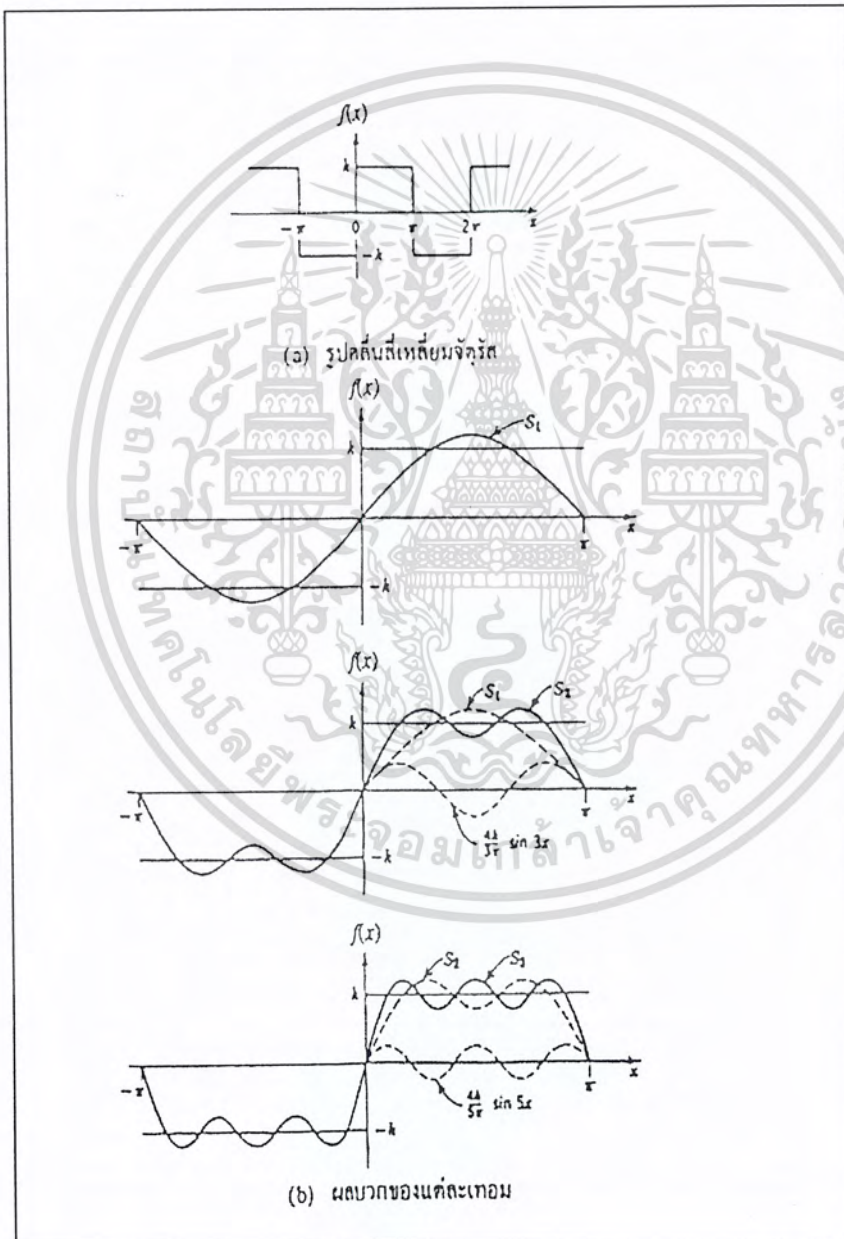


รูปที่ 2.12 พื้นที่การใช้งานที่ปลอดภัย (Save Operation Area ; SOA)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 คุณลักษณะของสัญญาณขับ (Drive Signal Characteristic)

ดังที่กล่าวมาแล้วว่าสัญญาณที่ใช้มอสเฟตจะเป็นรูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยมีค่าความถี่ไซเคิล (k) เท่ากัน ดังนั้นค่าแรงดันที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ และเข้าสู่หม้อแปลงเพื่อทำการแปลงแรงดันให้สูงขึ้น ดังนั้นสัญญาณที่เอาท์พุทหรือภาระจะมีสัญญาณเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเหมือนสัญญาณขับ ซึ่งแรงดันที่ใช้งานสำหรับภาระนั้นจะมีค่าเป็นแรงดันส่วนหลัก (Fundamental Voltage) ของสัญญาณสี่เหลี่ยมนี้ โดยที่แรงดันส่วนหลักเมื่อรวมกับแรงดันฮาร์โมนิกส์ทุก ๆ ฮาร์โมนิกส์รวมกันมีค่าเป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนี้ ซึ่งแสดงดังรูป โดยจะต้องทำการฟูเรียร์สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมนี้เพื่อต้องการทราบค่าแรงดันส่วนหลัก โดยจะแสดงได้ คือ



รูปที่ 2.13 รูปคลื่นแบบสี่เหลี่ยมที่ได้จากการรวมรวมสัญญาณความถี่หลักและฮาร์โมนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จาก } f(x) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nx + b_n \sin nx) \quad (2.2)$$

เมื่อพิจารณาจากรูป พื้นที่ใต้กราฟในช่วง $-\pi$ ถึง π เป็นศูนย์ ดังนั้น $a_0 = 0$ จึงไม่จำเป็นต้องอินทิเกรต ดังนั้น

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx \, dx \quad (2.3)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\pi}^0 (-k) \cos nx \, dx + \int_0^{\pi} k \cos nx \, dx \right]$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[-\frac{k}{n} \sin(nx) \Big|_{-\pi}^0 + \frac{k}{n} \sin(nx) \Big|_0^{\pi} \right]$$

$$= 0$$

เพราะว่า $\sin nx = 0$ ที่ $x = 0, \pi, 2\pi$ สำหรับทุกๆ ค่าของ $n = 1, 2, \dots$ ดังนั้น

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx \, dx \quad (2.4)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\pi}^0 (-k) \sin nx \, dx + \int_0^{\pi} k \sin nx \, dx \right]$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[\frac{k}{n} \cos nx \Big|_{-\pi}^0 - \frac{k}{n} \cos(nx) \Big|_0^{\pi} \right]$$

$$= \frac{1}{n\pi} [\cos 0 - \cos(-n\pi) - \cos n\pi + \cos 0]$$

เนื่องจาก $\cos(-A) = \cos A$ และ $\cos 0 = 1$ ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{k}{n\pi} (1 - \cos n\pi - \cos n\pi + 1) \\
 &= \frac{k}{n\pi} (2 - 2 \cos n\pi) \\
 &= \frac{2k}{n\pi} (1 - \cos n\pi)
 \end{aligned}$$

ซึ่ง $\cos \pi = -1$, $\cos 2\pi = 1$, $\cos 3\pi = -1$ ฯลฯ ดังนั้น

$$\cos nx = \begin{cases} -1, n=1,3,5,7,\dots \\ 1, n=2,4,6,8,\dots \end{cases}$$

และ

$$(1 - \cos nx) = \begin{cases} 2, n=1,3,5,7,\dots \\ 0, n=2,4,6,8,\dots \end{cases}$$

ดังนั้น

$$b_1 = \frac{4k}{\pi}, b_2 = 0, b_3 = \frac{4k}{3\pi}, b_4 = 0, b_5 = \frac{4k}{5\pi}, \dots,$$

เพราะฉะนั้น จาก (1) จะได้ว่า

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin nx \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเฉพาะเลขคี่}$$

$$f(x) = \frac{4k}{\pi} \left(\sin x + \frac{1}{3} \sin 3x + \frac{1}{5} \sin 5x + \dots \right) \quad (2.5)$$

ผลบวกของเทอมดังแสดงในรูปที่ 2.13 (b) คือ

$$S_1 = \frac{4k}{\pi} \sin x, \quad S_2 = \frac{4k}{\pi} \left(\sin x + \frac{1}{3} \sin 3x \right), \text{ ฯลฯ}$$

ซึ่งจากการฟูรีเยร์รูปคลื่นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมแล้ว เมื่อคิดเฉพาะพจน์แรกที่เป็นค่า ส่วนหลัก (Fundamental) โดยเทียบ $S_1 = V(t)$, $k = V_d$, และ $X = \omega t$ จะได้ดังสมการ

$$v(t) = \frac{4v_d}{\pi} \sin \omega t \tag{2.6}$$

ดังนั้นจากสมการนี้ จะใช้ในการกำหนดค่าการกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่สร้างจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป

2.4 การกำเนิดรูปคลื่นสัญญาณขับ (Drive Signal)

เนื่องจากการกำเนิดสัญญาณพัลส์ที่ใช้ในการขับ ให้กับมอเตอร์เฟสจะใช้วงจรหน่วงเวลา โดย ที่วงจรหน่วงเวลาที่ใช้ในโครงงานนี้สามารถที่จะเปลี่ยนเวลาในการหน่วงได้ตามสถานะของแรงดัน เอาท์พุทของโหนด ซึ่งเราสามารถที่จะอธิบายทฤษฎีของวงจรหน่วงเวลาได้ดังนี้

- โปรแกรมหน่วงเวลาแบบ 2 LOOP ซึ่งในโครงงานนี้จะใช้โปรแกรมแบบนี้เป็นพื้นฐานในการออกแบบซึ่งมีรูปแบบดังนี้

MACHINE CYCLE

DELAY :	MOV R1,#X1	(1)
DEL2 :	MOV R0,#X2	(1)
DEL1 :	DJNZ R0,DEL1	(2)
	DJNZ R1,DEL2	(2)
	RET	(2)

จากโปรแกรมเราสามารถที่จะเขียนสูตรในการคำนวณ จำนวน Machine Cycle ได้ดังนี้

$$\text{จำนวน Machine Cycle} = 3 + R1 \{3 + R0 (2)\} \quad \text{us} \quad (2.7)$$

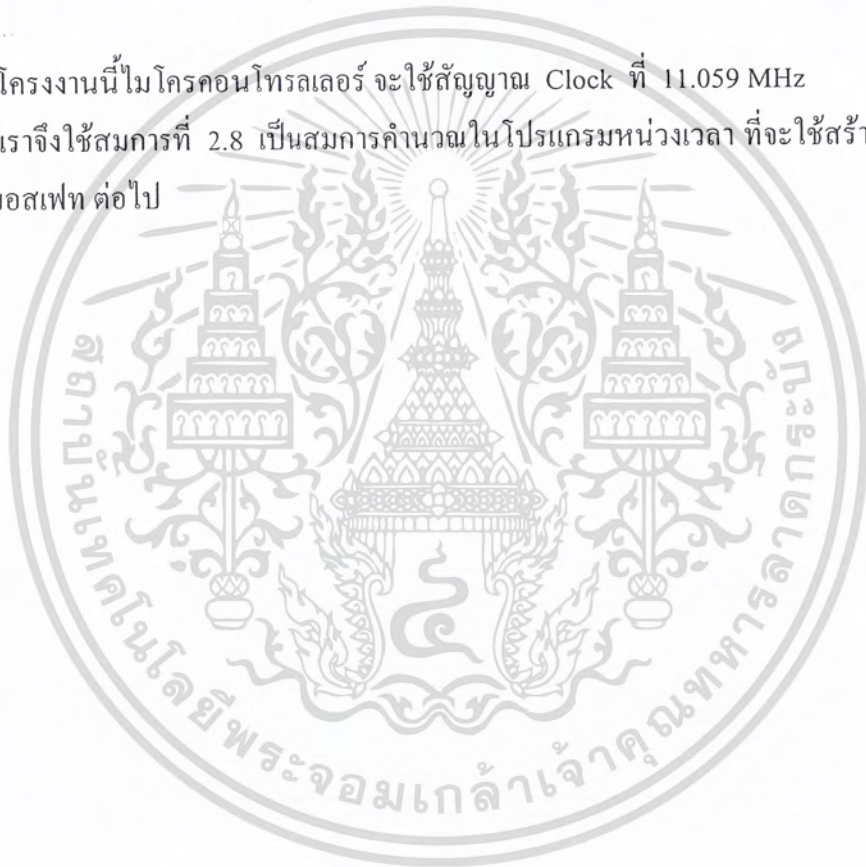
สูตรนี้จะใช้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ ที่ใช้สัญญาณ Clock เท่ากับ 12 MHz

ดังนั้นเราสามารถที่จะนำสูตรนี้ ไปใช้ได้เลย เมื่อ ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS - 51 ทำงานที่ความเร็ว 12 MHz แต่ถ้าใช้งานที่ความถี่ 11.059 MHz เราจะใช้สูตรข้างล่าง

$$\text{จำนวน Machine Cycle} = [3 + R1 \{3 + R0 (2)\}] \times 1.085 \quad \text{us} \quad (2.8)$$

ซึ่งในโครงการนี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ จะใช้สัญญาณ Clock ที่ 11.059 MHz

ดังนั้นเราจึงใช้สมการที่ 2.8 เป็นสมการคำนวณในโปรแกรมหน่วงเวลา ที่จะใช้สร้างพัลส์ ไปจับให้กับ มอสเฟต ต่อไป



บทที่ 3

เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ (Battery Charger)

เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่อัดประจุให้กับแบตเตอรี่ โดยอุปกรณ์นี้จะเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง สำหรับยูพีเอสระบบออฟ - ไลน์ (Off - Line Ups) ขณะระบบไฟฟ้าการไฟฟ้าฯ สภาพปกตินั้น เครื่องอัดประจุทำการอัดประจุให้กับแบตเตอรี่เท่านั้น โดยไม่มีการจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ แต่เมื่อระบบไฟฟ้าผิดปกติขึ้น มันจะหยุดทำงานและแบตเตอรี่จะจ่ายพลังงานให้กับอินเวอร์เตอร์แทน

3.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับแบตเตอรี่

แบตเตอรี่ที่ใช้ในโรงงานนี้ เป็นแบบแบตเตอรี่ตะกั่ว - กรด ซึ่งจะขอกว่าชนิดและคุณสมบัติกว้าง ๆ โดยแบ่งเป็น 2 ชนิด ดังนี้

1. Non spill lead - acid Battery แบ่งเป็น 2 ชนิด ได้แก่

1. Standard Battery แบตเตอรี่ชนิดนี้เมื่อไม่ได้ใช้งานจะมี self - discharge ที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ สิ่งแวดล้อม จึงต้องมีการอัดประจุใหม่ทุก ๆ 4 - 6 สัปดาห์เพื่อชดเชยค่า self - discharge ซึ่งแบตเตอรี่นี้เหมาะสำหรับการใช้งานในช่วงสั้น ๆ

2. Permanent Battery แบตเตอรี่ชนิดนี้สามารถเก็บในที่อุณหภูมิ 20 องศาเซลเซียสได้เป็นเวลานานหลาย ๆ เดือน โดยไม่ต้องมีการดูแลรักษาและสามารถอัดประจุให้กับแบตเตอรี่ทุก ๆ 10 เดือน และมี self - discharge ต่ำ เนื่องจากใช้ lead alloy ชนิดพิเศษ เหมาะสำหรับใช้ในงานพิเศษที่ต้องการ อายุการใช้งานสูงกว่าแบบ Standard Battery

2. Recombining sealed lead - acid Battery

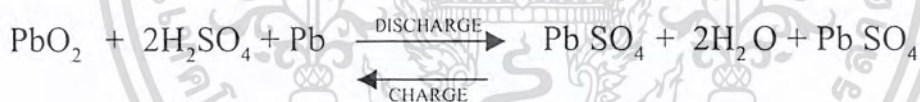
ปกติแล้วเมื่อแบตเตอรี่อัดประจุจนถึงระดับ overcharge กรดซัลฟิวริกที่เป็นอิเล็กโทรไลต์ จะเกิดปฏิกิริยาเป็นก๊าซ H_2 และ O_2 ทำให้ความเข้มข้นของอิเล็กโทรไลต์เพิ่มขึ้น จึงเป็นเหตุให้ต้องมีการเติมน้ำกลั่นมิฉะนั้นแบตเตอรี่จะเสื่อมคุณภาพได้ การเติมน้ำกลั่นเป็นการจำกัดวงในการใช้แบตเตอรี่ ฉะนั้นจึงมีการพัฒนาแบตเตอรี่การใช้งาน โดยไม่ต้องเติมน้ำกลั่นซึ่งแบ่งได้ 2 ชนิด คือ

1. แบตเตอรี่แบบ Non - Recombining หรือ Partially Recombining แบตเตอรี่ชนิดนี้ไม่ต้องบำรุงรักษาใด ๆ และไม่ต้องอัดประจุให้ถึงระดับ overcharge เพื่อให้แบตเตอรี่เต็ม ในกรณีที่อุณหภูมิใช้งานสูงกว่าอุณหภูมิแวดล้อมมาก ๆ แบตเตอรี่จะเกิดก๊าซทำให้ความดันสูงขึ้น ซึ่งแบตเตอรี่จะมีวาล์วที่คอยเปิดให้ก๊าซออกไปในทันทีและวาล์วจะปิดอัตโนมัติเมื่อมีความดันก๊าซ

ต่ำลง ด้วยเหตุนี้จึงใช้ได้กับทุกสภาวะแวดล้อม แบตเตอรี่แบบนี้จะปิดผนึกไว้ ซึ่งภายในแบตเตอรี่จะไม่เกิดก๊าซอีกทั้งมีความต้านทานภายในต่ำและจ่ายกระแสได้สูง ภายใต้การอัดประจุแบบรักษาระดับแรงดันคงที่ จะอัดประจุด้วยกระแสอัดประจุสูง ๆ ในตอนเริ่มต้น และในขั้นที่ 2 เมื่อแรงดันย้อนกลับของแบตเตอรี่เริ่มสูงขึ้นและต้องควบคุมกระแสในการอัดประจุ เมื่อแบตเตอรี่เต็มจะต้องรักษาแรงดันแบตเตอรี่โดยลดกระแสให้เหลือน้อย ๆ เพื่อไม่ให้เกิด overvoltage และป้องกัน electrolyte loss partially recombining แบตเตอรี่แบบตะกั่ว – กรดที่มีขนาดความจุเดียวกันสามารถต่อกันแบบอนุกรมหรือขนานก็ได้ ถ้าประจุแบตเตอรี่แบบอนุกรมจะใช้แรงดันสูงและกระแสน้อย ๆ ส่วนถ้าอัดประจุแบตเตอรี่แบบขนานใช้แรงดันต่ำกระแสสูง ๆ แบตเตอรี่แบบนี้สามารถอัดประจุและจ่ายประจุได้ที่อุณหภูมิตั้งแต่ -20 ถึง 50 องศาเซลเซียส ซึ่งดีกว่าแบบนิเกิล – แคดเมียม (Nikel – Cadmium)

2. แบตเตอรี่แบบ Fully Recombining โครงสร้างคล้าย ๆ กับแบบ Standard Cylindrical Ni – cad เหมาะสำหรับใช้งาน standby มีการรวมตัวของก๊าซ O_2 ที่ดี ก๊าซเกิดขึ้นคือ H_2 และ O_2 จะรวมตัวกันเป็นน้ำ ทำให้ปริมาตรของอิเล็กโทรไลต์ไม่ลดลง อายุการใช้งานขึ้นอยู่กับลักษณะการใช้งานและสภาพแวดล้อม มีความต้านทานภายในต่ำ อัตราการ discharge สูง การอัดประจุส่วนใหญ่เป็นแบบ constant voltage , constant current , pulse charging และอื่น ๆ

ขบวนการปฏิกิริยาทางไฟฟ้าเคมี



3.2 พารามิเตอร์ในการอัดประจุ

1. การชดเชยทางอุณหภูมิของการอัดประจุ โดยการอัดประจุจะปรับค่าแรงดันที่อัดประจุ ซึ่งต้องมีการชดเชยทางอุณหภูมิโดยการตรวจจับอุณหภูมิของสภาวะแวดล้อม
2. เวลาที่อัดประจุเสร็จ เวลาที่แบตเตอรี่ถูกอัดประจุเต็มขึ้นอยู่กับสภาวะการดิสชาร์จและลักษณะการอัดประจุ รวมทั้งอุณหภูมิด้วย
3. อุณหภูมิในขณะการอัดประจุ ควรทำการอัดประจุที่อุณหภูมิในช่วง 0 ถึง 40 องศาเซลเซียส ซึ่งอุณหภูมิในการอัดประจุมีประสิทธิภาพดีคือในช่วง 5 ถึง 30 องศาเซลเซียส โดยที่อุณหภูมิสูงกว่าหรือต่ำกว่าที่กำหนด อาจทำให้การอัดประจุได้ไม่มากหรือร้อนเกินไป
4. การชาร์จประจุเกิน การอัดประจุเพิ่มขึ้นอีกหลังจากแบตเตอรี่อัดประจุเต็มแล้ว เรียกว่า โอเวอร์ชาร์จ (Overcharge) ซึ่งเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่องมีผลทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่สั้นลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วิธีการอัดประจุแบตเตอรี่ แบ่งได้ 4 ชนิด คือ

1. การอัดประจุแบบกระแสคงที่ (Constant Current Charging)

วิธีนี้มีข้อดีตรงที่ว่าไม่จำเป็นต้องมีการชดเชยทางอุณหภูมิเหมือนกับการชาร์จแบบแรงดันคงที่ แต่ก็มีข้อเสียคือต้องระวังเรื่องเวลาในการอัดประจุ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการอัดประจุด้วยกระแสสูง ๆ ซึ่งแบตเตอรี่จะเต็มภายในเวลาอันสั้น ๆ เท่านั้น การอัดประจุด้วยอัตราสูงมีผลทำให้แรงดันแบตเตอรี่สูงเกินไป น่าจะเกิดการแตกตัวและมีความร้อนเกิดขึ้น การอัดประจุแบบนี้อาจใช้ในการอัดประจุใหม่ให้กับแบตเตอรี่ที่เก็บไว้นานแล้ว ซึ่งสามารถอัดประจุแบตเตอรี่ได้ทีเดียวหลาย ๆ ลูก

2. การอัดประจุแบบแรงดันคงที่ (Constant Voltage Charging)

โดยมีความต้องการให้แบตเตอรี่อยู่ในสภาวะประจุเต็ม (Fully Charge) โดยต้องระวังเรื่องอัตราการอัดประจุสูงเกินไป ซึ่งในช่วงที่แรงดันแบตเตอรี่มีค่าต่ำ ๆ ความต้านทานของแบตเตอรี่มีค่าน้อยมาก ฉะนั้นกระแสที่อัดประจุจึงมีค่าสูงมาก เป็นผลให้เครื่องอัดประจุต้องมีขนาดที่ใหญ่และราคาแพง อีกทั้งยังทำให้เกิดความร้อนภายในแบตเตอรี่ ซึ่งปกติเครื่องอัดประจุแบบนี้จะมีอุปกรณ์ช่วยในการจำกัดกระแสเริ่มต้น โดยใช้ constant current regulation ซึ่งในช่วงสุดท้ายของการอัดประจุกระแสจะถูกลดลงอย่างอัตโนมัติ

3. การอัดประจุแบบลดค่ากระแส (Tapered Current Charging)

เป็นวิธีการอัดประจุแบตเตอรี่อย่างง่ายไม่ซับซ้อน ราคาถูก วงจรการอัดประจุประกอบด้วยหม้อแปลงไฟฟ้ากำลัง วงจรเรกติไฟเออร์ และค่าความต้านทานที่เหมาะสมสำหรับจำกัดกระแส แต่วิธีไม่เหมาะสำหรับการอัดประจุแบตเตอรี่แบบตะกั่ว – กรด ปิสดนิก เนื่องจากกระแสที่ใช้อัดประจุจะกระเพื่อมตามแรงดันไฟฟ้าของระบบ ซึ่งทำให้แรงดันแบตเตอรี่เปลี่ยนแปลงลงไปด้วย แต่ก็สามารถลดผลอันนี้ได้โดยการใช้หม้อแปลงไฟฟ้ากำลังที่มีแรงดันด้านทุติยภูมิสูงกว่าแรงดันแบตเตอรี่ และเลือกค่าความต้านทานที่เหมาะสมในการจำกัดกระแส โดยที่การอัดประจุแบบนี้สามารถใช้แทนแบบการอัดแบบกระแสคงที่ได้ ไม่เพียงเฉพาะการอัดประจุแบตเตอรี่หลาย ๆ ลูกในครั้งเดียวเท่านั้น ยังสามารถใช้ในระบบ trickle charge ได้อีกด้วย

4. การอัดประจุแบบรวม (Combination Charging : two – step)

วิธีนี้บางที่เรียกว่า “two – rate “ หรือ “two – step “ โดยเกิดจากการรวมกัน 2 แบบ คือ การอัดประจุ แบบกระแสคงที่และแรงดันคงที่เข้าด้วยกัน โดยในขั้นแรกจะใช้วิธีการอัดประจุเร็ว และขั้นที่สองจะอัดประจุด้วยกระแสค่าต่ำ ๆ การสวิตซ์จากขั้นแรกไปขั้นที่สองอาจทำได้หลายวิธี เช่น ตรวจสอบแรงดันที่แบตเตอรี่หรือควบคุมเวลาในการอัดประจุ หรือตรวจสอบกระแสในการอัดประจุ เป็นต้น

3.4 การอัดประจุแบตเตอรี่ชนิด ตะกั่ว –กรด โดยทั่วไป

ในการอัดประจุแบตเตอรี่ชนิดนี้ จะมีการจำกัดกระแสที่ใช้อัดประจุและแรงดันต้องพยายามให้คงที่มากที่สุด ปริมาณกระแสที่ใช้อัดประจุโดยปกติจะจำกัดอยู่ที่ 0.2 C สำหรับ Lead – antimony Battery และ 0.5 C สำหรับ Lead – calcium Battery เมื่อ C คือความจุแบตเตอรี่ (หน่วย Ampere – hour (Ah)) ถ้าหากการอัดประจุโดยใช้กระแสมากเกินไป จะทำให้อุณหภูมิภายในแบตเตอรี่สูงและทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่ลดลง และถ้าหากอัดประจุที่กระแสน้อยเกินไปจะทำให้มี Lead – sulfate เกาะหลงเหลืออยู่ในแผ่นเพลท (plate) ของแบตเตอรี่ซึ่งจะทำให้การจ่าย Ampere – hour ไม่ได้เท่ากับพิกัดของแบตเตอรี่ และถ้าต้องการให้แบตเตอรี่มีอายุการใช้งานยาวนาน แรงดันพีคทูพีค (peak to peak ripple) ซึ่งเป็นแรงดันเอาต์พุทของอุปกรณ์อัดประจุแบตเตอรี่ ควรจะมีค่าไม่เกิน 0.5 % ของแรงดันดีซี ฟังก์ชันที่ระลึกเสมอว่าการอัดประจุแบตเตอรี่ที่ค่าพิกัดของแบตเตอรี่ จะสามารถยืดอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ได้ยาวนานขึ้น

3.5 การประยุกต์ใช้งาน

ในการประยุกต์ใช้งานของ Sealed lead – acid battery แบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ

1. Cyclic Operation

การทำงานเป็นรอบ ๆ ต้องการเวลาในการอัดประจุสั้น และต้องป้องกันการอัดประจุและดิสชาร์จเกิน สิ่งสำคัญในการอัดประจุด้วยเทคนิคการอัดประจุด้วยแรงดันคงที่ คือ การรักษาแรงดันเอาต์พุตไว้ที่ระดับสุดท้ายของการอัดประจุและจำกัดกระแสให้ต่ำกว่าค่าที่ออกแบบไว้สูงสุดถ้าแบตเตอรี่ถูกอัดประจุในช่วงอุณหภูมิสถานะแวดล้อมกว้าง ๆ จะต้องมีการชดเชยอุณหภูมิด้วยมีฉะนั้นการอัดประจุอาจสูงไปหรือต่ำไปในอุณหภูมิสูงและอุณหภูมิต่ำ

2. Standby / Backup Charging

ใช้งานในประเภทสำรองเอาไว้ใช้ในยามต้องการ ปกติจะเก็บในสถานะแบตเตอรี่เต็มตลอดเวลา และจะจ่ายพลังงานไปให้ภาระเมื่อระบบผิดปกติ

ซึ่งการทำงานแบบนี้แบ่งเป็น 2 โหมด คือ

2.1 Trickle Charge

โดยปกติของการไฟฟ้าฯ ทำการจ่ายพลังงานให้ภาระหรืออุปกรณ์ในขณะที่แบตเตอรี่ไม่ได้ถูกต่อกับภาระ ถ้าหากเกิดความผิดปกติขึ้นที่ระบบนั้น วงจรแบตเตอรี่จะถูกเชื่อมเข้ากับภาระเพื่อจ่ายพลังงาน โดยจะต้องพิจารณาการชดเชยสำหรับ Self Discharge โดยการอัดประจุแบตเตอรี่ที่กระแสคงที่ค่าต่ำ ๆ เพื่อให้แบตเตอรี่อยู่ในสถานะประจุเต็มตลอดเวลา ในกรณี Deep Discharge จะต้องอัดประจุแบตเตอรี่เป็นเวลานาน ฉะนั้นวิธีอัดประจุแบบ two – rate และแบบแรงดันคงที่ จะเหมาะสมมากในการอัดประจุ เนื่องจากมีโหมดการอัดประจุเริ่มต้นเร็วแต่แบบ two – rate charger จะเหมาะสมกว่าเพราะไม่จำเป็นต้องชดเชยทางอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 Float Charge

โดยในแบบนี้ ทั้งภาระและแบตเตอรี่ต่อกันแบบขนานกับวงจรเรกติไฟเออร์ ระบบนี้จะใช้ได้เฉพาะการอัดประจุแบบแรงดันคงที่เท่านั้น ซึ่งแรงดันที่อัดประจุต้องมีเสถียรภาพ การกระเพื่อมอย่างมากของแรงดันที่อัดประจุ มีผลทำให้แบตเตอรี่ดิสชาร์จเพียงเล็กน้อย ซึ่งการอัดประจุแบบแรงดันคงที่ จะต้องออกแบบให้จ่ายได้ที่ภาระมีค่าสูงสุด มิฉะนั้นจะทำให้อายุการใช้งานของแบตเตอรี่สั้นลง โดยตามปกติอายุการใช้งานของแบตเตอรี่แบบ Float จะสั้นกว่าการอัดประจุแบบ Trickle

3.6 คุณสมบัติที่สำคัญของแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว – กรด

โดยปกติแบตเตอรี่ชนิด Lead – Acid ที่ออกแบบให้ใช้ได้กับ UPS ต้องมีความจุสูงอายุการใช้งานที่ยาวนานถึง 80 % ของช่วงเปิดวงจร แรงดันที่อัดประจุแบตเตอรี่จะเท่ากับ 2.1 เซล และจะลดลงขณะแบตเตอรี่คายประจุ หรืออุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น โดยที่แรงดันของแบตเตอรี่และแรงดันที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ เทียบกับย่านการทำงานที่เปลี่ยนแปลงไป โดยจะแสดงไว้ดังในตารางที่

3.1

ถ้าหากว่ากำลังเอาท์พุทเพิ่มขึ้น จำนวนเซลล์ที่ต่ออนุกรมกันจะต้องเพิ่มขึ้นเพื่อป้องกัน กระแสเกิน

สำหรับรูปภาพแสดงการคายประจุ (Discharge) ของแบตเตอรี่ชนิดตะกั่ว – กรด ซึ่งเป็นการคายประจุที่ค่าความจุต่าง ๆ ของแบตเตอรี่ แสดงดังรูปที่ 3.1

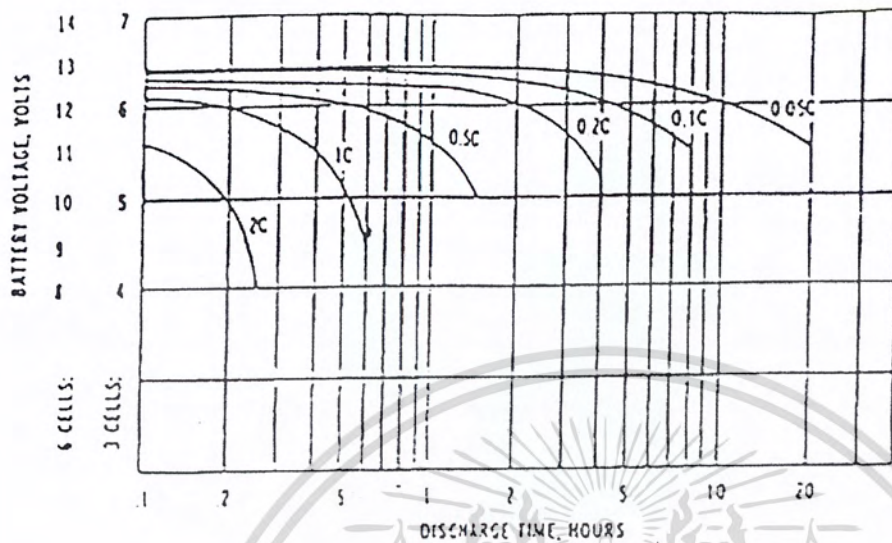
ตารางแสดงค่าต่าง ๆ ของแบตเตอรี่ชนิด ตะกั่ว-กรด

	12 V	24 V	48 V	72 V*	125 V	250 V
Inverter input voltage range	11-15	22-30	42-56	63-85	105-140	210-280
Number of lead-acid cells	6	12	24	36	60	120
Typical float voltage/cell [†]	2.25-2.3	2.25-2.3	2.2-2.25	2.2-2.25	2.2-2.25	2.2-2.25
Typical equalize voltage/cell	2.4	2.4	2.33	2.33	2.33	2.33
Typical battery float voltage	14.4	28.8	53-54	79-81	132-135	264-270
End-of-discharge cell voltage	1.83	1.83	1.75	1.75	1.75	1.75
End-of-discharge battery voltage	11	22	42	63	105	210

*Applies to direct off-line controlled rectification of 120 V ac (no isolation) where the battery charger can supply power to the inverter stage and maintain the charging voltage on the battery at prolonged low line ac input conditions.

[†] Values shown are for lead-calcium. Float voltage for lead-antimony is typically 2.15 V/cell.

ส่วนกราฟการคายประจุแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 3.1 การคายประจุของแบตเตอรี่ที่ค่าความจุต่าง ๆ

จากกราฟอธิบายได้ว่า ในระดับแรงดันแบตเตอรี่ที่ค่าต่าง ๆ การคายประจุจะให้เวลาไม่เท่ากัน ซึ่งขึ้นอยู่กับความจุที่ใช้งานในขณะนั้น เช่น เมื่อพิจารณาที่ค่า 0.05C จะเห็นได้ว่าจะสามารถจ่าย กระแสดีสชาร์จได้นานถึง 20 ชั่วโมง แต่ถ้าค่าความจุในขณะนั้นมีค่าสูงเวลาที่คายประจุจะต่ำคือมีค่าไม่เกิน 0.3 ชั่วโมง

บทที่ 4

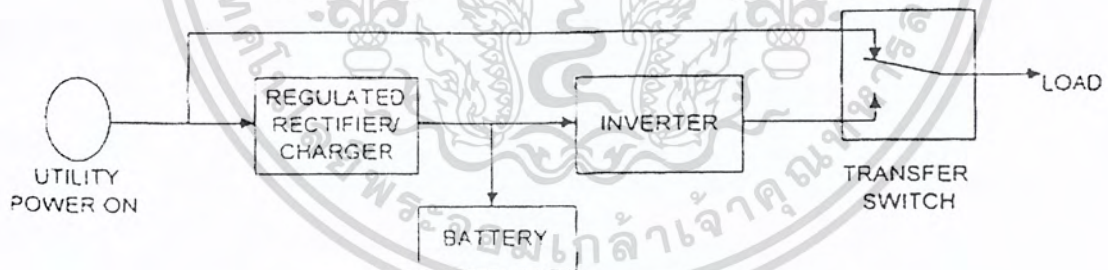
สวิตช์สับเปลี่ยน (Transfer Switch)

สวิตช์สับเปลี่ยน (Transfer Switch) นับได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญอย่างมากทีเดียว ในแหล่งจ่ายไฟฟ้าต่อเนื่อง โดยจะทำงานใน 2 สถานะ คือ

1. ในสถานะปกติ สวิตช์สับเปลี่ยนจะสับไปที่ระบบ เพื่อรับกำลังไฟฟ้าจากระบบ โดยรีเลย์ จะถูกควบคุมการทำงานจากไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งในสถานะนี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตรวจสอบแล้วว่าระบบมีสถานะปกติ มีสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพร้อมที่จะจ่ายให้กับภาระ ดังนั้นรีเลย์จึงถูกสับเข้ากับระบบเพื่อเป็นทางผ่านของพลังงานไฟฟ้าของระบบไปสู่ภาระ

2. ในสถานะผิดปกติ สวิตช์สับเปลี่ยนจะสับไปที่อินเวอร์เตอร์ เพื่อรับกำลังไฟฟ้าจากอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในสถานะนี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตรวจสอบแล้วพบว่าระบบมีสถานะผิดปกติเนื่องมาจากสาเหตุ ระบบไม่จ่ายกำลังไฟฟ้า (Brownout) แรงดันระบบมีค่าต่ำเกินไป (Under Voltage) ซึ่งในสถานะนี้จะไม่มีสัญญาณแรงดันไฟฟ้าพร้อมที่จะจ่ายให้กับภาระ ดังนั้นรีเลย์จึงถูกสับเข้ากับอินเวอร์เตอร์เพื่อจ่ายพลังงานไฟฟ้าไปสู่ภาระแทนระบบ

ซึ่งจะแสดงบล็อกไดอะแกรมโดยรวมดังรูป



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง ซึ่งแสดงให้เห็นส่วนสวิตช์สับเปลี่ยน

4.1 เงื่อนไขการทำงานของสวิตช์สับเปลี่ยน

1. เมื่อมีการสับเปลี่ยน โหมคการทำงานของสวิตช์สับเปลี่ยนที่แรงดันศูนย์ เนื่องจากแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้จากอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ แต่แรงดันของระบบมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 198 – 242 โวลต์ ซึ่งหากไม่มีการสับเปลี่ยนที่แรงดันศูนย์แล้ว อาจทำให้อินเวอร์เตอร์ได้รับความเสียหายได้ กล่าวคือถ้าแรงดันของระบบมีค่าไม่เท่ากับแรงดันของอินเวอร์เตอร์ในช่วงที่มีการสับเปลี่ยน จะทำให้มีกระแสทรานเซียนส์เกิดขึ้น ดังนั้นเพื่อป้องกันในส่วนนี้จึงต้องมีการสับเปลี่ยนที่แรงดันศูนย์ ซึ่งจะดูได้ในรูปที่ 4.2

2. แรงดันไฟฟ้าผิดปกติ เนื่องจากไฟฟ้าดับ (Brownout) เป็นลักษณะเมื่อในสถานะปกติจะมีแรงดันไฟฟ้าจากระบบให้กับภาระ แต่ช่วงระยะเวลาหนึ่งหลังจากนั้นได้มีการขาดหายไปของแรงดันระบบทำให้ภาระไม่ได้รับแรงดันไฟฟ้าจากระบบ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.3

3. แรงดันไฟตกและแรงดันไฟเกินของระบบ (Under Voltage and Over Voltage) คือสภาพที่แรงดันไฟฟ้าสลับมีค่าต่ำกว่าและสูงกว่า 10 % ของแรงดันไฟฟ้าปกติ หรือมีค่า 198 โวลต์ และ 242 โวลต์ ตามลำดับ จากค่าแรงดันปกติ 220 โวลต์ ซึ่งค่าแรงดันทั้งสองนี้ จะเป็นเหตุให้เกิดความเสียหายเกิดขึ้นกับภาระได้

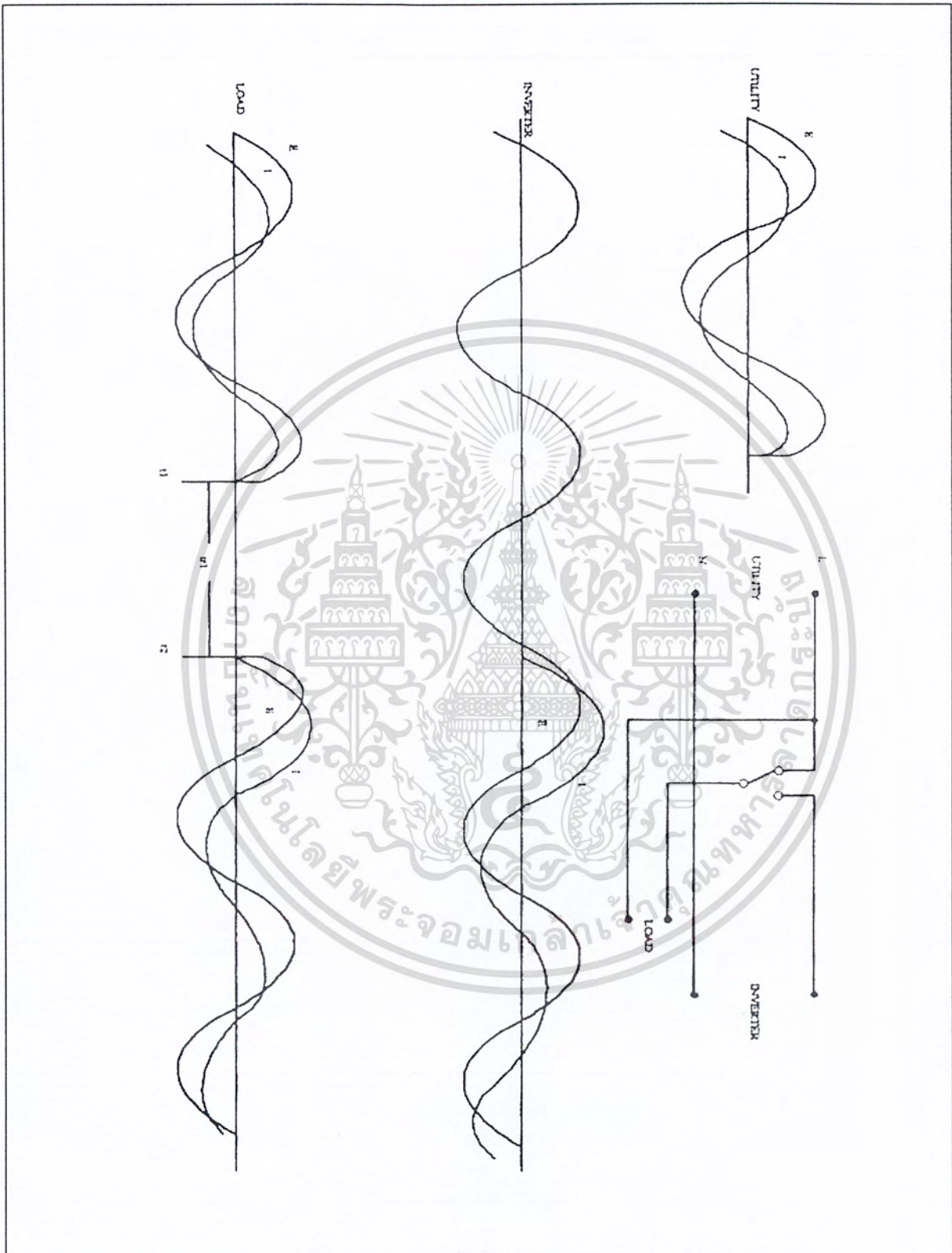
4. กระแสไฟฟ้ามีค่าเกินพิกัด (Over Current) คือเมื่อขณะที่มีการเพิ่มภาระ ยูพีเอสจะทำการจ่ายกระแสให้กับภาระมากขึ้นจนอาจเกินพิกัดของยูพีเอส โดยแบ่งลักษณะของการเกิดกระแสไฟฟ้าเกินได้ 3 ประเภท คือ

4.1 กระแสลัดวงจร จะเกิดขึ้นจากการลัดวงจรของเอาต์พุต ค่าของกระแสที่จัดเป็นกระแสจอร์ คือ มีค่ามากกว่า 200% ของค่ากระแสที่พิกัด

4.2 กระแสภาระเกิน เป็นค่าของกระแสที่มากกว่าพิกัดของยูพีเอส แต่อย่างน้อยกว่ากระแสลัดวงจร

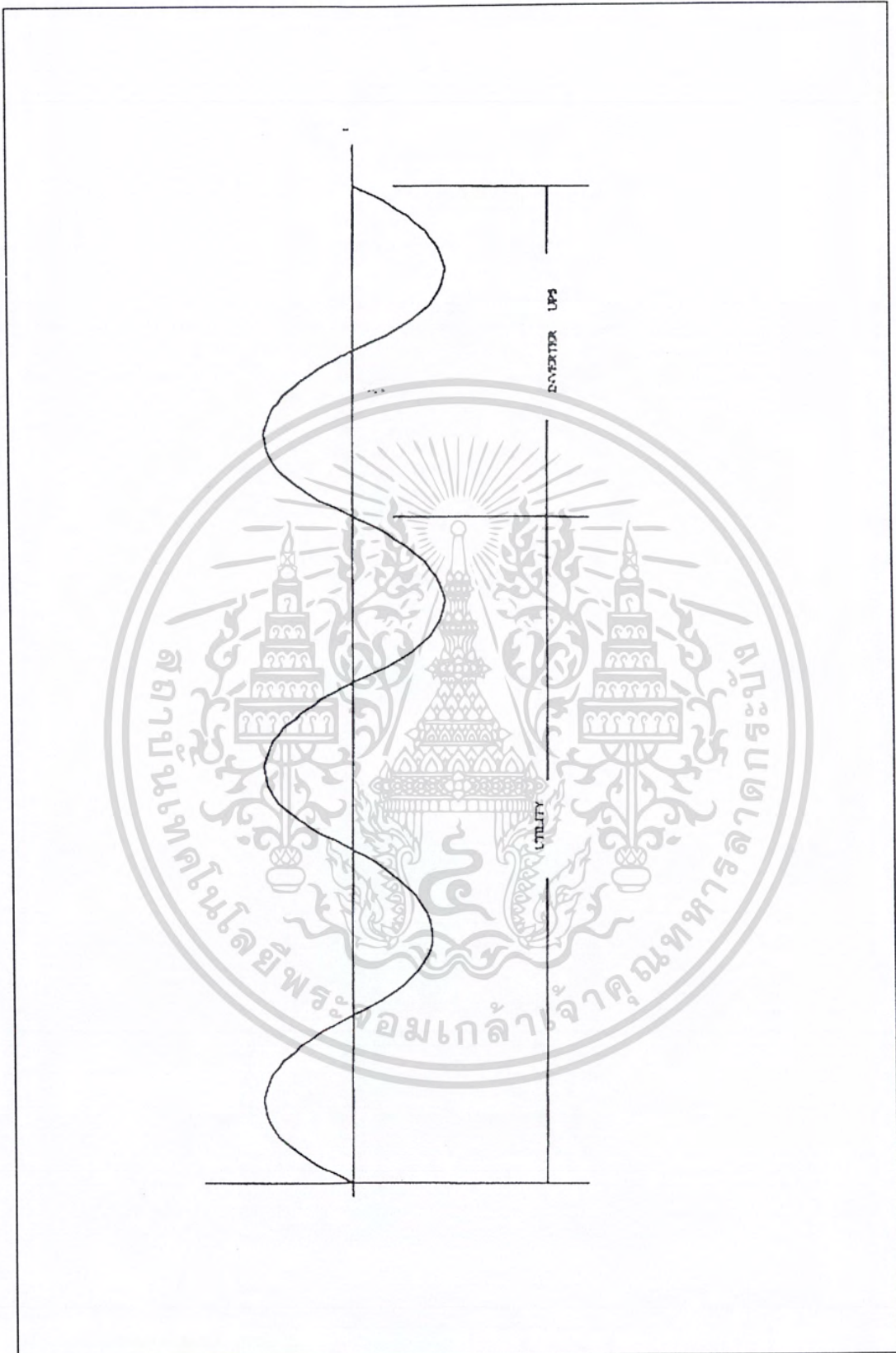
ซึ่งกระแสทั้งสองตัวนี้ได้มีการป้องกันไว้บางส่วน คือ ฟิวส์ ที่ต่ออนุกรมไว้ด้านเอาต์พุต

4.3 กระแสอินรัช (Inrush Current) เป็นลักษณะของกระแสที่มีค่าสูงในเวลาสั้น ๆ และเกิดขึ้นไม่ถี่ทุกคลื่น มักจะเกิดขึ้นในขณะเปิด - ปิดภาระ ซึ่งจะมีค่าประมาณ 150 % ของกระแสพิกัด แม้จะเกิดในช่วงเวลาสั้น ๆ ก็อาจทำอันตรายให้กับยูพีเอสได้ แต่ได้มีการป้องกันไว้อีกลักษณะ คือ ใช้วารริสเตอร์ต่อคร่อมแหล่งจ่ายทางด้านอินพุต ซึ่งจะคอยจำกัดกระแสอินรัชนี้ อยู่แล้ว



รูปที่ 4.2 กระแสทรานเซียนส์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการเปลี่ยนโหลดการสับเปลี่ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 แรงดันไฟฟ้าของระบบเกิดการขาดหายไปเนื่องจากความผิดพลาดของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ลำดับการทำงานของสวิตช์สับเปลี่ยน

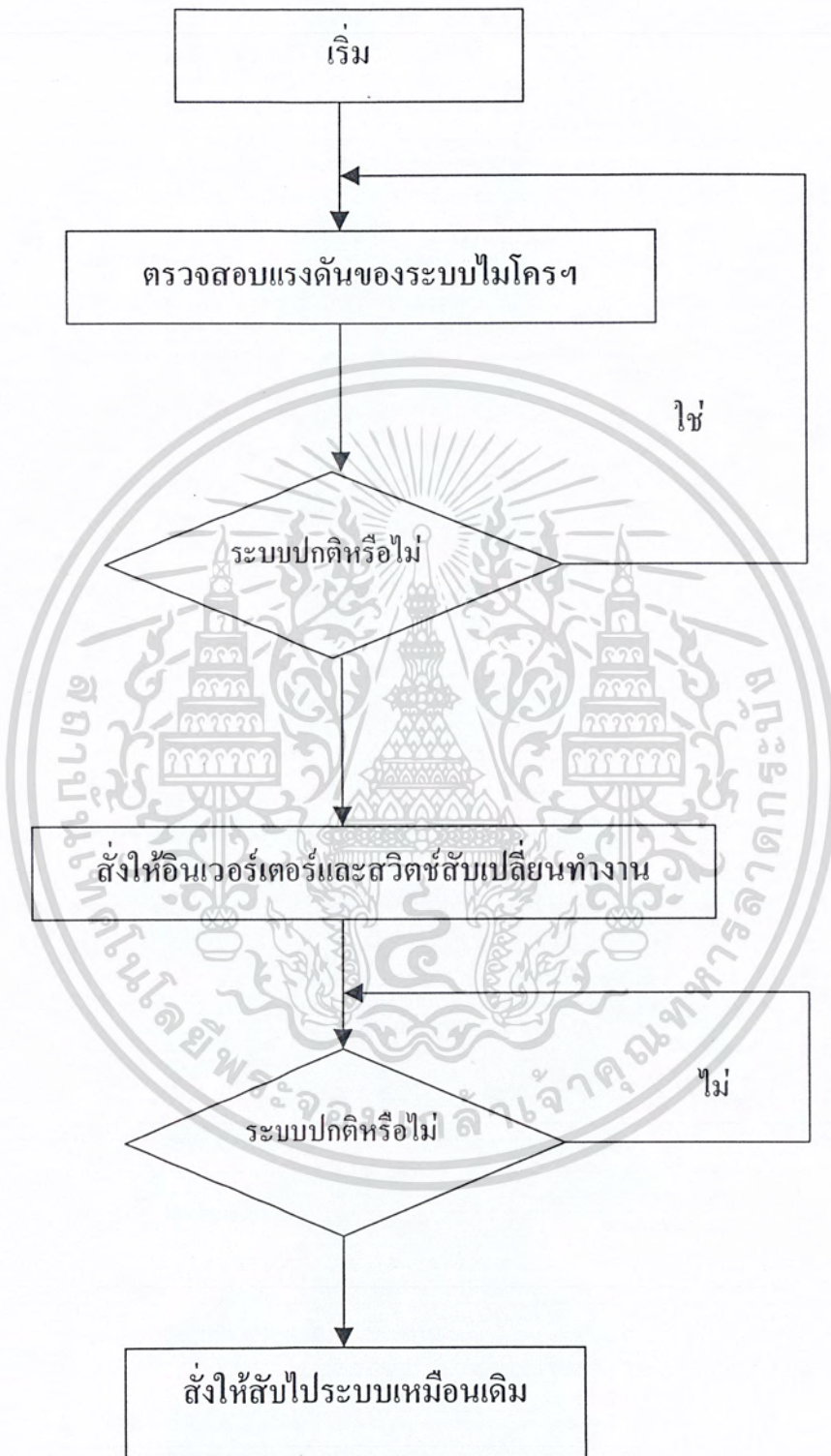
ที่กล่าวมาทั้งหมดอาจกล่าวได้ว่า สวิตช์สับเปลี่ยนมีหน้าที่หลักคือเลือกแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสสลับที่ดีที่สุดให้กับภาระ ทั้งนี้อาจจะเป็นจากระบบหรืออินเวอร์เตอร์ เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดกับภาระ ทั้งยังป้องกันอันตรายที่จะเกิดกับอินเวอร์เตอร์ด้วย ซึ่งในการป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นนั้น ซึ่งในโครงการนี้จะมีการพิจารณาการออกแบบสวิตช์สับเปลี่ยน โดยจะแสดงให้เห็นเป็นลำดับในลักษณะโพลชาร์ท ดังนี้

1. แรงดันไฟฟ้าผิดปกติ เนื่องจากไฟฟ้ายดับ (Brownout)
2. แรงดันไฟตกและแรงดันไฟเกินของระบบและภาระ(Under and Over Voltage)
3. กระแสไฟฟ้ามีค่าเกินพิกัด (Over Current)
4. กระแสไฟฟ้าลัดวงจร (Short Circuit Current)

จากทั้ง 4 กรณีจะขอกล่าวขบวนการทำงาน ดังนี้

1. เมื่อแรงดันระบบเกิดผิดปกติขึ้น (Brownout)

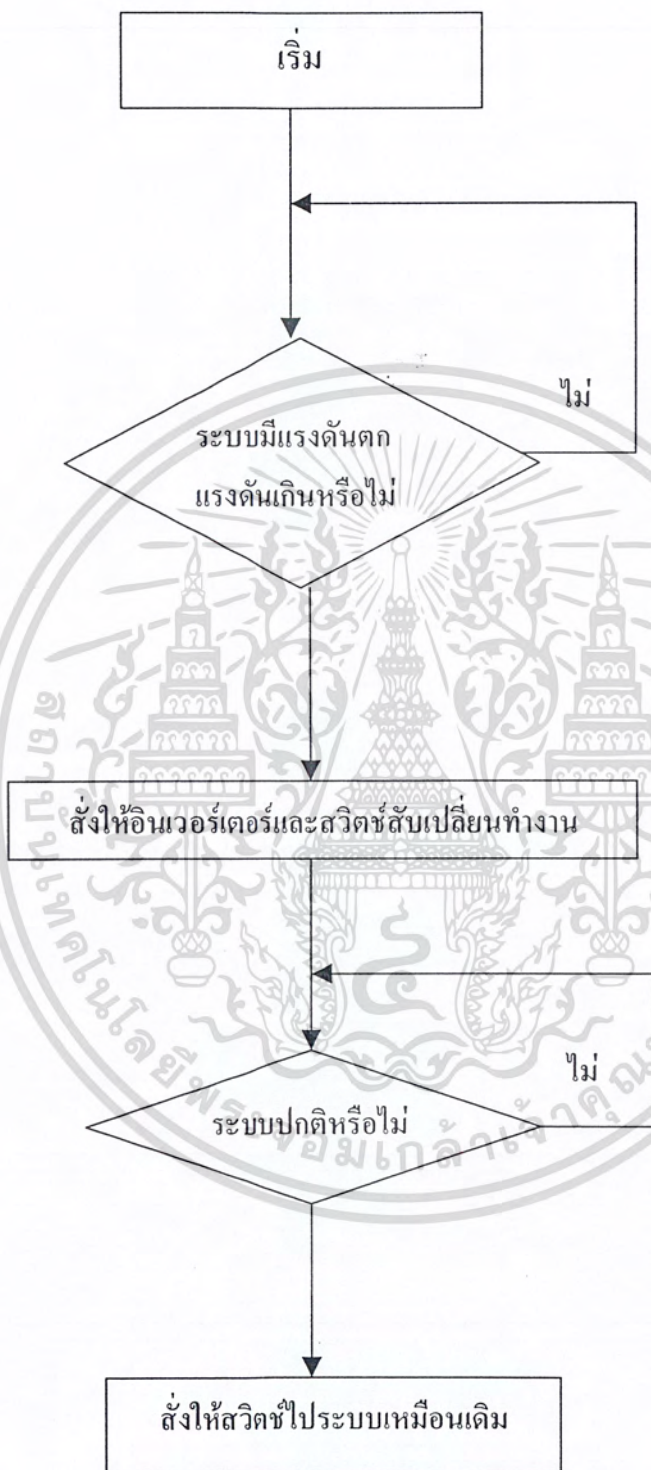
โดยแรงดันได้มีการขาดหายไปทันทีทันใด ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการตรวจสอบสถานะนี้ และเมื่อตรวจสอบแล้วพบว่าแรงดันอินพุตเป็นศูนย์ ไมโครคอนโทรลเลอร์จะเข้าสู่การทำงานในโหมดสถานะผิดปกติ โดยจะทำการสร้างสัญญาณพัลส์รูปคลื่นสี่เหลี่ยม ที่มีความถี่ 50 Hz จำนวน 2 สัญญาณ ซึ่งมีความต่างเฟสกัน 180 องศาไฟฟ้า ไปจับให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ในขณะเดียวกันก็ส่งสัญญาณทริกไปที่สวิตช์สับเปลี่ยนเพื่อให้เปลี่ยนสถานะการทำงานมาทำในสถานะผิดปกติ ดังนั้นในขณะนี้จะภาระจะได้รับกำลังไฟฟ้าจากอินเวอร์เตอร์แทน ส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ก็จะทำการวนรอบตรวจแรงดันของระบบตลอดเวลา ถ้าหากว่าระบบมีแรงดันไฟฟ้าอยู่ในสถานะปกติแล้ว ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการตรวจสอบถ้าหากพบว่าอยู่ในสถานะปกติแล้ว ก็จะเข้าสู่การทำงานในโหมดสถานะปกติ คือ ไม่ส่งสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์และส่งสัญญาณอีกสถานะให้กับสวิตช์สับเปลี่ยนเพื่อให้ทำงานในโหมดสถานะปกติ แต่ถ้าหากว่าแรงดันของระบบยังผิดปกติอยู่ ไมโครคอนโทรลเลอร์ ก็จะยังทำงานในโหมดผิดปกติต่อไปจนกว่าถึงเวลาที่กำหนดไว้ไมโครฯ ก็จะหยุดทำงานโดยตัวมันเอง ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 ลำดับการทำงานของสวิตช์สับเปลี่ยน เมื่อไฟฟ้าของระบบดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เมื่อระบบเกิดแรงดันไฟตก – เกิน (Under and Over Voltage)



รูปที่ 4.5 ลำดับการทำงานของสวิตช์สับเปลี่ยน เมื่อไฟฟ้าของระบบต่ำหรือเกินกว่าปกติ

เมื่อระบบเกิดแรงดันไฟตก - เกิน ทางด้านภาระจะมีแรงดันต่ำหรือสูงกว่าปกติ ในวงจรตรวจสอบโดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวตรวจสอบสถานะและนำสัญญาณเข้าสู่วงจรตรวจสอบ ดังนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์ตรวจสอบแล้วพบว่ามีความผิดปกติเกิดขึ้น แรงดันที่ภาระมีสภาพไม่เหมาะสม ซึ่งจะเป็นอันตรายต่อภาระอย่างมากทั้งสองสภาวะ ดังนั้นไมโครคอนโทรลเลอร์จะเข้าสู่โหมดการทำงานในสภาวะผิดปกติเช่นเดียวกับในกรณีแรกที่กล่าวมาแล้ว และจะทำการตรวจสอบแรงดันเอาท์พุทตลอดเวลา ถ้าหากแรงดันของเสถียรภาพ มีค่าอยู่ในระดับที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ยอมรับได้ ก็จะกลับเข้าสู่โหมดการทำงานในสภาวะปกติเช่นเดิมต่อไป

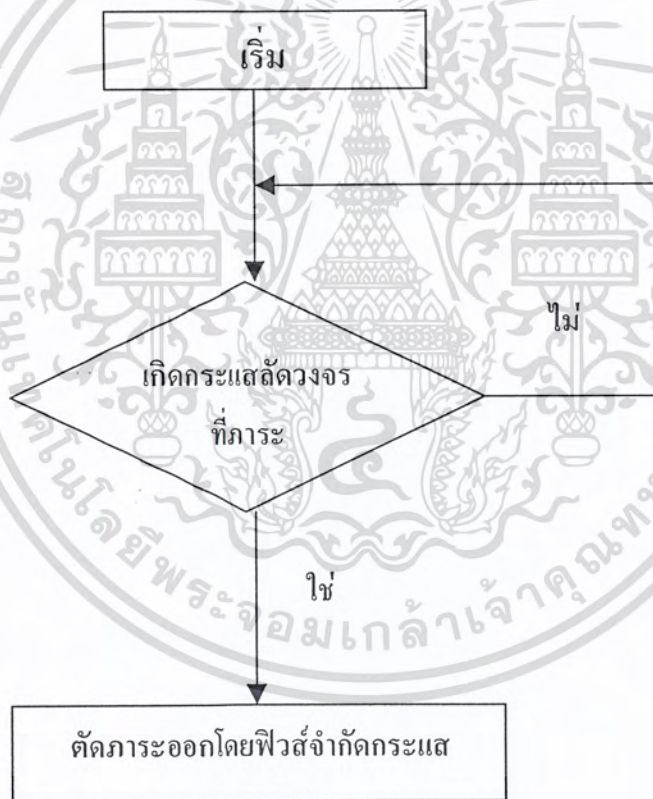
3. กระแสไฟฟ้ามีค่าเกินพิกัด (Over Current)



รูปที่ 4.6 ลำดับการทำงานของสวิตช์สับเปลี่ยน เมื่อกระแสไฟฟ้าของภาระเกินกว่าพิกัด

เมื่อเกิดกระแสไฟฟ้าเกินพิกัด แสดงว่าทางด้านการมีการใช้งานเกินพิกัด ซึ่งจะเป็นอันตรายอย่างยิ่งหากไม่ให้เกิดการแจ้งเตือนขึ้นต่อเนื่องไป ดังนั้นจะมีการป้องกันโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ ได้รับสัญญาณตรวจสอบมาจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ที่ต่ออนุกรมอยู่กับภาระซึ่งหากเกิดกระแสภาระเกินพิกัดจริง ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการตัดภาระออกจากระบบทันที โดยไม่มีการหน่วงเวลาเพื่อป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้นตามมา ซึ่งจะมีความไวในการตรวจสอบและตัดภาระที่เร็วมาก ดังนั้นภาระที่ใช้งานจึงต้องมั่นใจว่าไม่ควรมีค่าเกินพิกัดเมื่อภาระถูกตัดออกจากระบบแล้ว จำเป็นต้องตรวจสอบภาระให้มีค่าเหมาะสมก่อนที่จะทำการใช้งานครั้งใหม่ต่อไป

4. กระแสไฟฟ้าลัดวงจร (Short Circuit Current)



รูปที่ 4.7 ลำดับการทำงานเมื่อกระแสไฟฟ้าลัดวงจรที่ภาระ

เมื่อเกิดกระแสไฟฟ้าลัดวงจรที่ภาระ แสดงว่ามีการลัดวงจรทางด้านภาระ ซึ่งในสภาวะนี้จะ
เป็นอันตรายต่อยูพีเอสมากที่สุด ดังนั้นเพื่อความแน่นอนและปลอดภัยต่อระบบจึงใช้อุปกรณ์ป้อง
กันการลัดวงจร คือ ฟิวส์จำกัดกระแส โดยต่ออนุกรมกับภาระ ซึ่งถ้าหากมีการลัดวงจรด้านภาระ
ฟิวส์ก็จะตัดภาระออกก่อนทันที เป็นการป้องกันก่อนที่จะเกิดความเสียหายต่อยูพีเอส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การคำนวณและการออกแบบ

การออกแบบในส่วนของฮาร์ดแวร์

5.1 การออกแบบวงจร พุช – พูล อินเวอร์เตอร์

- การเลือกพิกัดแรงดัน V_{ds} ของมอสเฟต

$$\begin{aligned} \text{จากสูตร Push – pull Inverter} &= 2 \times (V_{\text{nominal Battery}} \times 1.5) \\ &= 2 \times (12 \times 1.5) \\ &= 36 \end{aligned}$$

ดังนั้นจะเลือกใช้แรงดันพิกัดของมอสเฟต (V_{DS}) = 60 V

- การเลือกค่ากระแสพิกัดของมอสเฟต

จากพิกัดกระแสทางด้านไพรมารีของหม้อแปลงเท่ากับ 35 A ดังนั้นเลือกใช้พิกัดกระแสของมอสเฟต (I_{DS}) เท่ากับ 2 เท่าของกระแสพิกัดทางด้านไพรมารีของหม้อแปลง

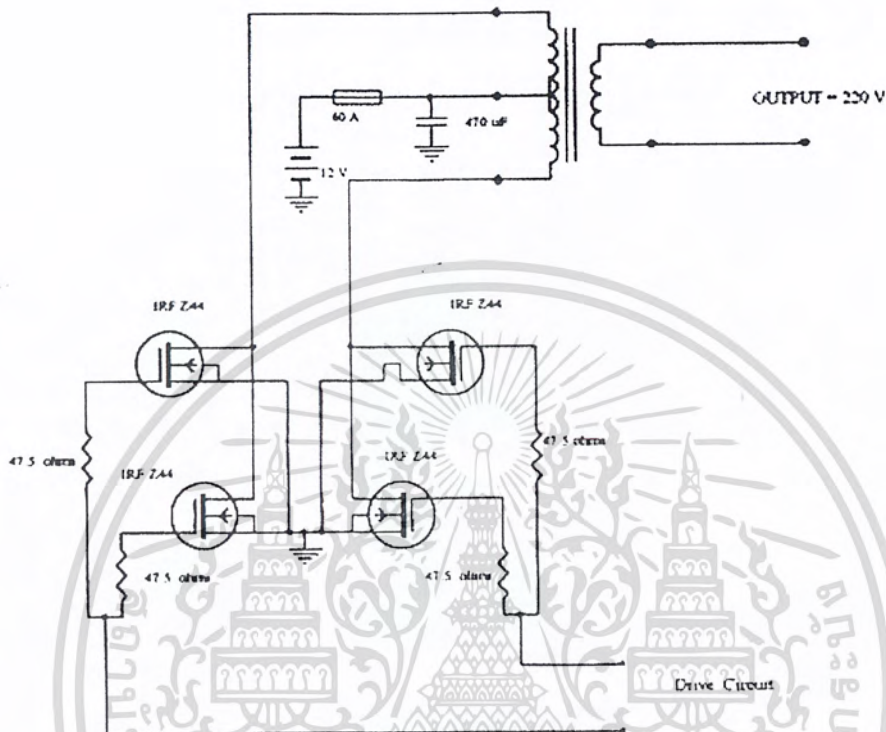
$$\begin{aligned} &= 2 \times 35 \\ &= 70 \text{ A} \end{aligned}$$

- การเลือกค่าแรงดันเกต – ซอร์ส (V_{GS})

$$\begin{aligned} \text{เลือกค่าพิกัดแรงดัน} \quad V_{GS} &= 2 \times V_{\text{Battery}} \\ &= 2 \times 12 \\ &= 24 \text{ V} \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกใช้ค่าแรงดันพิกัด V_{GS} ของมอสเฟตเท่ากับ 30 V

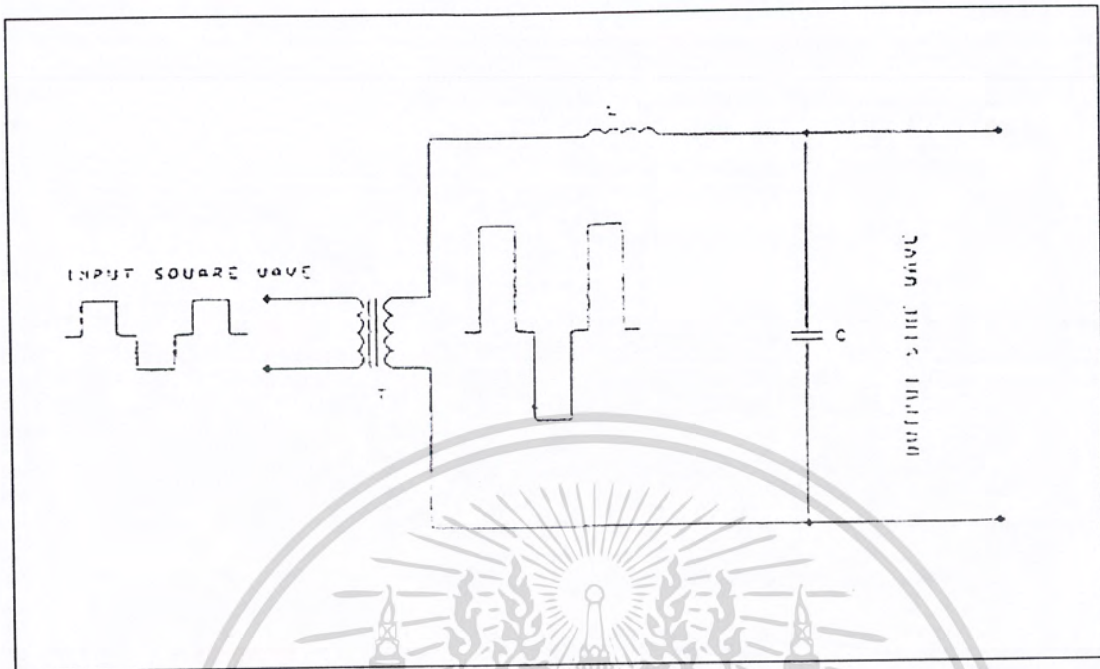
จากตารางภาคผนวกที่ 4 เลือก ECG 2395 ซึ่งตรงกับเบอร์ IRF Z44 ต่อขนานกันเพื่อช่วยกันจ่ายกระแสเดรน ซึ่งมีพิกัดค่าต่าง ๆ ดังอุปกรณ์ ECG 2395 ; IRF Z44 ในภาคผนวกที่ 4



รูปที่ 5.1 วงจรพูล-บริดจ์ อินเวอร์เตอร์

5.2 การออกแบบหม้อแปลงแรงดันไฟฟ้า

สำหรับหม้อแปลงที่ใช้ในโครงการนี้ เพื่อแปลงสัญญาณสี่เหลี่ยมด้านเอทซ์พุดของอินเวอร์เตอร์ให้มีแรงดันสูงขึ้น จะได้สัญญาณสี่เหลี่ยมทางด้านภาระเช่นกัน และนำสัญญาณนี้ไปใช้งาน โดยแรงดันที่โหลดใช้จะเป็นค่าส่วนหลัก (Fundamental) แกนเหล็กที่ใช้จะเป็นแกน EI ทดสอบโดยป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม ปรากฏว่าสัญญาณที่ได้ออกมาเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมเช่นเดียวกัน แต่มีขนาดแรงดันที่สูงขึ้น สัญญาณที่ได้ออกมาไม่ได้ผิดเพี้ยนไปมาก จึงใช้หม้อแปลงแกนเหล็กเพื่อเพิ่มแรงดันสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากการขับโดยเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 5.2 การแปลงแรงดันของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

พิกัดต่าง ๆ ของหม้อแปลงที่ใช้ในโครงการ

1. ค่าโวลท์แอมป์ (VA) ของหม้อแปลง
แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองในโครงการนี้มีขนาด 400 VA

2. พิกัดทางด้านแรงดันและกระแส
ด้านปฐมภูมิ

ทางด้านปฐมภูมิรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยมมาจากการขับโดยมอเตอร์เฟด ซึ่งมีขนาดแรงดัน 12 โวลต์ ดังนั้นกระแสทางด้านปฐมภูมิจึงมีค่า

$$\begin{aligned}
 VA &= V_p \times I_p \\
 I_p &= \frac{VA}{V_p} \\
 I &= \frac{400}{12} \\
 &= 33.33 \text{ A}
 \end{aligned}$$

เมื่อกำหนดให้ VA = โวลท์-แอมป์ (VA)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_p = \text{แรงดันด้านปฐมภูมิ (V)}$$

$$I_p = \text{กระแสด้านปฐมภูมิ (V)}$$

ด้านทุติยภูมิ

ทางด้านทุติยภูมิเป็นแรงดันเอาต์พุต ซึ่งมีขนาดแรงดัน 220 โวลต์ ดังนั้นกระแสทางด้านทุติยภูมิจึงมีค่า

$$I_s = \frac{VA}{V_s}$$

$$I_s = \frac{400}{220}$$

$$= 1.81 \text{ A}$$

3.แรงดันปฐมภูมิและทุติยภูมิ

แรงดันปฐมภูมิจะใช้ค่า 12 V และแรงดันทุติยภูมิใช้ค่า 220 V ดังนั้น

เมื่อ $E_1 = 12 \text{ V}$, $E_2 = 220 \text{ V}$ และ $N_1 = 25$ รอบ
ดังนั้น

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

$$N_2 = \frac{E_2 \times N_1}{E_1}$$

$$= \frac{220 \times 25}{12}$$

$$= 458.33 \text{ รอบ}$$

4. การเลือกเบอร์ของขดลวด

ด้านปฐมภูมิ

ขนาดกระแสเบตเตอร์มีค่าประมาณ 35 A ดังนั้นจะใช้ลวดเบอร์ AWG# 15 ทำการพันครั้งละ 25 รอบทางด้านปฐมภูมิ

ด้านทุติยภูมิ

ขนาดกระแสเบตเตอร์มีค่าประมาณ 2 A ดังนั้นจะใช้ลวดเบอร์ AWG# 23 ทำการพัน 450 รอบทางด้านทุติยภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. ขนาดของแกนเหล็ก

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{\sqrt{VA}}{5.58} \quad (\text{inch}^2) \\
 &= \frac{\sqrt{400}}{5.58} \\
 &= 3.58 \quad \text{inch}^2
 \end{aligned}$$

ดังนั้นใช้แกนเหล็กขนาด 1.5" X 1.5" inch²

5.3 การออกแบบหม้อแปลงกระแสเพื่อตรวจสอบระดับโหลด

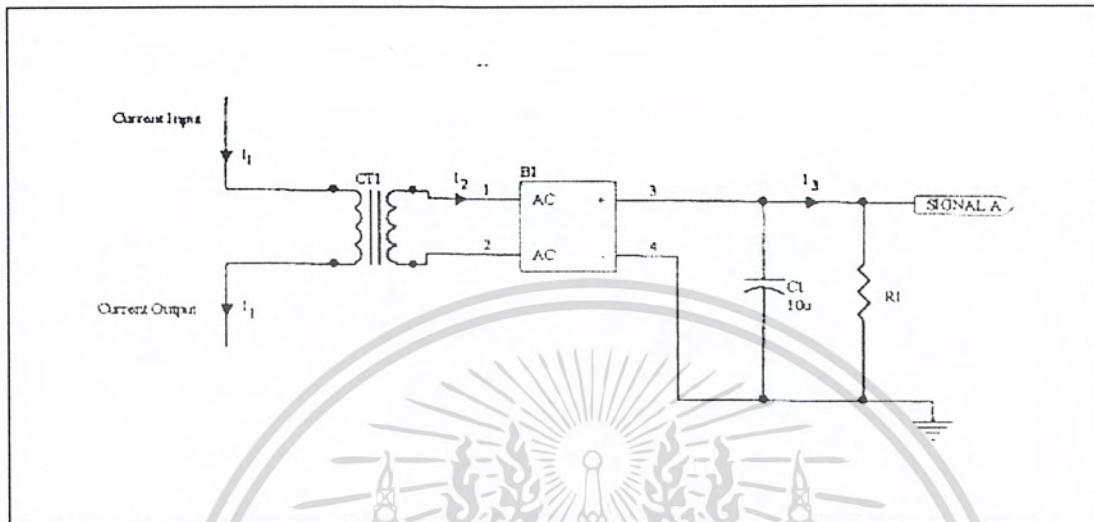
ในการออกแบบหม้อแปลงกระแสเพื่อตรวจสอบระดับกำลังของโหลด ที่โหลดใช้งานจึงจำเป็นต้องทราบกระแสเอาต์พุตที่ออกจากหม้อแปลง Step Up ที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงกระแส สามารถหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \text{ระดับกำลัง 100 W ได้กระแส} \quad \frac{100\text{ W}}{220\text{ W}} &= 0.45 \text{ A} \\
 \text{ระดับกำลัง 200 W ได้กระแส} \quad \frac{200\text{ W}}{220\text{ W}} &= 0.9 \text{ A} \\
 \text{ระดับกำลัง 300 W ได้กระแส} \quad \frac{300\text{ W}}{220\text{ W}} &= 1.36 \text{ A} \\
 \text{ระดับกำลัง 400 W ได้กระแส} \quad \frac{400\text{ W}}{220\text{ W}} &= 1.81 \text{ A}
 \end{aligned}$$

เมื่อต้องการกระแสทางทุติยภูมิของหม้อแปลงกระแสที่มีค่าน้อยมาก เพราะว่าการกระแสส่วนนี้น่ากลับเข้าไปในวงจรควบคุม เพื่อตรวจสอบระดับกำลังที่จ่ายโหลดจึงกำหนดให้อัตราส่วนหม้อแปลง (Ratio) เท่ากับ 1 : 10000 จำนวนรอบจะสัมพันธ์กับค่ากระแส ดังนี้

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

ในการตรวจวัดระดับกำลังโหลด โดยใช้กระแสทางด้านทุติยภูมิแปลงเป็นแรงดันเพื่อนำไปเข้าวงจรตรวจวัดกำลังโหลด และ โอเวอร์โหลด (Over Load) แรงดันที่ได้จะแปรผันคงที่กับระดับกระแส แสดงการต่อวงจรได้ดังรูป ที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรที่ต่อหม้อแปลงกระแสเพื่อตรวจสอบกระแสโหลด

ระดับแรงดันที่จุด Signal A จะเพิ่มขึ้นตามกระแส I_3 ที่ไหลผ่าน R_1 แรงดันในจุดนี้ต้องการค่าแรงดันเปรียบเทียบกำลังของโหลด ดังแสดงในตาราง

ระดับกำลังโหลด	แรงดันที่จุด Signal A
100 W	1
200 W	2
300 W	3
400 W	4
มากกว่า 400 W (Over Load)	มากกว่า 4 V

ตารางแสดงแรงดันที่จุด Signal A เทียบกับกำลังของโหลด

ในการหาค่า R_1 จะหาที่ระดับกระแส I_1 สูงสุด คือระดับกำลัง 400 W กระแส I_1 เท่ากับ 1.81 A ที่ 220 V ฉะนั้นกระแส I_1 จะสามารถหาได้ดังนี้

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

$$\frac{1}{1000} = \frac{I_2}{1.81A}$$

$$\therefore \text{ค่ากระแส } I_2 = \frac{1.81A}{1000} = 1.81 \text{ mA}$$

ค่ากระแส I_2 ที่ได้นี้เป็นกระแสสลับ เมื่อนำมาต่อผ่าน Bridge rectifier ค่าที่ได้ออกมาเป็นกระแสตรงแล้วผ่านคาปาซิเตอร์ที่ต่อขนานอยู่เพื่อที่จะทำให้แรงดันที่ออกมาเรียบมากขึ้นค่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้คือ 10 μF ซึ่งค่ากระแส I_3 มีค่าดังนี้

$$I_3 = \sqrt{2} I_2 = \sqrt{2} \times 1.81 \text{ mA}$$

$$\therefore \text{ค่ากระแส } I_3 = 2.56 \text{ mA}$$

ต้องการระดับแรงดัน (V) คือ 4 V ที่ระดับกำลัง 400 W จะได้ค่า R_1 คือ

$$R_1 = \frac{V}{I_3} = \frac{4V}{2.56 \text{ mA}}$$

$$\therefore \text{จะได้ค่ากระแส } R_1 = 1.56 \text{ K}\Omega$$

เลือกค่าความต้านทานมาตรฐานเท่ากับ 1.6 K Ω

5.4 การเลือกแบตเตอรี่ใช้ในโครงการ

ในโครงการแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองนี้ แบตเตอรี่ที่เลือกใช้นั้นจะเป็นชนิด ตะกั่ว - กรด ปิดผนึก แบบ Free Maintenance ขนาด 7 แอมแปร์ - ชั่วโมง โดยที่แบตเตอรี่ไม่ต้องมีการเติมน้ำกลั่นหรือบำรุงรักษาแบตเตอรี่ใด ๆ อีกทั้งแบตเตอรี่นี้ไม่มีก๊าซเกิดขึ้น ซึ่งเป็นผลดีในการช่วยแก้ปัญหาอายุการใช้งานแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองสั้น เนื่องจากการเกิดก๊าซในการอัดประจุมากเกินไป ส่วนการอัดประจุแบตเตอรี่จะเป็นแบบแรงดันคงที่ (Constant Voltage Charging) เนื่องจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบตเตอรี่ในแหล่งจ่ายไฟสำรอง จะทำงานแบบแบ็คอัพ (Backup) หรือ Standby ซึ่งแบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงานสำรองที่ต้องนำมาใช้ในสภาวะเกิดความผิดปกติของระบบการไฟฟ้า ฉะนั้นแบตเตอรี่จะต้องถูกอัดประจุตลอดเวลา โดยในช่วงที่แบตเตอรี่เต็มแล้วจะต้องอัดประจุให้กับแบตเตอรี่ด้วยอัตราการอัดประจุต่ำ ๆ เพื่อชดเชยค่าแรงดันเนื่องจากความต้านทานภายในแบตเตอรี่ โดยแรงดันที่จ่ายให้แบตเตอรี่เพื่ออัดประจุจะเป็นแบบ Float Charge ที่ 12.6 โวลท์

สรุปแบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการ

1. ชนิด Sealed Lead – Acid Battery ขนาด 7 Ah
2. การใช้งานแบบ Standby สำรองเวลาได้ 10 นาทีที่พิกัด 400 VA
3. การทำงานเป็นแบบ Float Charge
4. เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่เป็นแบบแรงดันคงที่ (Constant Voltage Charging)
5. การอัดประจุจะใช้กระแสเท่ากับ $0.13 \times 7 \text{ Ah} = 900 \text{ mA}$

5.5 การคำนวณเพื่อเลือกขนาดแบตเตอรี่

ก่อนอื่นต้องทราบพารามิเตอร์ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าต่อเนื่องในโครงการนี้ก่อน เพื่อที่จะนำค่าต่าง ๆ มาคำนวณหาขนาดแบตเตอรี่ ซึ่งกำหนดค่าต่าง ๆ ที่สำคัญได้ดังนี้

1. กำลังไฟฟ้าพิกัดของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง 400 VA ที่ภาระมีค่า PF = 1
2. เวลาสำรองจ่ายภาระได้ระยะเวลา 10 นาที ที่กำลังไฟฟ้าและเพาเวอร์แฟกเตอร์ที่พิกัด
3. ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 0.9
4. แรงดันปกติของแบตเตอรี่ 12 โวลท์

ในการคำนวณหาขนาดแบตเตอรี่ จะกำหนดให้

VA = โวลท์แอมป์แปร์พิกัดของภาระ

PF = ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ของภาระ

η = ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ (Efficiency of Inverter)

V_B = แรงดันปกติของแบตเตอรี่

ดังนั้นคำนวณกำลังไฟฟ้าที่ส่งจากแบตเตอรี่ คือ

$$\begin{aligned} \text{กำลังไฟฟ้าจากแบตเตอรี่} &= VA \times PF \times \text{Efficiency of Inverter} \\ &= 400 \times 1 \times \frac{1}{0.9} \\ &= 444.44W \end{aligned}$$

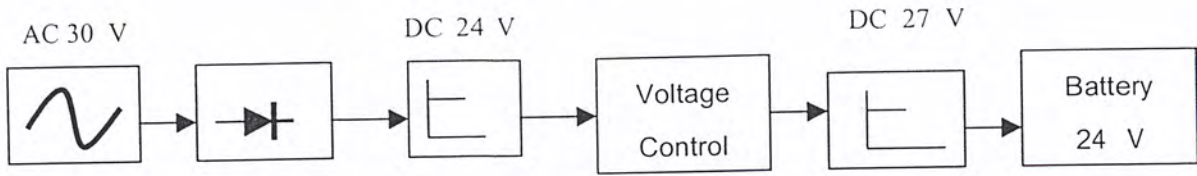
$$\begin{aligned} \text{กระแสจากแบตเตอรี่} &= \frac{W}{V_{\text{Battery}}} \\ &= \frac{444.44}{12} \\ &= 37.07 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{ค่าแอมแปร์ - ชั่วโมง} &= W \times \left(\frac{t}{60} \right) \times \left(\frac{1}{V_{\text{Battery}}} \right) \\ &= \frac{444.44 \times 10 \times 1}{60 \times 12} \\ &= 6.17 \text{ Ah} \end{aligned}$$

ดังนั้นขนาดของแอมป์ - ชั่วโมง จะใช้ขนาด 7 Ah ที่พิกัดของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองนี้

5.6 การออกแบบวงจรภาคเรียงกระแส (Rectifier / Charger)

วงจรที่ใช้ในโครงงานเป็นชนิดที่คงที่ (Constant Voltage) ออกแบบให้เป็นวงจร Regulator ที่สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตได้ในช่วง 20 - 33 V (ขึ้นอยู่กับความต้องการนำไปใช้งาน) ใช้วงจร IC Voltage Regulator เบอร์ LM317 เป็นตัวทำงานหลักซึ่ง LM317 สามารถปรับแรงดันได้ 1.2 - 37 V และได้ใช้ทรานซิสเตอร์คาร์ลิงตันชนิด PNP เบอร์ TIP 127 ช่วยในการจ่ายกระแสให้โหลดเพื่อแบ่งภาระการทำงานของ LM 317 ในการชาร์จแบตเตอรี่ 12 V ที่ใช้ในโครงงานนี้ และจะปรับแรงดันไว้ที่ 15 V โดยการปรับจูน R₆ ฉะนั้นจึงเลือกใช้ R₆ เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้ดังรูปที่ 5.4 โดยที่แรงดันเอาต์พุตส่วนหนึ่งจะถูก Regulate ด้วย IC 7812 เพื่อเป็นไฟเลี้ยงหรือ Power Supply + 12 V ให้กับอุปกรณ์ในวงจรอื่น



รูปที่ 5.4 Block Diagram วงจร Rectifier / Charger

5.6.1 อธิบายการทำงานภาคเรียงกระแส (Rectifier / Charger)

จากรูปที่ 5.4 อินพุตจะเป็นแรงดันไฟสลับที่ได้จากหม้อแปลง Step down 220 V เป็น 30 V ซึ่งไฟ 220 นี้ได้จากเอาท์พุทของเครื่อง UPS (ดังนั้นจึงมีไฟ 220 V ตลอดเวลาแม้กระทั่งในช่วงที่ไฟฟ้าดับ) จากนั้นจะผ่าน Bridge Rectifier เพื่อ Rectify เป็นไฟตรง ซึ่งถูกกรองต่อด้วย C_1 ค่าสูง 1000 μF ให้ลดลงเป็นแรงดันไฟตรงที่เรียก R_1 เป็นตัวต้านทานเพื่อกำหนดกระแสไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ TIP 127 ใช้ค่าประมาณ 220 Ω แต่ถ้าโหลดของวงจรดึงกระแสมาก (I_C สูง) จะทำให้กระแสไหลผ่าน R_1 มากขึ้นเป็นผลให้แรงดัน V_{BE} สูงขึ้นด้วย ซึ่งจะทำให้ I_B สูงขึ้นตามเป็นผลให้กระแสคอลเลกเตอร์ (I_C) สูงขึ้น เวลาทำงานจึงต้องติดฮีทซิงค์เพื่อระบายความร้อนออกจากตัวถัง อัตราการขยายกระแสเป็นไปตามสมการ 5.1

$$I_C = \beta I_B \quad (5.1)$$

β คือ อัตราการขยายกระแสของทรานซิสเตอร์

ไดโอด D_1 ที่ต่อคร่อมขา C และ E ของ TIP 127 เพิ่มเข้าไปเพื่อป้องกันกระแสและแรงดันสูงขณะใช้งานโดย D_1 จะป้องกันอุปกรณ์จากการคายประจุของ C_1 กลับมายังทรานซิสเตอร์ ในโอกาสที่เกิดการลัดวงจรที่อินพุต D_1 ใช้เบอร์ 1N4007 (หรือเบอร์อื่นที่มีพิคคทนกระแสสูงกว่า 1.5 A)

ส่วนของ Q_2 , R_3 และ R_4 ต่อกันเป็นวงจรรูปร่างที่ขา adj ของ LM 317 เพื่อป้องกันกระแสเกิน เมื่อเกิดการลัดวงจรที่เอาท์พุทของวงจร Rectifier โดยกระแสสูงจะถูกตรวจจับโดย R_4 ส่วน R_3 ทำหน้าไบอัสกระแสให้กับ Q_2 เลือกใช้ค่า 1 K Ω เมื่อทำงานจะทำให้ขา adj ของ LM 317 ต่อลงกราวด์โดยตรงจะทำให้แรงดันเอาท์พุทของวงจรตกลงจนถึงระดับ 0 V จะทำให้หยุดการจ่ายไฟให้แก่วงจรอื่นด้วย

เมื่อกำหนดค่ากระแสลัดวงจร (I_S) ที่ทำให้ Q_2 ทำงานคือ 1.6 A หาค่า R_4 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} R_4 &= \frac{V_{BE}}{I_S} \\ R_4 &= \frac{0.7}{1.6} \\ &= 0.44 \Omega \end{aligned}$$

เนื่องจากกระแสไหลผ่านสูงจึงต้องหาค่าวัตต์ของ R_4 คือ

$$\begin{aligned} P &= I^2 R \\ P &= (1.6)^2 \times 0.44 \\ &= 1.1 \text{ W} \end{aligned}$$

\therefore ใช้ค่า R มาตรฐานใกล้เคียง คือ 0.5Ω 1 W

แรงดันเอาต์พุตของวงจรขึ้นอยู่กับค่าของ R_2 และ $R_5 + R_6$ โดยอ้างอิงจากสมการที่ 5.2 ดังนี้

$$V_{out} = \left[1 + \frac{(R_5 + R_6)}{R_2} \right] V_{ref} + I_{adj} (R_5 + R_6) \quad (5.2)$$

R_2 กำหนดเองตามความเหมาะสมใช้ค่า 1 k Ω

V_{ref} คือ 1.25 V จาก Data Sheet ของ LM 317

I_{adj} คือ 50 μ A จาก Data Sheet ของ LM 317

$$\text{จากสมการ (5.2) ได้ } R_5 + R_6 = \frac{V_{out} + V_{ref}}{(V_{ref} / R_2) + I_{adj}} \quad (5.3)$$

ต้องการ V_{out} สูงสุดที่ให้ปรับ 33 V จะได้ค่า $R_5 + R_6$ คือ

$$\begin{aligned} R_5 + R_6 &= \frac{33 - 1.25}{(1.25/1K\Omega) + 50\mu A} \\ &= 24.4 K\Omega \end{aligned}$$

\therefore ใช้ค่า $R_5 + R_6$ มาตรฐาน คือ 25 K Ω

เนื่องจากต้องการปรับ V_{out} จึงได้เลือกค่า R_6 เป็นตัวต้านทานปรับค่าได้มีค่า 10 K Ω และ R_5 เป็นตัวต้านทานคงที่ 15 K Ω ฉะนั้น R_5 จะเป็นตัวกำหนดค่า V_{out} ต่ำสุด เมื่อ R_6 ถูกปรับจนมีค่า 0 Ω

ค่า V_{out} ต่ำสุดที่สามารถปรับได้ คือ

$$\begin{aligned} R_5 + R_6 &= \frac{V_{out} - V_{ref}}{(V_{ref}/R_2) + I_{adj}} \\ 15 K\Omega + 0 &= \frac{V_{out} - 1.25}{(1.25/1K\Omega) + 50\mu A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \therefore V_{out} &= \frac{(15 K\Omega \times 1.3Ma) + 1.25}{1} \\ &= 20.75 V \end{aligned}$$

กำหนดค่าแรงดันขณะชาร์จแบตเตอรี่ที่ 27 V (กำหนดความเหมาะสมเมื่อแบตเตอรี่มีขนาด 24 V) ค่า R_6 ที่ปรับได้คือ

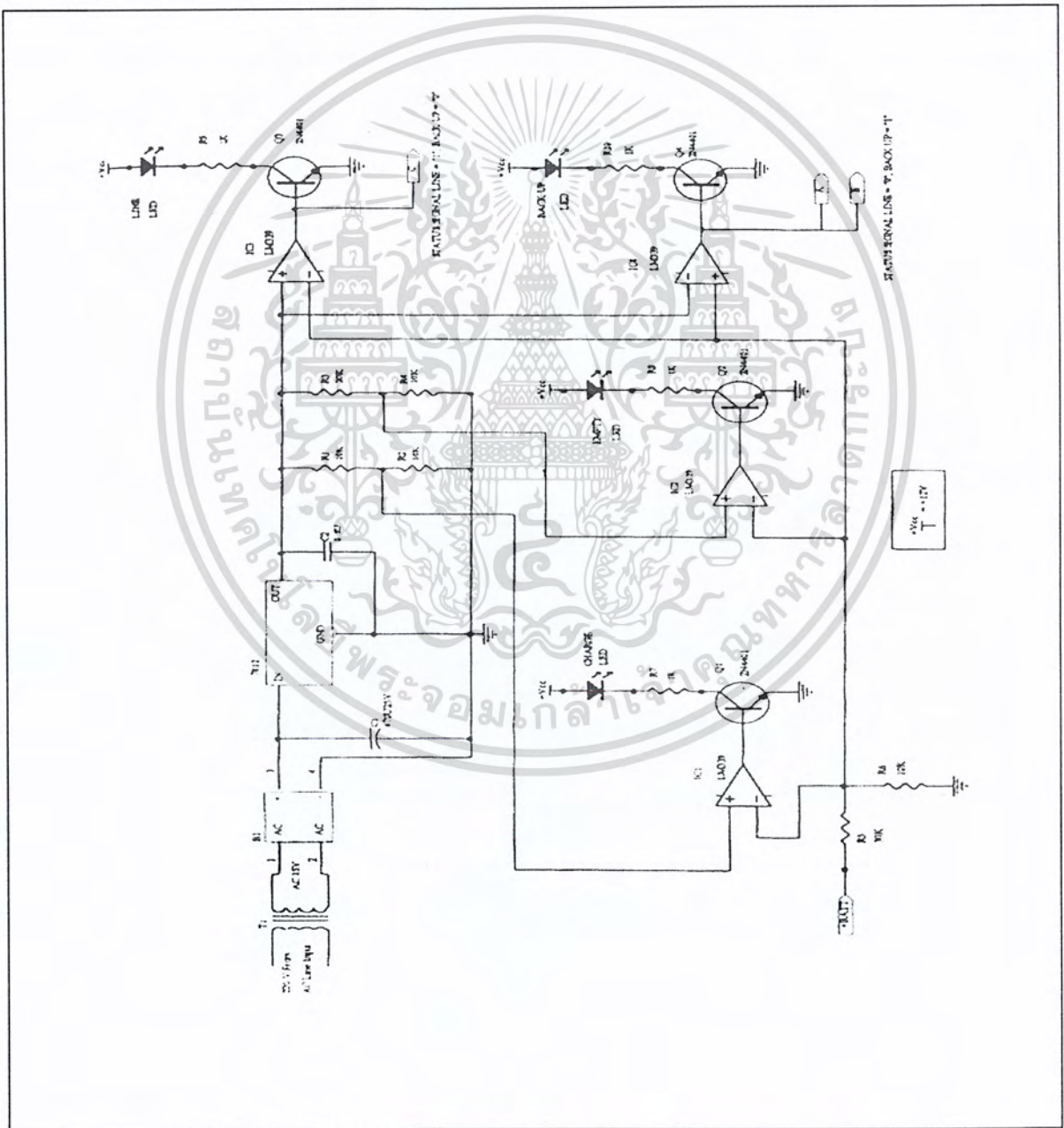
$$\begin{aligned} R_5 + R_6 &= \frac{V_{out} - V_{ref}}{(V_{ref}/R_2) + I_{adj}} \\ 15 K\Omega + R_6 &= \frac{27 - 1.25}{(1.25/1K\Omega) + 50\mu A} \end{aligned}$$

$$\text{ค่า } R_6 = 4.8 K\Omega$$

Q_3 และ R_7 มีหน้าที่ทำให้ V_{out} ตกลงอัตโนมัติ เมื่อ UPS อยู่ในช่วง Back up โดย V_{out} จะลดลงต่ำกว่าแรงดันแบตเตอรี่ เพื่อให้แรงดันและกระแสของแบตเตอรี่จ่ายให้แก่ภาคอินเวอร์เตอร์ เมื่อ Q_3 ได้รับสัญญาณเป็นสถานะ 1 จากจุด A ทำให้ Q_3 นำกระแส R_7 จะขนานกับ $R_5 + R_6$ ทำให้ความต้านทานที่ขา adj เป็นผลให้แรงดัน V_{out} ลดลง ส่วน C_2 มี

ค่าได้ตั้งแต่ 0.1 – 10 μF ต่อไว้เพื่อปรับค่าริบเปิลในวงจรให้น้อยลง C_3 เป็นตัวเก็บประจุที่เอาท์พุทใช้ค่า 10 μF 35V

ระหว่างวงจร Rectifier/Charger กับแบตเตอรี่จะมีไดโอด D_2 ต่อขวางไว้ดังรูปที่ 5.4 เพื่อป้องกันกระแสจากแบตเตอรี่ไหลกลับเข้าวงจรเมื่อปรับแรงดันในวงจรต่ำกว่าแรงดันแบตเตอรี่ จึงให้ไดโอด D_2 เบอร์ 1N 5401 ทนกระแสได้ 3 A C_4 ค่า 10 μF 35 V ต่อขนานกับแบตเตอรี่ด้านแคโทดของไดโอดเพื่อรักษาแรงดันไฟตรง แรงดันที่ได้นี้จะนำไปจ่ายให้กับวงจรอื่นด้วยการ Regulate ของ IC 7812 เป็นแรงดันไฟ +12V C_5 และ C_6 ทางด้านอินพุทและเอาท์พุทของ IC 7812 ตามลำดับเลือกใช้ได้ตั้งแต่ค่า 0.1 μF - 100 μF ตามคำแนะนำของผู้ผลิต



รูปที่ 5.5 วงจรภาค Rectifier / Charger

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7 การออกแบบสวิตช์สับเปลี่ยน

ในการออกแบบสวิตช์สับเปลี่ยนนั้น ในโครงการนี้ใช้รีเลย์จำนวน 4 ตัวโดยจะทำงานร่วมกัน ซึ่งการทำงานที่ง่ายและรวดเร็ว และง่ายต่อการออกแบบจึงเลือกใช้รีเลย์เป็นสวิตช์สับเปลี่ยน (Mechanical Transfer Switch) แทนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Solid State) ซึ่งค่อนข้างที่จะแพง และในบางครั้งจะยากต่อการออกแบบ ซึ่งนี้เป็นเหตุผลหนึ่งในการเลือกใช้รีเลย์

ซึ่งในการออกแบบรีเลย์ จะมีขั้นตอนและวิธีการดังนี้

1. พิจารณากระแสที่ใช้ว่าจะใช้งานกระแสสลับหรือกระแสตรง
2. พิจารณาค่ากระแสเอาต์พุตของภาระว่ามีพิกัดเท่าไร ซึ่งอาจจะต้องเผื่อไว้ประมาณ 25 % ของกระแสพิกัดในการออกแบบ
3. พิจารณาแรงดันว่าใช้งานที่แรงดันเท่าไร ซึ่งโดยปกติแล้วอุปกรณ์จะเผื่อไว้อยู่แล้ว สำหรับการทนได้ของหน้าสัมผัส
4. พิจารณาขดลวดรีเลย์ว่าต้องการกระแสเท่าไร ซึ่งอาจต้องจ่ายกระแสไบอัสให้เหมาะสม

ซึ่งรายละเอียดการคำนวณสวิตช์สับเปลี่ยน มีดังนี้

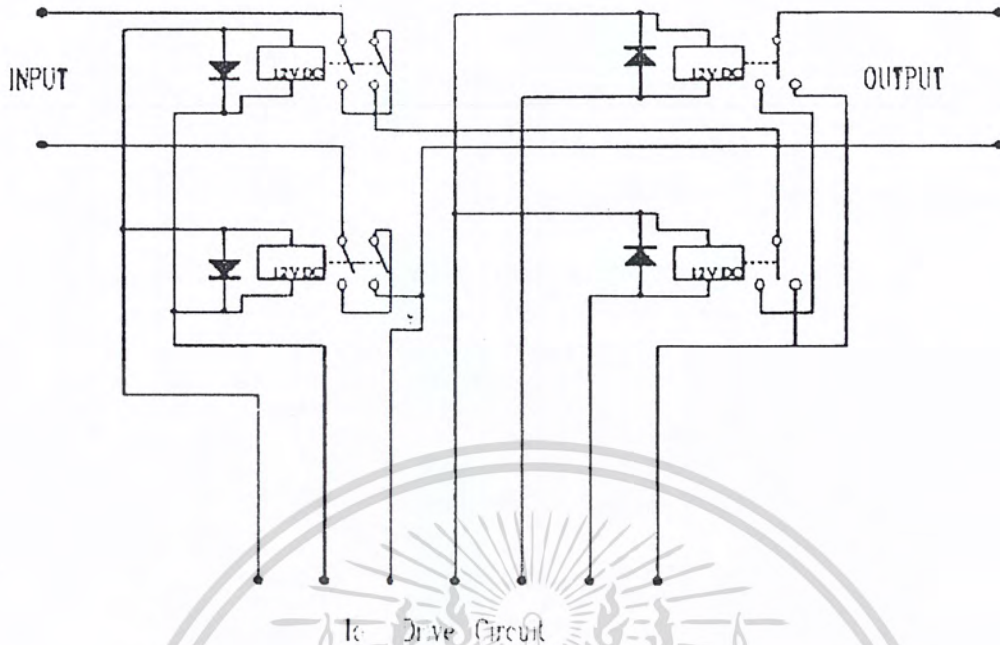
1. กระแสขั้วรีเลย์ มีค่า

$$I = \frac{V}{R_{\text{Battery}}} = \frac{12}{450} = 25 \text{ mA}$$

2. ภาระมีพิกัดที่ 400VA ดังนั้นกระแสเอาต์พุตเป็น

$$I_{\text{Load}} = \frac{400}{220} = 1.81 \text{ A}$$

ดังนั้นจะมีพิกัดออกแบบคือ ทนกระแสได้ $1.80 \times 1.25 = 2.5 \text{ A}$ ที่ 250 Vac



รูปที่ 5.6 วงจรสวิตช์สี่เปลี่ยน

5.8 การอธิบายการทำงานของสวิตช์สี่เปลี่ยนในสถานะต่าง ๆ

5.8.1 การตรวจสอบสถานะแรงดันไฟฟ้าปกติ

ในการตรวจสอบแรงดันไฟฟ้าปกติหรือผิดปกตินั้น เราจะใช้หม้อแปลงอินพุตเป็นตัวตรวจสอบซึ่งทำการแปลงแรงดันจาก 220 โวลต์ เป็น 36 โวลต์ ผ่านวงจรเรกติไฟเออร์และใช้ความต้านทานเป็นโวลต์เตจดิไวดอร์ (Voltage Divider) แล้วใช้ LM 324 N แรงดันเอาท์พุทของบัฟเฟอร์จะผ่านวงจรฟิลเตอร์ ซึ่งเป็นแรงดันไฟตรงมีค่า 3 โวลต์ ซึ่งแรงดันนี้จะไปเปรียบเทียบกับ ไอซี LM 339 N ที่ขา 5 ถ้ามีค่ามากกว่าแรงดันที่อ้างอิงที่ขา 5 จะทำให้ขาเอาท์พุทขาที่ 2 มีค่าเป็นศูนย์ส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ 2N4401 ไม่ทำงาน ทำให้ขา P.3 ของไมโครคอนโทรลเลอร์มีค่าเป็น 1 ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำให้โปรแกรมในส่วนของสถานะปกติ ซึ่งจะทำการตรวจสอบโดยการวนรอบการทำงานอยู่ตลอดเวลา ในทางตรงข้ามถ้าไฟฟ้าผิดปกติ จะทำให้แรงดันอ้างอิงที่

ขา 5 มากกว่าขา 4 ทำให้เอาท์ที่ขา 2 มีค่าเป็นหนึ่ง ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงาน และจะดึงขา P3.3 ลงกราวด์ ซึ่งเป็นผลให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำโปรแกรมในส่วนของไฟฟ้าผิดปกติ

5.8.2 การตรวจจับกระแสไฟฟ้ามีค่าเกินพิกัด

ในส่วนของ การตรวจสอบสถานะของกระแสการจะใช้หม้อแปลงกระแส (C.T) จะมาผ่านวงจรเรกติไฟเออร์และฟิลเตอร์ แรงดันไฟตรงที่ได้จะไปเข้าขา 4 ของ LM 399 N ตัวที่ 2 โดยถ้าค่าสัญญาณมีค่ามากกว่าค่าแรงดันอ้างอิงที่กำหนดไว้ จะทำให้ทรานซิสเตอร์ 2N4401 ไม่ทำงาน ทำให้ขา P 3.5 ของไมโครคอนโทรลเลอร์มีค่าเป็น 1 โปรแกรมจะตัดการะออกจากระบบทันที จะไม่ทำการหน่วงเวลาไว้ดังที่กล่าวมาแล้ว โดยกลับกันถ้าค่าสัญญาณมีค่าน้อยกว่าค่าแรงดันอ้างอิง จะทำให้ทรานซิสเตอร์ 2N4401 ทำงาน ทำให้ขา P 3.5 ของไมโครคอนโทรลเลอร์มีค่าเป็น 0 เพราะถูกดึงลงกราวด์ตลอดซึ่งหมายความว่า การะยังรับกำลังไฟฟ้าจากระบบอยู่โดยตลอด ไมโครคอนโทรลเลอร์จะไม่ทำการตัดการะออกจากระบบ

5.9 การออกแบบวงจรภาคคอนโทรล (Automatic Controller)

ในภาคคอนโทรลหรือภาคควบคุมของโครงการนี้จะแสดงวงจรที่สร้างสัญญาณนำไปใช้ในภาคต่าง ๆ มีการตรวจรับสัญญาณ และแสดงผลเป็นไฟสัญญาณ และจะรวบรวมการออกแบบสร้างสัญญาณมอดูเลทเพื่อนำไปให้ภาคขับเคลื่อนของวงจรอินเวอร์เตอร์ในการควบคุมการสวิทช์ของวงจรกำลังในภาคอินเวอร์เตอร์ สำหรับในโครงการนี้จะเลือกใช้การสวิทช์แรงดันสภาวะขั้วเดียว (Unipolar Voltage Switching) การสวิทช์แบบนี้จะมีประสิทธิภาพสูงกว่าการสวิทช์แรงดันแบบสภาวะสองขั้ว (Bipolar Voltage Switching) ดังที่กล่าวมาแล้ว คือความถี่แรงดันรูปคลื่นเอาท์พุทเป็น 2 เท่า จึงมีผลดี คือ จะทำให้ฮาร์โมนิกเอาท์พุท ลำดับที่และฮาร์โมนิกที่มีขนาดสูงสุดที่เกิดในรูปคลื่นเอาท์พุทมีขนาดต่ำกว่าเพราะได้รูปคลื่นสัญญาณความถี่หลักมูล (Fundamental) ที่มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากกว่า ส่วนประกอบภาคคอนโทรลจะอธิบายได้ ดังนี้

5.9.1 การออกแบบสัญญาณควบคุมและสัญญาณไฟแสดงผล

วงจรนี้เป็นวงจรที่ใช้ในการแสดงผลเป็นไฟแสดงผล (LED) เมื่อ UPS อยู่ในสถานะต่าง ๆ คือ ขณะอัดประจุแบตเตอรี่ (Charge) , ขณะแรงดันแบตเตอรี่ต่ำ (Empty) ,ขณะสภาวะปกติ (Line) และขณะทำการสำรองไฟ (Back up) และยังสามารถสร้างสัญญาณ 2 สัญญาณ คือ สัญญาณ A ,B และ C ดังรูปที่ 5.7 เพื่อนำไปใช้ควบคุมการทำงานในภาคอื่น ๆ ได้

5.9.1.1 อธิบายการทำงานของวงจร

จากรูปที่ 5.7 นำไฟจากอินพุทของ UPS คือไฟสลับ 220 V ไปผ่านหม้อแปลงชนิด Step down เป็น 15 V ผ่าน Bridge Rectifier เปลี่ยนเป็นไฟฟ้ากระแสตรงและทำการกรองด้วยตัวเก็บประจุ C_1 ค่า 470 μF เพื่อกรองริบเปิดให้น้อยลงผ่าน ไอซี Regulator เบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7812 เพื่อต้องการไฟฟ้ากระแสตรง ที่เอาท์พุทคงที่ 12 V โดย C_2 เป็นตัวกรองสัญญาณรบกวน ใช้ค่าน้อย ๆ คือ 0.1 μF ไฟตรงที่ได้นี้จะนำไปแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) เป็นแรงดันอ้างอิง เพื่อนำไปเปรียบเทียบแรงดันด้วยไอซีคอมพาราเตอร์

ต้องการไฟแสดง Charge จึงต้องนำแรงดันจากแบตเตอรี่ไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง โดยแรงดันแบตเตอรี่ 12 V ต้องทำการลดแรงดันลงให้ต่ำกว่า 12 V เพื่อไม่ให้เกิดแรงดันไฟเลี้ยง $+V_{CC}$ ของไอซีคอมพาราเตอร์ สมมติให้แรงดันแบตเตอรี่ 12 V เป็นค่าที่แบตเตอรี่เต็มแต่ต้องการนำ 6 V ไปใช้เปรียบเทียบจึงต้องแบ่งแรงดัน 12 V ด้วย R_5 และ R_6 จำนวนได้ดังนี้

$$\frac{R_2}{(R_5 + R_6)} \times 24\text{V} = 6\text{V}$$

ค่า R_5 จึงต้องเป็นสัดส่วนกับ R_6 เลือก $R_5 = 30\text{K}\Omega$, $R_6 = 10\text{K}\Omega$ จะทำให้สมการเป็นจริง

แรงดัน 6 V นี้จะแปรผันตรงกับแรงดัน 12 V ในกรณีที่แรงดันมีการเปลี่ยนแปลงนำแรงดัน 6 V นี้ไปเข้าที่อินพุทลบของไอซี คอมพาราเตอร์ (IC_1) โดยแรงดัน 6V ที่ขาอินพุทบวกได้จาก R_1 และ R_2 เป็นตัวแบ่งแรงดันของไฟ 12 V เช่นกัน จำนวนได้ดังนี้

$$\frac{R_2}{(R_1 + R_2)} \times 12\text{V} = 6\text{V}$$

ค่า R_1 เป็นสัดส่วนกับ R_2 เลือก $R_1 = 10\text{K}\Omega$, $R_2 = 10\text{K}\Omega$ จะทำให้สมการเป็นจริง

แรงดันขาที่อินพุทบวกของคอมพาราเตอร์นี้เป็นแรงดันอ้างอิงซึ่งคงที่อยู่ตลอดเวลา เมื่อแรงดันที่ขาอินพุทลบลดลงน้อยกว่า 6 V จะทำให้เอาท์พุทของ IC_1 มีค่าสถานะเป็น 1 หรือ 12 V จะทำการไบอัสตรงให้กับทรานซิสเตอร์ Q_1 และจะทำให้ ไฟ LED Charge และเมื่อแรงดันที่ขาอินพุทบวกมากกว่า 6 V (แรงดันแบตเตอรี่มากกว่า 12 V ตามที่ตั้งไปให้เป็นแรงดันแบตเตอรี่เต็ม) เอาท์พุทของ IC_1 จะเป็น 0 V ทำให้ไม่มีกระแสไบอัส Q_1 ไฟ LED Charge จึงดับ แสดงว่าแบตเตอรี่เต็ม

ไฟ LED Empty ใช้หลักการเปรียบเทียบแรงดันเช่นกัน โดยใช้แรงดันอ้างอิงแบ่งโดย R_3 และ R_4 ต้องการทำให้ไฟ LED Empty สว่างเมื่อมีแรงดันแบตเตอรี่น้อยกว่า 8 V ซึ่งแสดงว่าแบตเตอรี่หมด หรือแบตเตอรี่เสื่อม ฉะนั้นผลจาก R_5 และ R_6 จะทำให้แรงดันนี้เป็น 4 V จึงต้องทำแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 4 V หากค่า R_3 และ R_4 ดังนี้

$$\frac{R_4}{(R_3 + R_4)} \times 12V = 4V$$

ค่า R_3 จึงต้องเป็นสัดส่วนกับ R_4 เลือก $R_3 = 20\text{ K}\Omega$, $R_4 = 10\text{ K}\Omega$ จะทำให้
สมการเป็นจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำแรงดันอ้างอิง 4 V เข้าอินพุทบวก ของ IC₂ และแรงดันแบตเตอรี่ เข้าที่อินพุทลบซึ่งโดยปกติแรงดันเอาต์พุทของ IC₂ จะเป็น 0 ถ้าแรงดันแบตเตอรี่ต่ำกว่า 8 V จะทำให้แรงดันที่อินพุทลบต่ำกว่า 4 V เอาต์พุทของ IC₂ จะเป็นสถานะ 1 หรือ 12 V ไบอัสตรงให้ Q₂ นำกระแสไฟ LED Empty ก็สว่าง

IC₃ และ IC₄ ก็ทำงานเช่นเดียวกันกับที่กล่าวมาแต่จะเป็นการตรวจสอบว่าอยู่ในช่วงไฟฟ้าปกติ หรือช่วงไฟฟ้าดับโดยช่วงไฟฟ้าดับเครื่องจะทำการสำรองไฟ อินพุทบวกของ IC₃ จะเป็นไฟ 12 V ที่ได้จาก IC 7812 อินพุทลบจะนำมาจาก แบตเตอรี่ผ่าน R₅ และ R₆ เช่นเดิม และที่ IC₄ อินพุทจะตรงข้ามกับ IC₃ เมื่อสภาวะไฟฟ้าปกติอินพุทบวกของ IC₃ มีค่า 12 V ซึ่งจะมากกว่าอินพุทลบเสมอจะได้เอาต์พุท IC₃ สถานะเป็น 1 แต่เมื่อเกิดไฟฟ้าดับ ที่อินพุทบวกก็จะเป็น 0 V ทำให้อินพุทลบมีศักย์สูงกว่าอินพุทบวก ได้เอาต์พุท IC₃ สถานะเป็น 0 จุดนี้จะให้เป็นสัญญาณที่จุด C ไปใช้ในการควบคุมวงจรในภาคอื่น ๆ และยังนำไปไบอัส Q₃ เพื่อให้ไฟ LED Line สว่างด้วย ในทางกลับกันที่เอาต์พุทของ IC₄ สถานะจะเป็น 1 จุดนี้จะป็นสัญญาณ A และ B ไปใช้ในการควบคุมวงจรในภาคอื่น ๆ และยังนำไปไบอัส Q₄ ทำให้ไฟ LED Back up สว่างได้ในเวลาไฟฟ้าดับหรือขณะทำการสำรองไฟ สำหรับไฟ + V ซึ่งมีค่า 12 V ทั้งหมดในวงจรนี้ได้ภาค Rectifier/Charger เป็นไฟของแบตเตอรี่ใช้เลี้ยงวงจรทั้งหมดในวงจรอื่น ๆ ใน UPS ยังมีไฟเลี้ยงอยู่แม้กระทั่งอยู่ในช่วงไฟฟ้าดับก็ตาม

บทที่ 6

ผลการทดลอง

สำหรับผลการทดลองในโรงงานแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (UPS) จะแบ่งผลออกเป็น 2 ส่วน คือ

1. ผลการทดลองในส่วนของฮาร์ดแวร์ โดยจะแสดงผลการทดลองและรูปคลื่นสัญญาณในส่วนทั่ว ๆ ไป ทั้งสภาวะปกติและผิดปกติ เช่น

- รูปคลื่นสัญญาณอินพุทและเอาต์พุทเปรียบเทียบกัน ขณะไม่มีภาระ
- รูปคลื่นสัญญาณอินพุทและเอาต์พุทเปรียบเทียบกัน ขณะมีภาระ
- ฯลฯ

2. ผลการทดลองในส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยจะแสดงในรูปคลื่นสัญญาณขั้ววงจรอินเวอร์เตอร์ทั้งในสภาวะปกติและผิดปกติ เช่น

- รูปคลื่นสัญญาณอินพุทของระบบไฟฟ้ามีค่าเป็นศูนย์
- รูปคลื่นสัญญาณขั้ววงจรอินเวอร์เตอร์ สัญญาณมีค่าเป็นศูนย์
- รูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ใช้ขั้ววงจรอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระค่าต่าง ๆ
- ฯลฯ

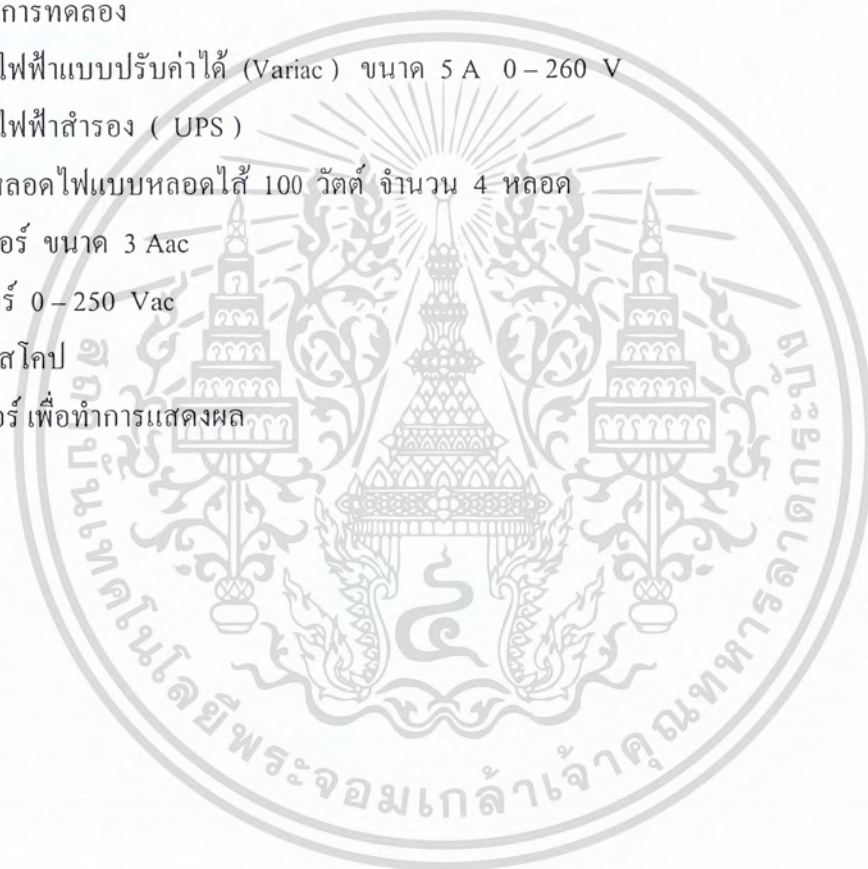
การทดลองโครงการแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง

จุดประสงค์ในการทดลอง

1. เพื่อทดลองเครื่องต้นแบบที่ทำการสร้างขึ้นมา
2. เพื่อทำการจ่ายภาระได้ในสภาวะปกติและผิดปกติ
3. เปรียบเทียบผลที่เกิดขึ้นกับความเป็นจริง
4. เพื่อรวบรวมผลการทดลองเพื่อทำการปรับปรุงต่อไป

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบปรับค่าได้ (Variac) ขนาด 5 A 0–260 V
2. แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (UPS)
3. ภาระเป็นหลอดไฟแบบหลอดไส้ 100 วัตต์ จำนวน 4 หลอด
4. แอมป์มิเตอร์ ขนาด 3 Aac
5. โวลท์มิเตอร์ 0–250 Vac
6. ออสซิลโลสโคป
7. คอมพิวเตอร์เพื่อทำการแสดงผล

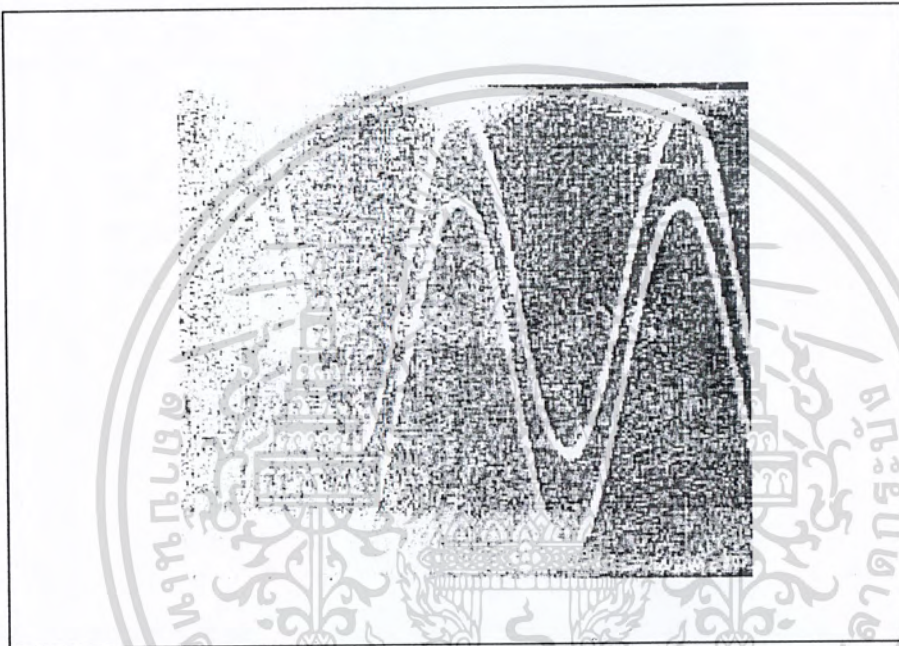


แสดงวงจรการทดลองโครงการแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง

6.1 ผลการทดลองในส่วนของฮาร์ดแวร์

(Experiment of hardware)

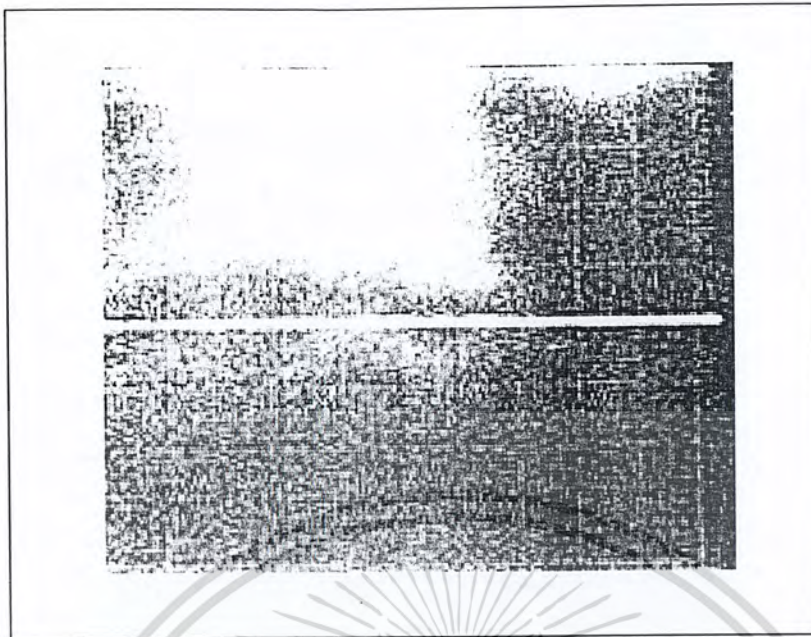
1.1 ในสภาวะปกติภาระได้รับกำลังงานไฟฟ้าจากระบบการไฟฟ้า



V/div = 50 V

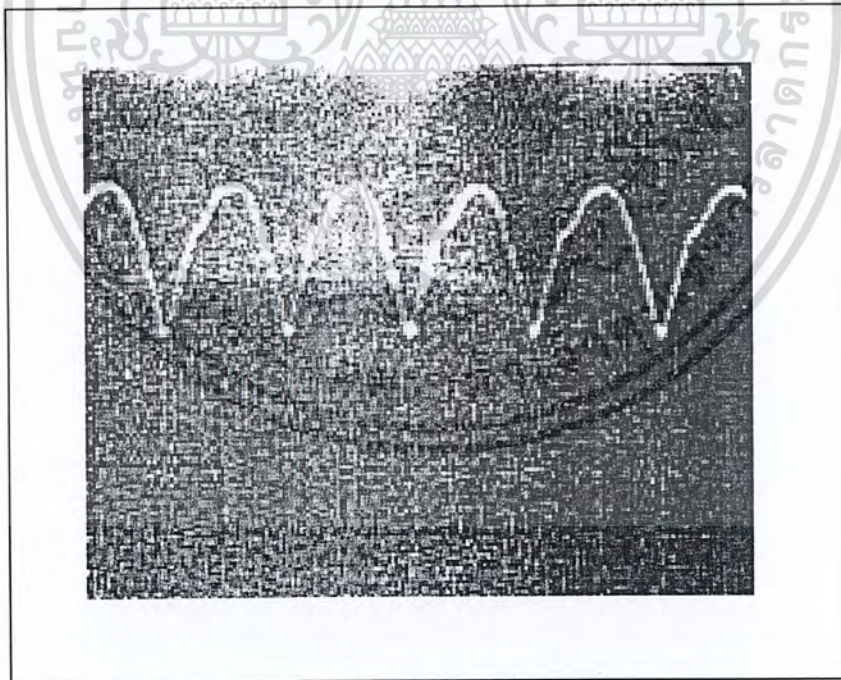
T/div = 5 ms

รูปที่ 6.1 รูปคลื่นอินพุตและเอาต์พุตเปรียบเทียบกันในสภาวะปกติ ขณะมีและไม่มีภาระ
ขนาด 220 V 50 Hz



V / div = 5 V T / div = 5 ms

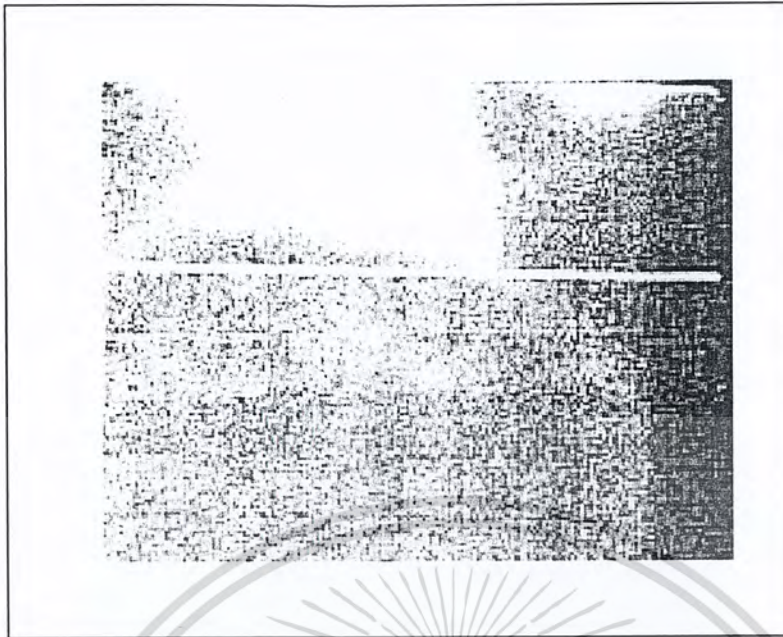
รูปที่ 6.2 รูปสัญญาณที่ใช้ในการตรวจสอบแรงดันปกติให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ ขนาด 0 V



V / div = 5 V T / div = 5 ms

รูปที่ 6.3 รูปสัญญาณที่ป้อนให้กับอินพุตของ LM317T โดยยังไม่ผ่านฟิลเตอร์ขนาด 12 V 50 Hz

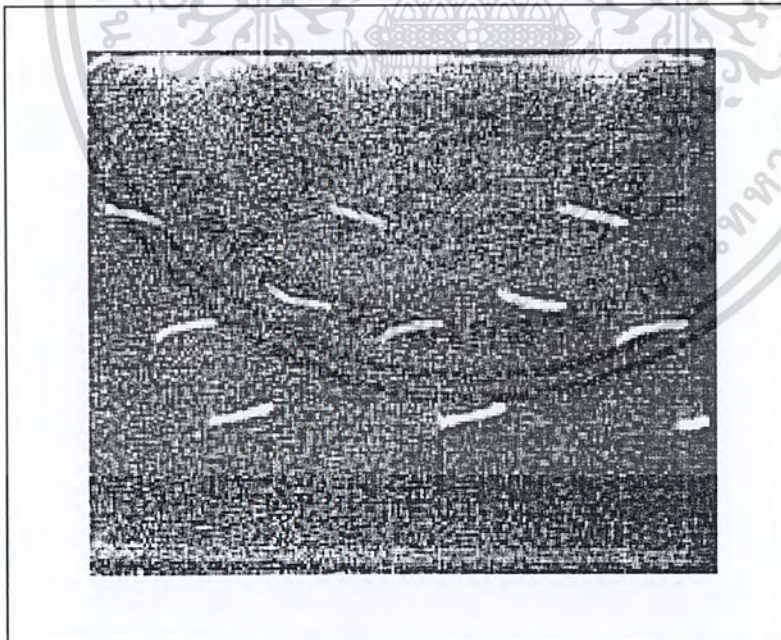
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



V/div = 5 V T/div = 5 ms

รูปที่ 6.4 รูปสัญญาณที่ใช้ในการตรวจสอบสถานะปกติให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ ขนาด 5 V

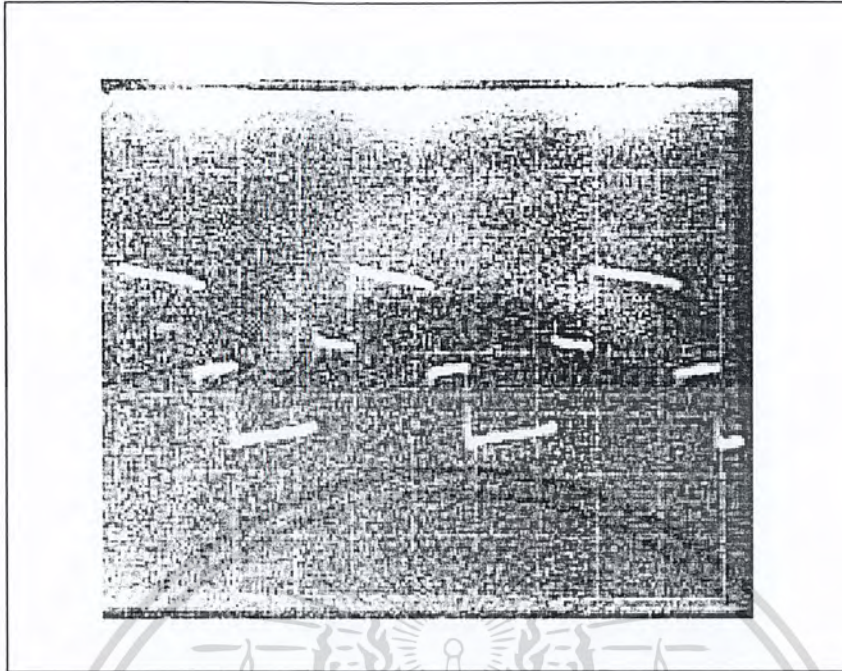
1.2 ในสถานะผิดปกติภาระได้รับกำลังงานไฟฟ้าจากอินเวอร์เตอร์



V/div = 5 V T/div = 5 ms

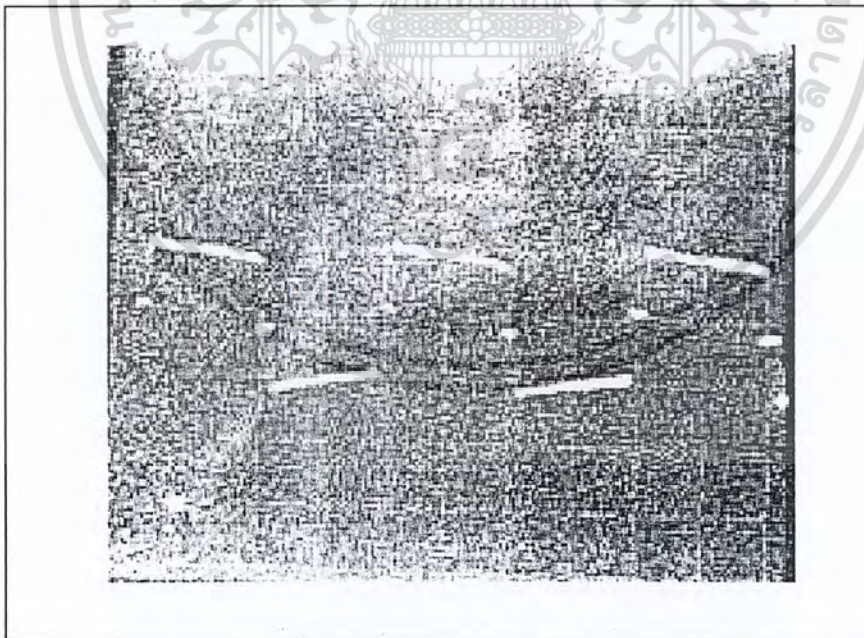
รูปที่ 6.5 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระ 100 VA PF 1.0 ขนาด 12 V

50 Hz



V/div = 5 V T/div = 5 ms

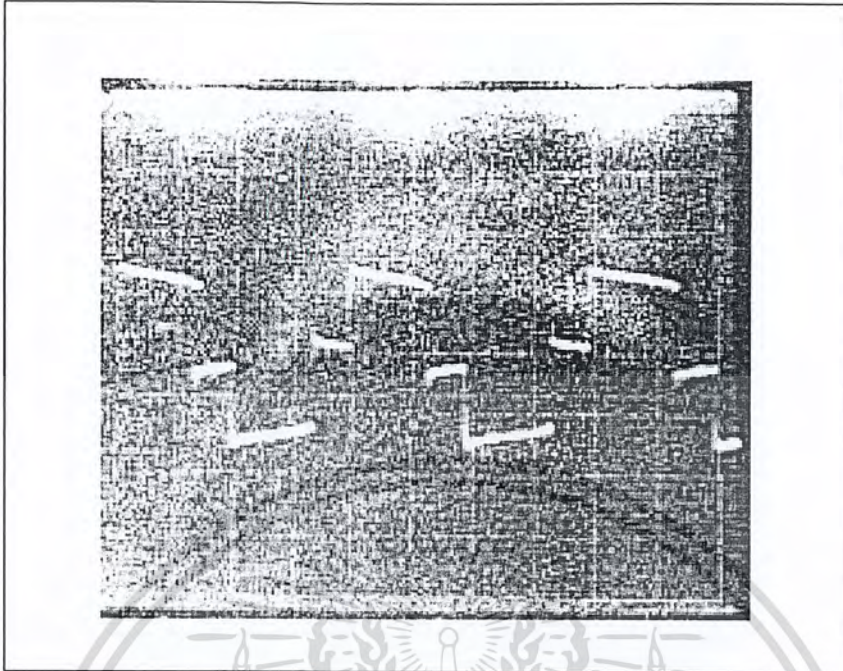
รูปที่ 6.6 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์ที่ภาระ 200 VA PF 1.0 ขนาด 12 V 50 Hz



V/div = 5 V T/div = 5 ms

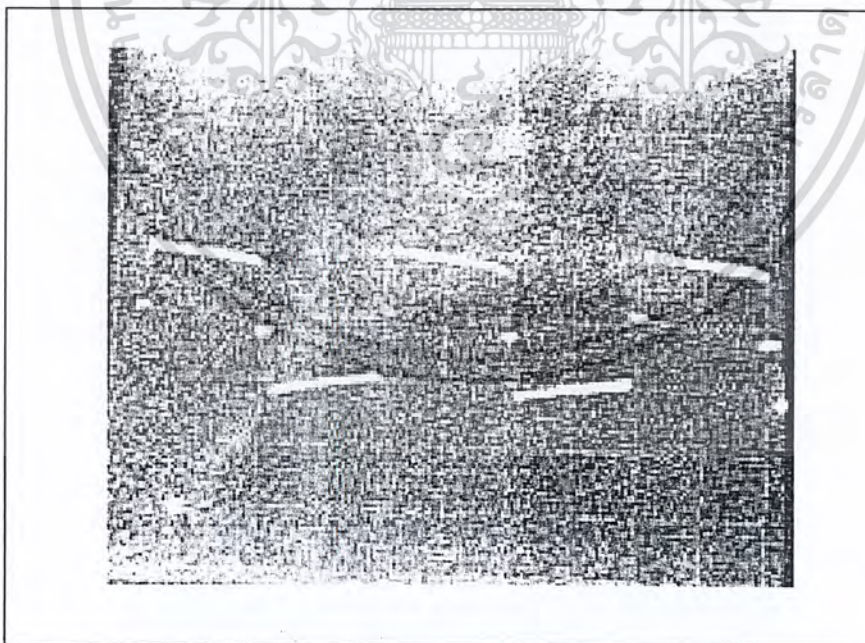
รูปที่ 6.7 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระ 300 VA PF 1.0 ขนาด 10 V 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



V / div = 5 V T / div = 5 ms

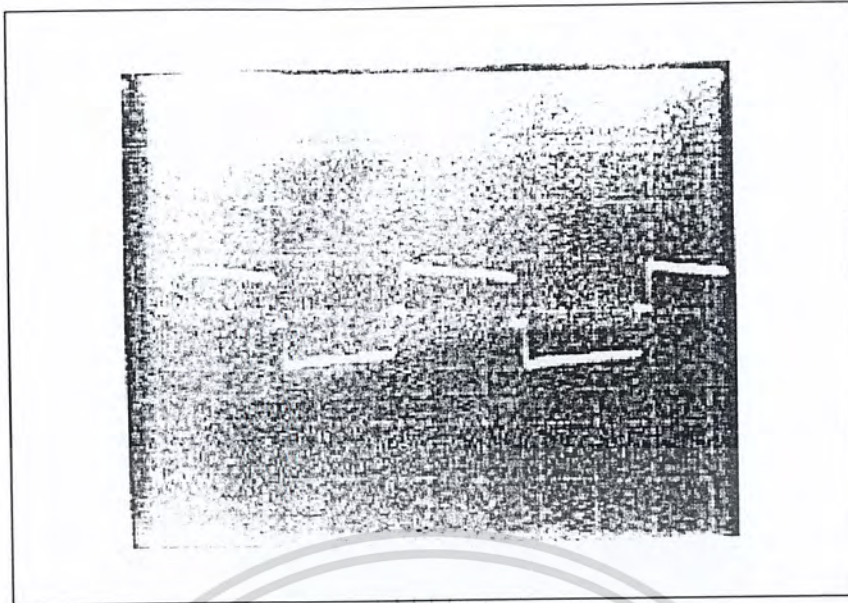
รูปที่ 6.6 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์ที่ภาระ 200 VA PF 1.0 ขนาด 12 V 50 Hz



V / div = 5 V T / div = 5 ms

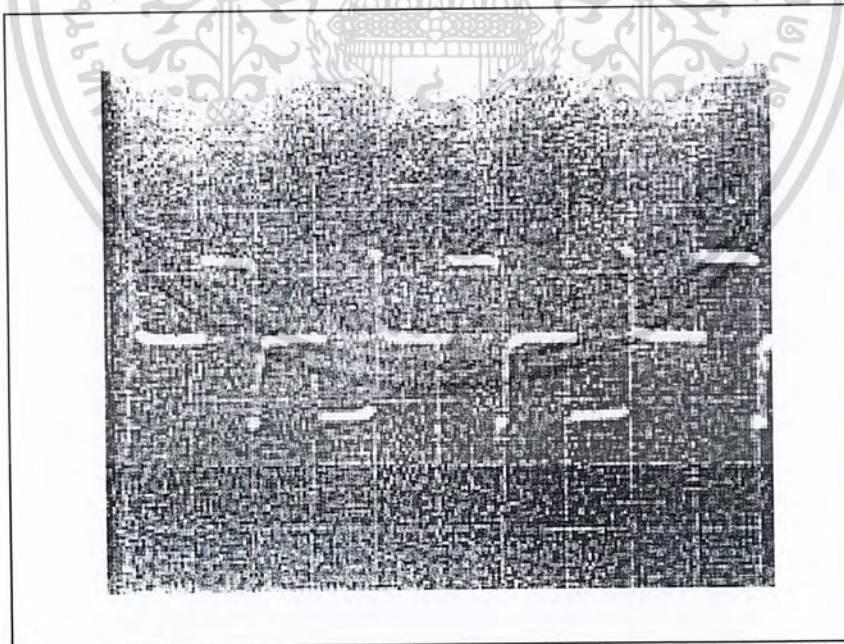
รูปที่ 6.7 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระ 300 VA PF 1.0 ขนาด 10 V 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



V/div = 5 V T/div = 5 ms

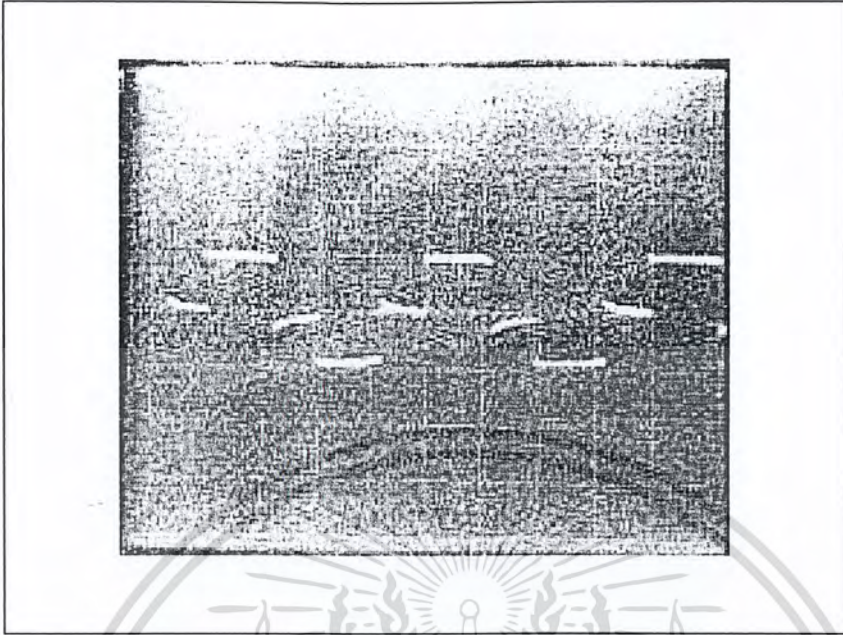
รูปที่ 6.8 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระ 400 VA PF 1.0 ขนาด 9 V 50 Hz



V/div = 5 V T/div = 5 ms

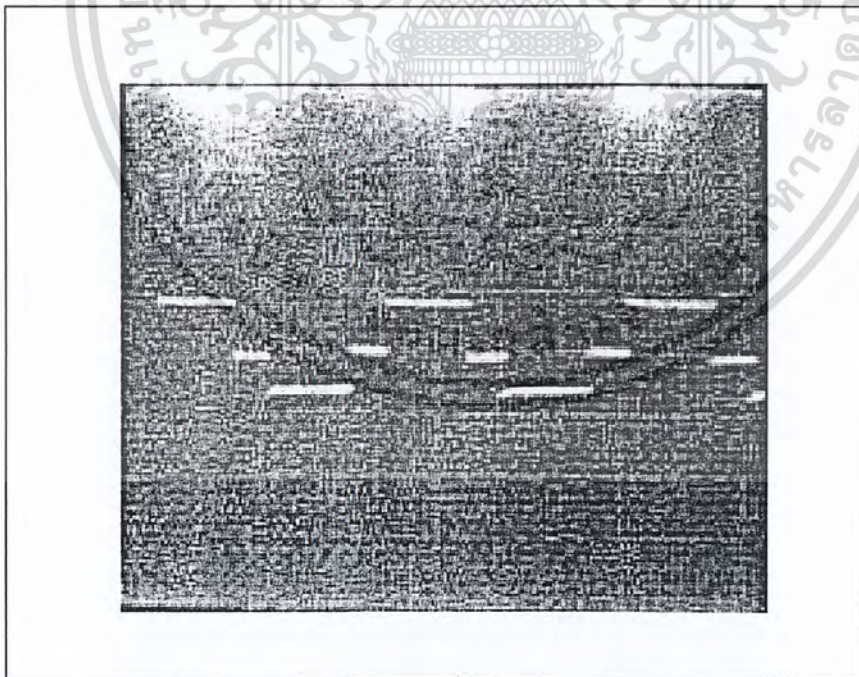
รูปที่ 6.9 รูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์ ขณะไม่มีภาระ ขนาด 12 V 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



V / div = 5 V T / div = 5 ms

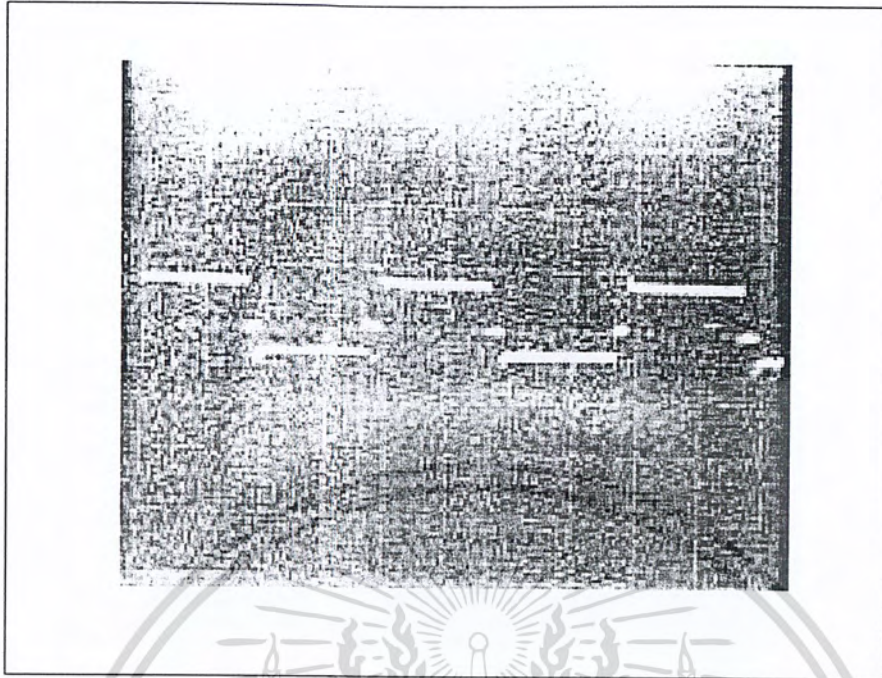
รูปที่ 6.10 รูปคลื่นสัญญาณอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระ 100 VA PF 1.0 ขนาด 10 V 50 Hz



V / div = 5 V T / div = 5 ms

รูปที่ 6.11 รูปคลื่นสัญญาณอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระ 200 VA PF 1.0 ขนาด 8 V 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



V/div = 5 V

T/div = 5 ms

รูปที่ 6.12 รูปคลื่นสัญญาณอินพุทของอินเวอร์เตอร์ ที่ภาระ 300 VA PF 1.0 ขนาด 6 V 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

วิจารณ์และสรุปผล

หลังจากที่ได้ทำการสร้างเครื่องต้นแบบและทดลองต่อกับภาระค่าต่าง ๆ พบว่าการรักษา ระดับแรงดันเอาต์พุตยังมีปัญหา โดยระดับแรงดันจะไม่คงที่เท่าที่ควรเหมือนเช่นในตอนไว้ภาระ เนื่องจากมีแรงดันตกคร่อมมากเกินไป เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการปรับแรงดันขึ้นอัตโนมัติ โดยการขยายพัลส์ ค่าแรงดันที่ได้จะไม่เท่ากับแรงดันในตอนแรกดังที่กล่าวมาแล้ว ซึ่งเป็นเหตุให้ กำลังเอาต์พุตไม่สามารถจ่ายได้ที่กำลังพิกัด

ในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ สามารถทำการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแส สลับได้ดี ซึ่งจะมีการผิดพลาดของรูปคลื่นเล็กน้อย โดยจะไม่เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมสลับที่เดียวนัก สำหรับช่วงเวลาการเปิด (t_{on}) และเวลาปิด (t_{off}) ของรูปคลื่นได้นั้น มีค่าน้อยมากประมาณ microsecond (usec) สำหรับรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็น ideal ก็ในสถานะที่มีภาระเพิ่ม ขึ้น เป็นเพราะว่าในตอนแรก อินทิกันซ์ส่วนใหญ่จะเป็นอินดักทีฟ รีแอกแตนซ์ (Inductive Reactance) และมีความต้านทานภาระเล็กน้อย ดังนั้นค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ต่ำ รูปคลื่นจะมีกระแส ในส่วนหลักน้อยกว่ากระแสทั้งหมด ทำให้รูปคลื่นไม่เป็นสี่เหลี่ยมเท่าที่ควร แต่เมื่อทำการเพิ่ม ภาระเข้าไป จะเป็นการเพิ่มค่าความต้านทานในวงจรมากขึ้น ภาระจะดึงกระแสจากอินเวอร์เตอร์ มากขึ้น เพาเวอร์แฟคเตอร์ก็จะสูงขึ้น รูปคลื่นก็จะเป็นสี่เหลี่ยมมากขึ้น แต่ผลก็ไม่ได้แตกต่างกัน มากนัก สำหรับการออกแบบเป็นวงจร พุช - พูล จะมีข้อเสียในเรื่องแรงดันตกคร่อมตัวมอสเฟต จะสูงหากเปรียบเทียบกับวงจรสวิตชิง แบบอื่น เช่น ฮาล์ฟ - บริดจ์ หรือ พูล - บริดจ์ ทำให้ อุปกรณ์ทนแรงดันกระชากได้ต่ำในการต่อกับภาระที่มีการเหนี่ยวนำสูง และมีการเปลี่ยนแปลงของ กระแสประมาณกระแสมากเกิดขึ้นในช่วงเวลาทันทีทันใด จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำสร้างแรงดันสูง ออกมาเพื่อคายพลังงานที่สะสมอยู่อาจมีผลทำให้มอสเฟตเสียหายได้ หารใดก็ดี วงจรสวิตชิงแบบ พุช - พูล ยังมีข้อดีในเรื่องของการออกแบบที่ง่าย และวงจรขับมอสเฟตที่ใช้อุปกรณ์ที่น้อยกว่า ชนิดอื่น ๆ ในการพัฒนาต่อไปเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงปัญหาที่อาจจะเกิดขึ้นจากแรงดันสูงที่ตัวเหนี่ยวนำ สร้างขึ้นควรจะต้องเลือกใช้วงจรสวิตชิงแบบอื่น ซึ่งจะทำให้พิถีพิถันทั้งความทนทานต่อสภาวะผิด ปกติของวงจรเพิ่มขึ้น

ในวงจรอัดประจุแบตเตอรี่ สามารถใช้งานได้ดีในสถานะที่แรงดันของแบตเตอรี่ไม่ต่ำจน เกินไปนัก ทั้งนี้เนื่องจากวงจรถูกออกแบบให้ประจุแบตเตอรี่ด้วยแรงดันที่คงที่เท่านั้น ในภาวะที่ แรงดันของแบตเตอรี่ต่ำมาก ๆ จะทำให้วงจรจ่ายกระแสสูงโดยไม่สามารถจำกัดกระแสอัดประจุได้ ซึ่งจะเป็นอันตรายต่อวงจรอัดประจุได้ โดยในโครงการนี้จะใช้ ไอซี LM 317 T เป็นตัวรักษา ระดับแรงดัน มีอัตราทนกระแสได้ 1 A ซึ่งเพียงพอต่อการจ่ายกระแสอัดประจุได้โดยใช้เพียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

80 mA เท่านั้น แต่ถ้าหากเหตุการณ์ดังที่กล่าวมา การออกแบบวงจรอัดประจุควรคำนึงถึงการจำกัดกระแส หรือทำให้เครื่องมีการอัดประจุด้วยกระแสคงที่เพื่อยืดอายุการใช้งานของแบตเตอรี่

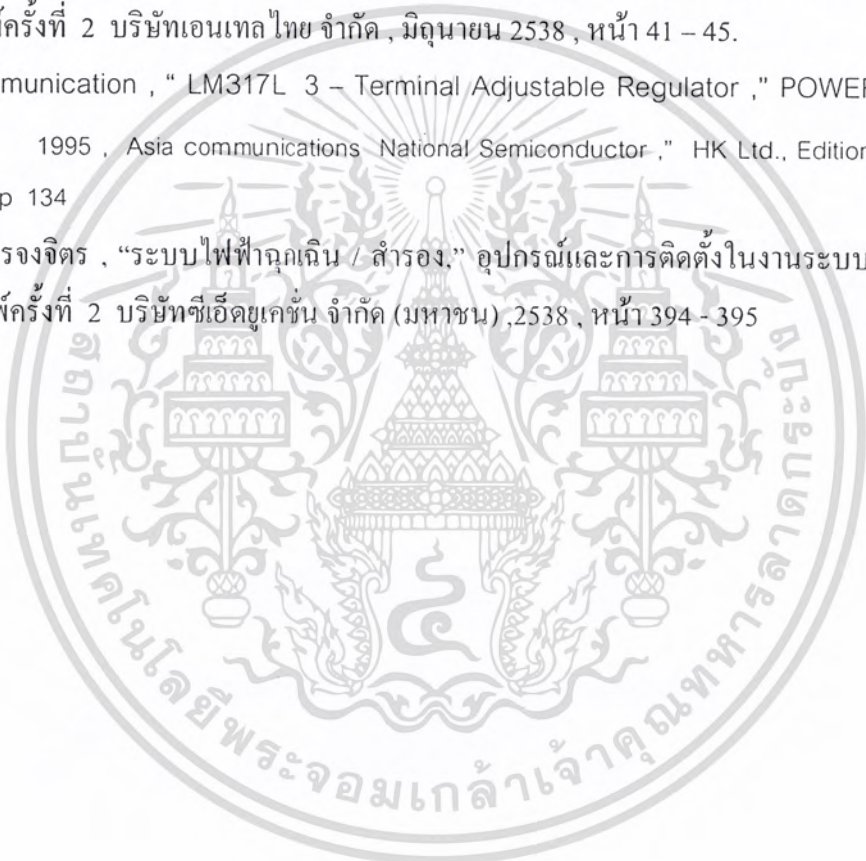
ในส่วนของวงจรสวิตช์สับเปลี่ยน เมื่อทำการทดสอบในสภาวะปกติและผิดปกติที่ภาระค่าต่าง ๆ ผลปรากฏว่าการทำตามเงื่อนไขต่าง ๆ ทำได้ค่อนข้างแม่นยำ เนื่องจากใช้รีเลย์เป็นตัวสับเปลี่ยน (Mechanical Switching) จึงไม่ค่อยมีปัญหาเหมือนกับการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Solid state Switching) ซึ่งจากการทำงานที่ถูกต้องเป็นผลมาจากการควบคุมที่แม่นยำด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ ที่รวดเร็ว เวลาในการสั่งการควบคุมใช้น้อยมาก ดังนั้นเป็นผลให้สวิตช์สับเปลี่ยนทำงานถูกต้อง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

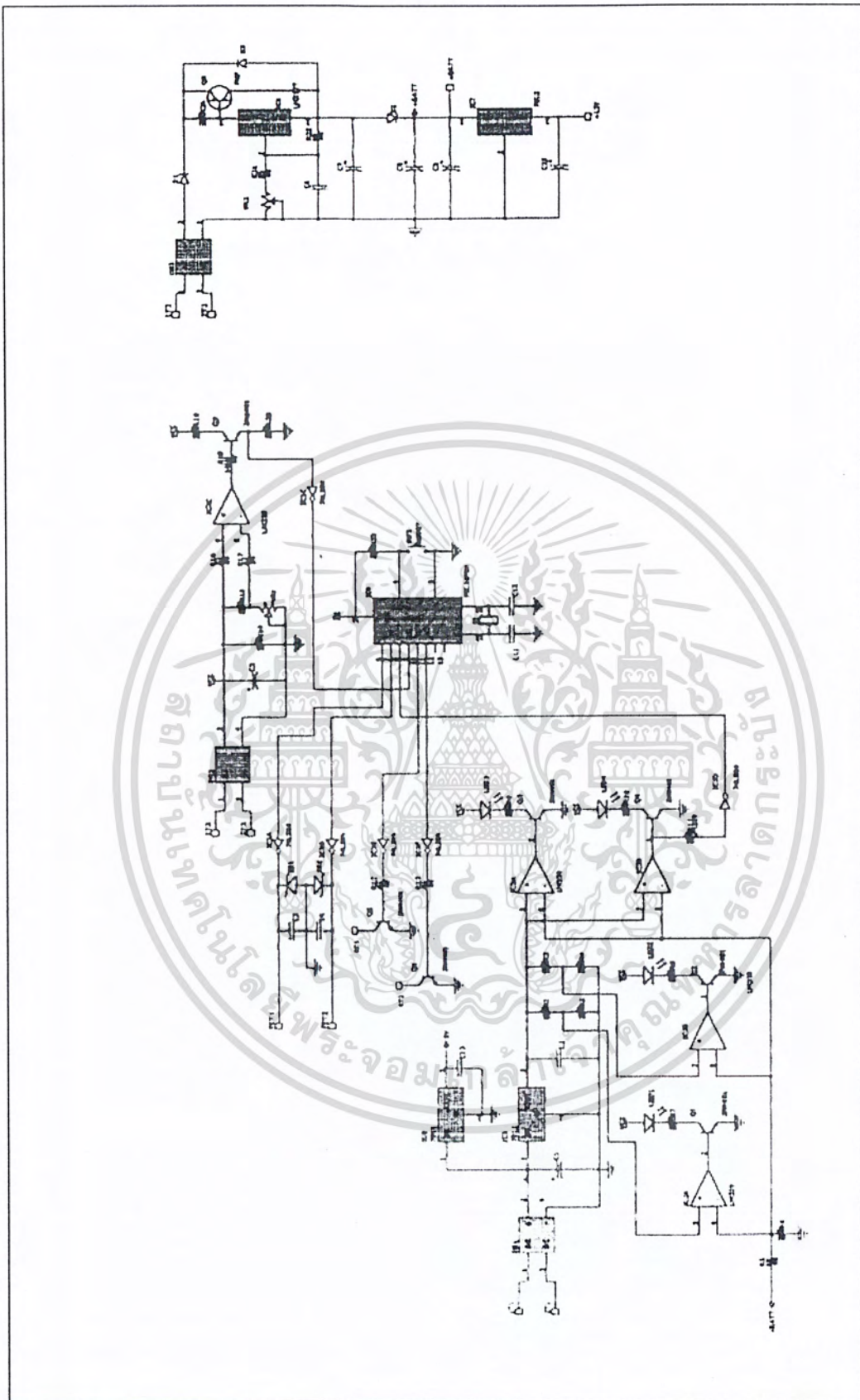
บรรณานุกรม

1. มงคม ทองสงคราม, “มอสเฟทกำลัง”, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 2540 , พิมพ์ครั้งที่ 3 ห้างหุ้นส่วน จำกัด วิ.เจ . พรินติ้ง , พฤศจิกายน 2540, หน้า 17 – 21
2. ดร.วิริยะ พิเศษฐจำเริญ, “Uninterruptible Power System ,” Thyristor Application , หน้า 28 - 39 .
3. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน , “ Semiconductor Material,” Electrical Engineering Material, หน้า 12 –17.
4. สุวัฒน์ คั่น , “พูน – พูล คอนเวอร์เตอร์,” เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 2538 , พิมพ์ครั้งที่ 2 บริษัทเอนเทลไทย จำกัด , มิถุนายน 2538 , หน้า 41 – 45.
5. Asia Communication , “ LM317L 3 – Terminal Adjustable Regulator ,” POWER IC's Databook 1995 . Asia communications National Semiconductor ,” HK Ltd., Edition 1995, pp.1 –126 up 134
6. รศ.ศุภี บรรจงจิตร , “ระบบไฟฟ้าฉุกเฉิน / สำรอง.” อุปกรณ์และการติดตั้งในงานระบบไฟฟ้า 2537 , พิมพ์ครั้งที่ 2 บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน) , 2538 , หน้า 394 - 395



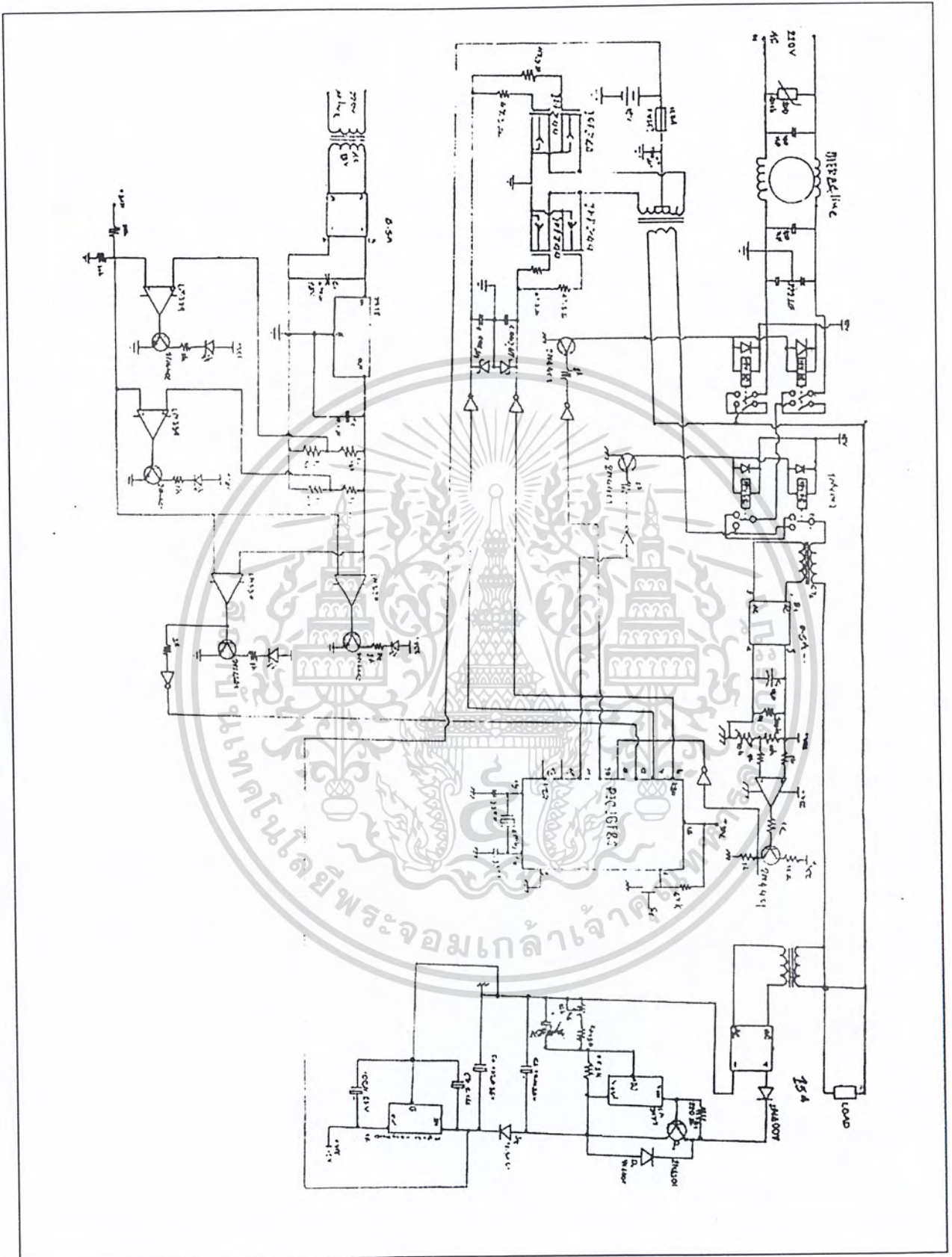


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



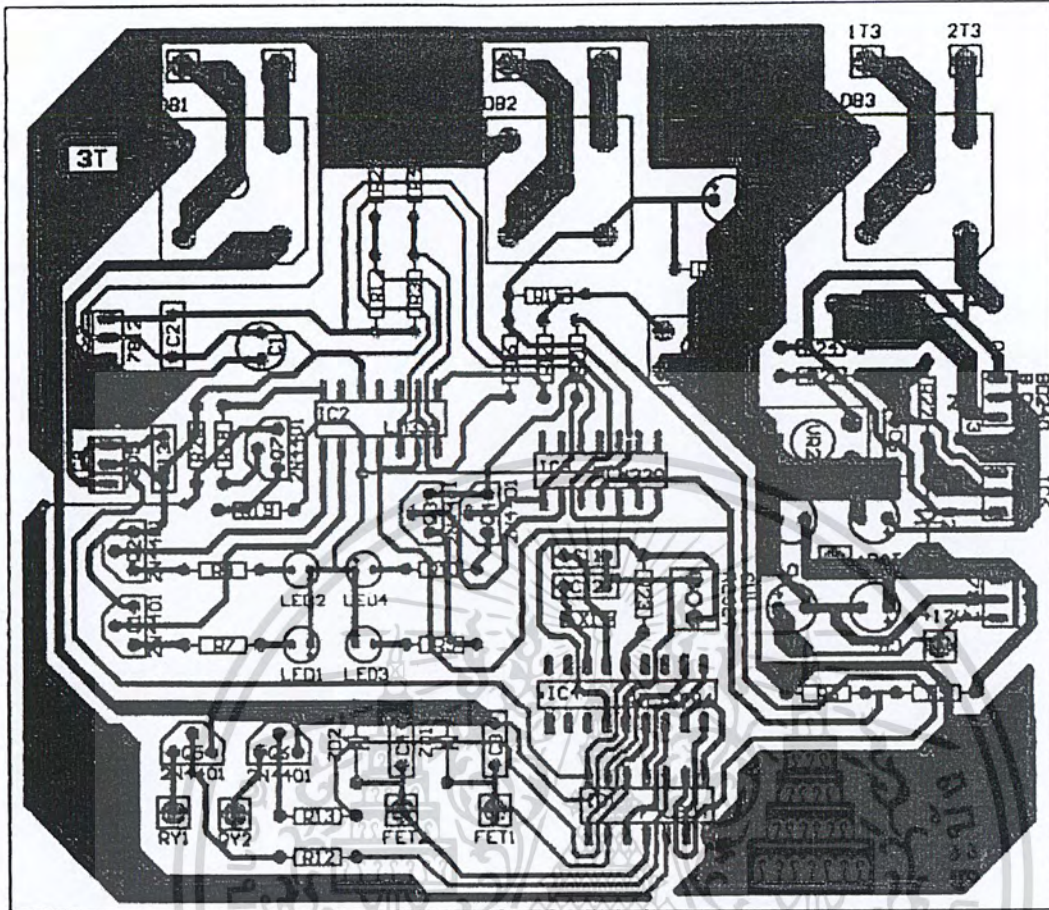
รูปที่ 1 วงจรในแผ่น PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



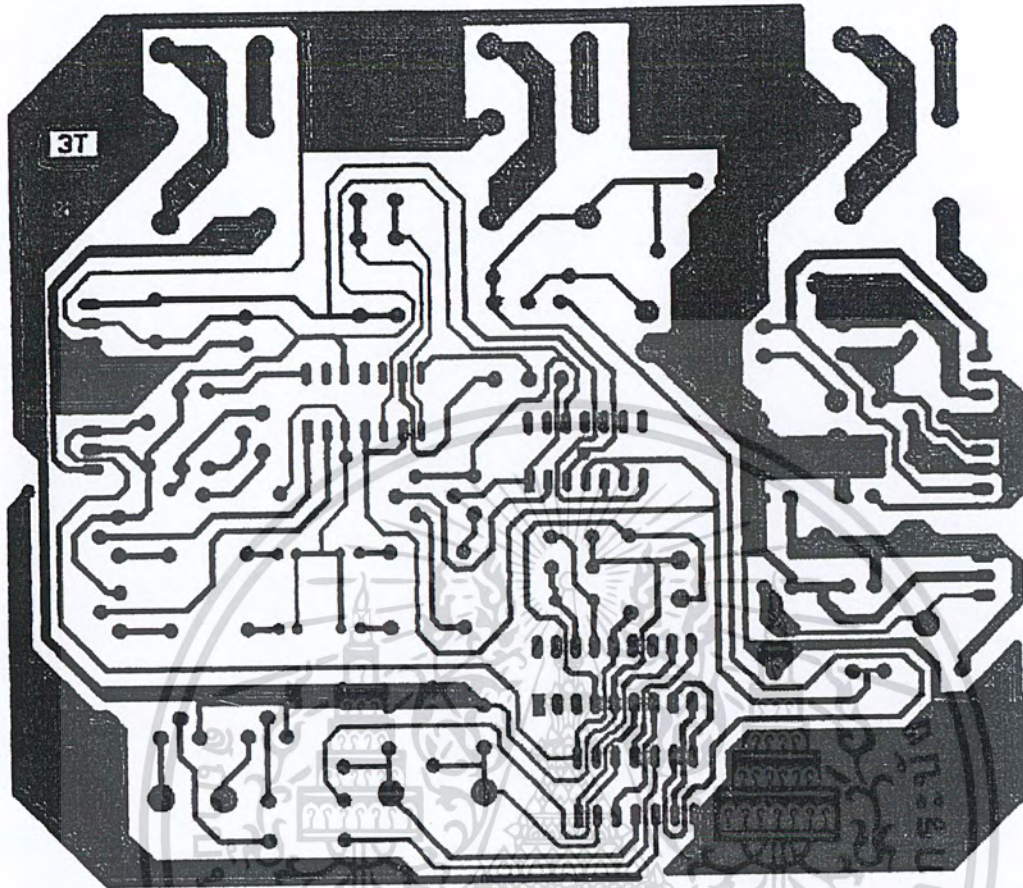
รูปที่ 2 วงจรรวมทั้งหมดของโครงการนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



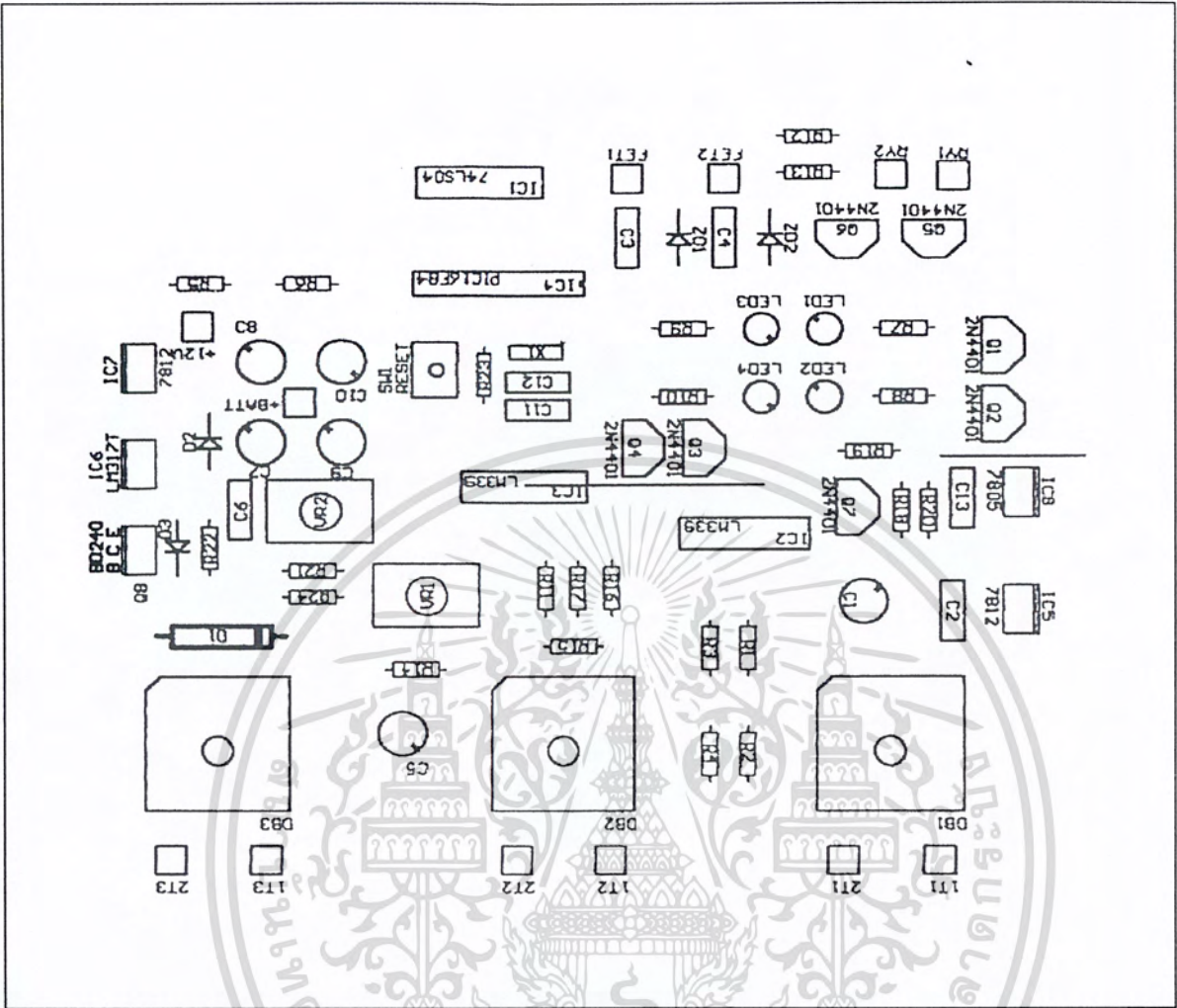
รูปที่ 3 ตายวงจรพร้อมอุปกรณ์บน PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4 ลายวงจรบน PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5 ตำแหน่งอุปกรณ์บน PCB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.

Data Sheet

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MICROCHIP

PIC16F8X

18-pin Flash/EEPROM 8-Bit Microcontrollers

Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F83
- PIC16F84
- PIC16CR83
- PIC16CR84
- Extended voltage range devices available (PIC16LF8X, PIC16LCR8X)

High Performance RISC CPU Features:

- Only 35 single word instructions to learn
- All instructions single cycle except for program branches which are two-cycle
- Operating speed: DC - 10 MHz clock input
DC - 400 ns instruction cycle

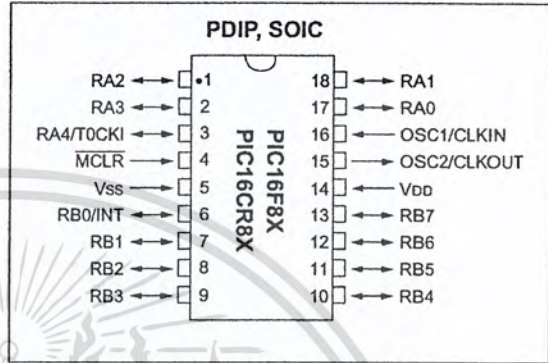
Device	Program Memory (words)	Data RAM (bytes)	Data EEPROM (bytes)	Max. Freq (MHz)
PIC16F83	512 Flash	36	64	10
PIC16F84	1 K Flash	68	64	10
PIC16CR83	512 ROM	36	64	10
PIC16CR84	1 K ROM	68	64	10

- 14-bit wide instructions
- 8-bit wide data path
- 15 special function hardware registers
- Eight-level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Four interrupt sources:
 - External RB0/INT pin
 - TMR0 timer overflow
 - PORTB<7:4> interrupt on change
 - Data EEPROM write complete
- 1000 erase/write cycles Flash program memory
- 10,000,000 erase/write cycles EEPROM data memory
- EEPROM Data Retention > 40 years

Peripheral Features:

- 13 I/O pins with individual direction control
- High current sink/source for direct LED drive
 - 25 mA sink max. per pin
 - 20 mA source max. per pin
- TMR0: 8-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler

Pin Diagrams



Special Microcontroller Features:

- In-Circuit Serial Programming (ICSP™) - via two pins (ROM devices support only Data EEPROM programming)
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT)
- Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Code-protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options

CMOS Flash/EEPROM Technology:

- Low-power, high-speed technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range:
 - Commercial: 2.0V to 6.0V
 - Industrial: 2.0V to 6.0V
- Low power consumption:
 - < 2 mA typical @ 5V, 4 MHz
 - 15 µA typical @ 2V, 32 kHz
 - < 1 µA typical standby current @ 2V

PIC16F8X

TABLE 1-1 PIC16F8X FAMILY OF DEVICES

		PIC16F83	PIC16CR83	PIC16F84	PIC16CR84
Clock	Maximum Frequency of Operation (MHz)	10	10	10	10
	Flash Program Memory	512	—	1K	—
Memory	EEPROM Program Memory	—	—	—	—
	ROM Program Memory	—	512	—	1K
	Data Memory (bytes)	36	36	68	68
	Data EEPROM (bytes)	64	64	64	64
Peripherals	Timer Module(s)	TMR0	TMR0	TMR0	TMR0
	Interrupt Sources	4	4	4	4
	I/O Pins	13	13	13	13
Features	Voltage Range (Volts)	2.0-6.0	2.0-6.0	2.0-6.0	2.0-6.0
	Packages	18-pin DIP, SOIC	18-pin DIP, SOIC	18-pin DIP, SOIC	18-pin DIP, SOIC

All PICmicro™ Family devices have Power-on Reset, selectable Watchdog Timer, selectable code protect and high I/O current capability. All PIC16F8X Family devices use serial programming with clock pin RB6 and data pin RB7.



FEATURES

- ◆ Avalanche Rugged Technology
- ◆ Rugged Gate Oxide Technology
- ◆ Lower Input Capacitance
- ◆ Improved Gate Charge
- ◆ Extended Safe Operating Area
- ◆ 175°C Operating Temperature
- ◆ Lower Leakage Current: 10µA (Max.) @ $V_{DS} = 60V$
- ◆ Lower $R_{DS(ON)}$: 0.020Ω (Typ.)

$BV_{DSS} = 60 V$
 $R_{DS(on)} = 0.024\Omega$
 $I_D = 50 A$

TO-220



1.Gate 2. Drain 3. Source

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Characteristic	Value	Units
V_{DSS}	Drain-to-Source Voltage	60	V
I_D	Continuous Drain Current ($T_C=25^\circ C$)	50	A
	Continuous Drain Current ($T_C=100^\circ C$)	35.4	
I_{DM}	Drain Current-Pulsed (1)	200	A
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy (2)	857	mJ
I_{AR}	Avalanche Current (1)	50	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy (1)	12.6	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt (3)	5.5	V/ns
P_D	Total Power Dissipation ($T_C=25^\circ C$)	126	W
	Linear Derating Factor	0.84	
T_J, T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	- 55 to +175	°C
T_L	Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8. from case for 5-seconds	300	

Thermal Resistance

Symbol	Characteristic	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.19	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink	0.5	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62.5	

Rev. B

FAIRCHILD
 SEMICONDUCTOR™

©1999 Fairchild Semiconductor Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics ($T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Characteristic	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Condition
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	60	–	–	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta BV/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coeff.	–	0.063	–	V/°C	$I_D=250\mu A$ See Fig 7
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	–	4.0	V	$V_{DS}=5V, I_D=250\mu A$
I_{GSS}	Gate-Source Leakage, Forward	–	–	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-Source Leakage, Reverse	–	–	-100		$V_{GS}=-20V$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	–	–	10	μA	$V_{DS}=60V$
		–	–	100		$V_{DS}=48V, T_C=150^\circ\text{C}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-State Resistance	–	–	0.024	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=25A$ (4)
g_{fs}	Forward Transconductance	–	32.6	–	S	$V_{DS}=30V, I_D=25A$ (4)
C_{iss}	Input Capacitance	–	1770	2300	pF	$V_{GS}=0V, V_{DS}=25V, f=1\text{MHz}$ See Fig 5
C_{oss}	Output Capacitance	–	590	680		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	–	220	255		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	–	20	40	ns	$V_{DD}=30V, I_D=50A,$ $R_G=9.1\Omega$ See Fig 13 (4) (5)
t_r	Rise Time	–	16	40		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	–	68	140		
t_f	Fall Time	–	70	140		
Q_g	Total Gate Charge	–	64	83	nC	$V_{DS}=48V, V_{GS}=10V,$ $I_D=50A$ See Fig 6 & Fig 12 (4) (5)
Q_{gs}	Gate-Source Charge	–	12.3	–		
Q_{gd}	Gate-Drain (. Miller.) Charge	–	23.6	–		

Source-Drain Diode Ratings and Characteristics

Symbol	Characteristic	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Condition
I_S	Continuous Source Current	–	–	50	A	Integral reverse pn-diode in the MOSFET
I_{SM}	Pulsed-Source Current (1)	–	–	200		
V_{SD}	Diode Forward Voltage (4)	–	–	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=50A, V_{GS}=0V$
t_{rr}	Reverse Recovery Time	–	85	–	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=50A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	–	0.24	–	μC	$di_F/dt=100A/\mu\text{s}$ (4)

Notes;

- (1) Repetitive Rating: Pulse Width Limited by Maximum Junction Temperature
- (2) $L=0.4\text{mH}, I_{AS}=50A, V_{DD}=25V, R_G=27\Omega, \text{Starting } T_J=25^\circ\text{C}$
- (3) $I_{SD} \leq 50A, di/dt \leq 350A/\mu\text{s}, V_{DD} \leq BV_{DSS}, \text{Starting } T_J=25^\circ\text{C}$
- (4) Pulse Test : Pulse Width = 250 μs , Duty Cycle $\leq 2\%$
- (5) Essentially Independent of Operating Temperature

Fig 1. Output Characteristics

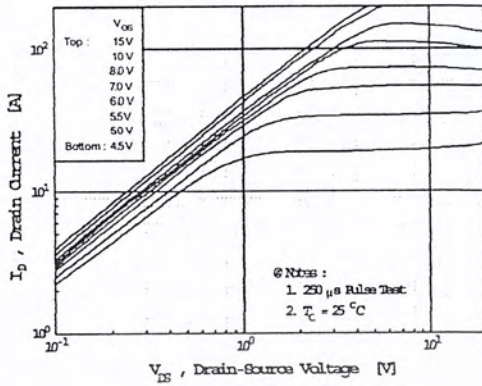


Fig 2. Transfer Characteristics

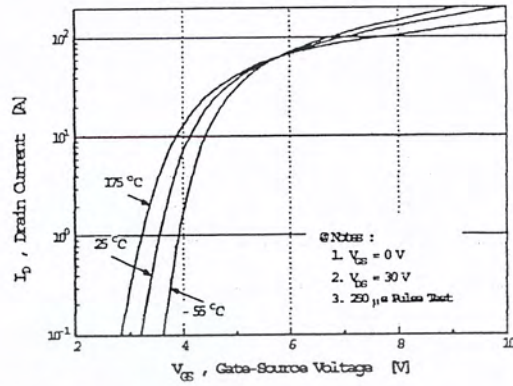


Fig 3. On-Resistance vs. Drain Current

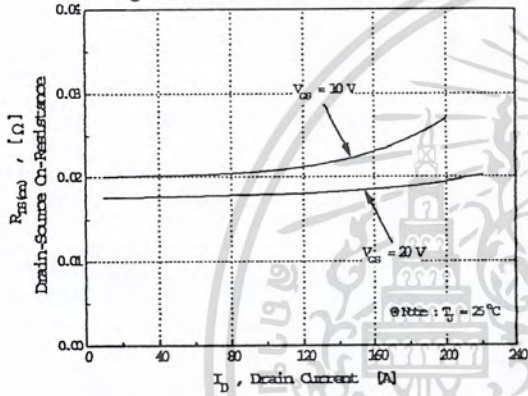


Fig 4. Source-Drain Diode Forward Voltage

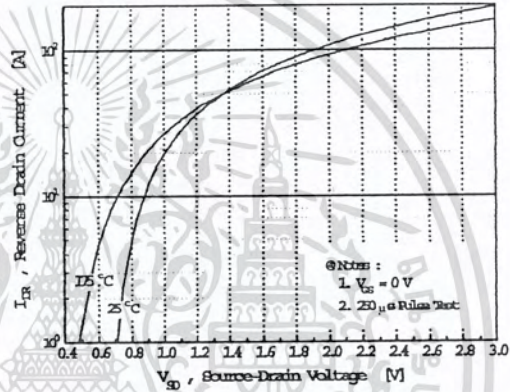


Fig 5. Capacitance vs. Drain-Source Voltage

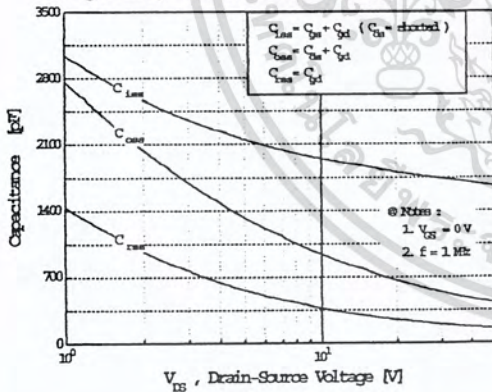


Fig 6. Gate Charge vs. Gate-Source Voltage

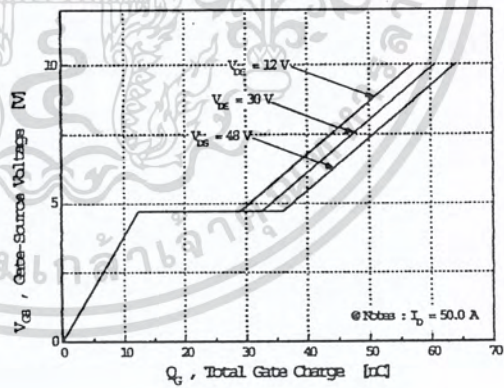


Fig 7. Breakdown Voltage vs. Temperature

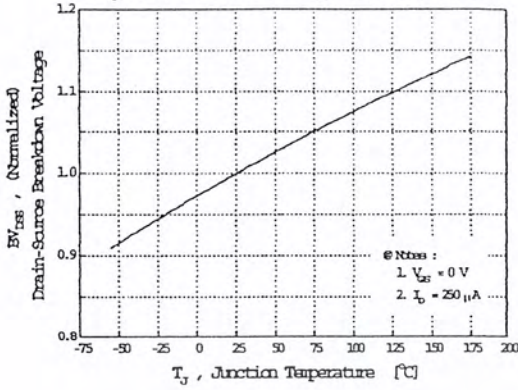


Fig 8. On-Resistance vs. Temperature

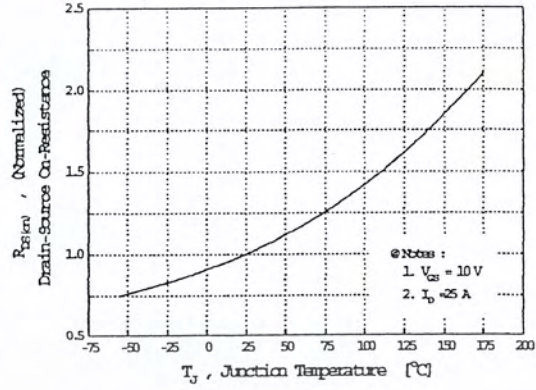


Fig 9. Max. Safe Operating Area

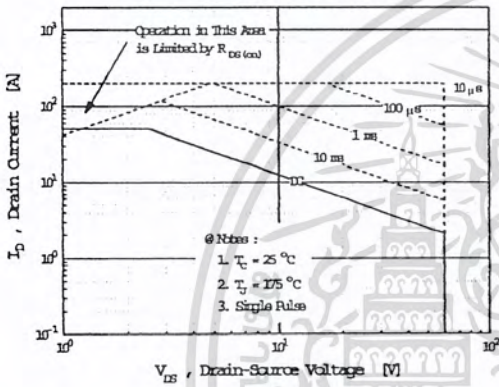


Fig 10. Max. Drain Current vs. Case Temperature

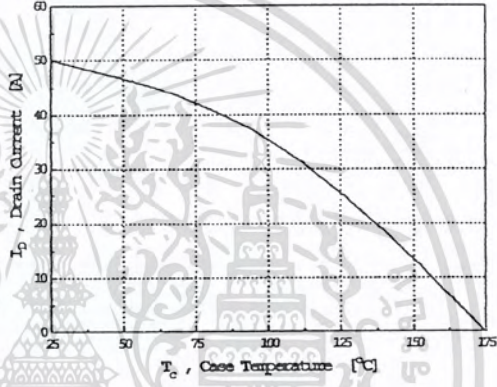


Fig 11. Thermal Response

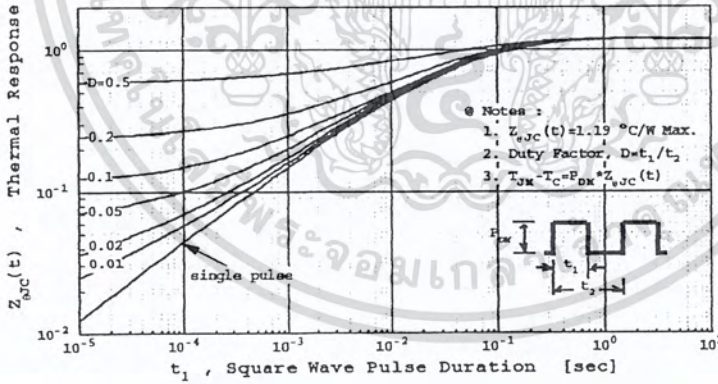


Fig 12. Gate Charge Test Circuit & Waveform

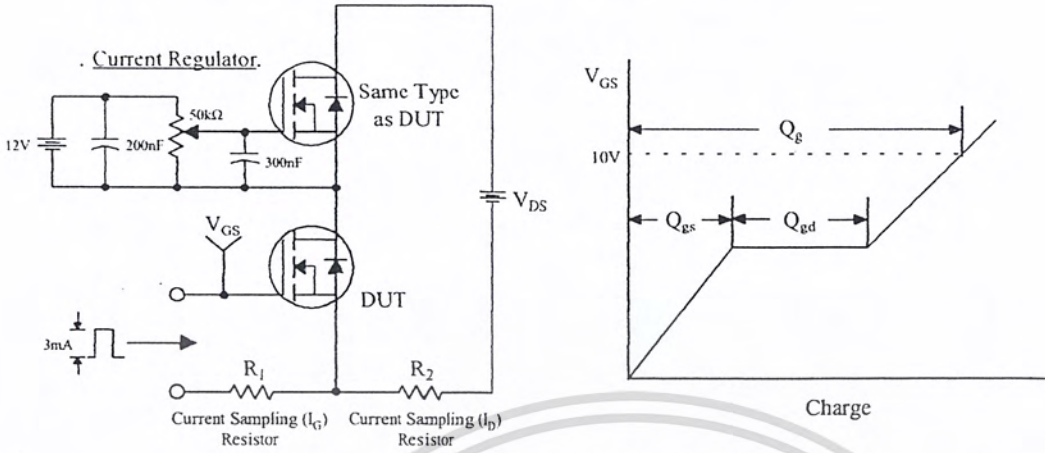


Fig 13. Resistive Switching Test Circuit & Waveforms

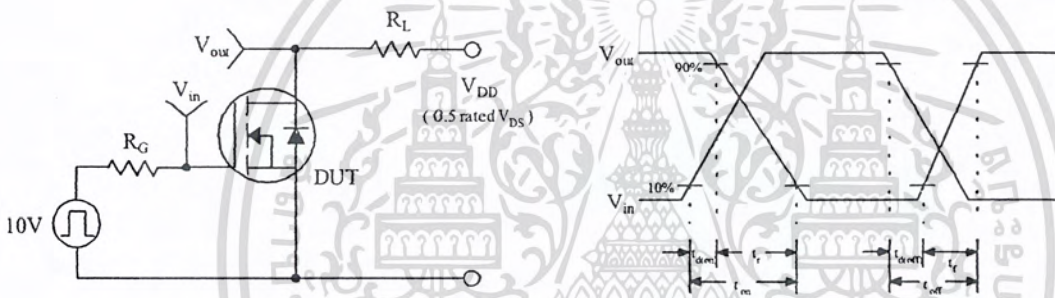


Fig 14. Unclamped Inductive Switching Test Circuit & Waveforms

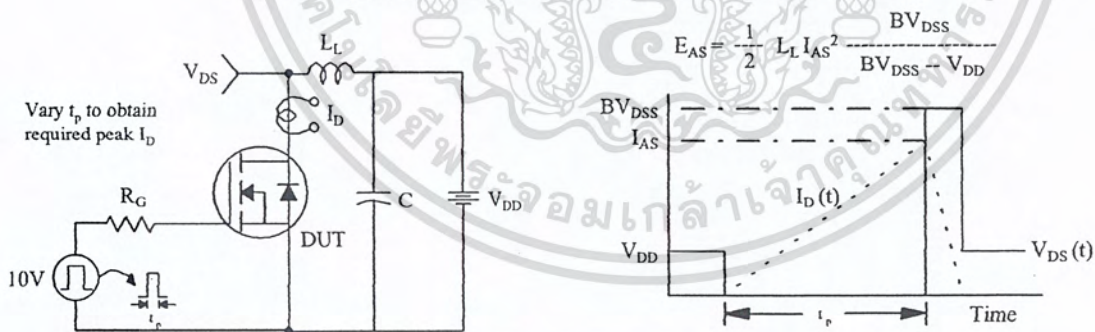
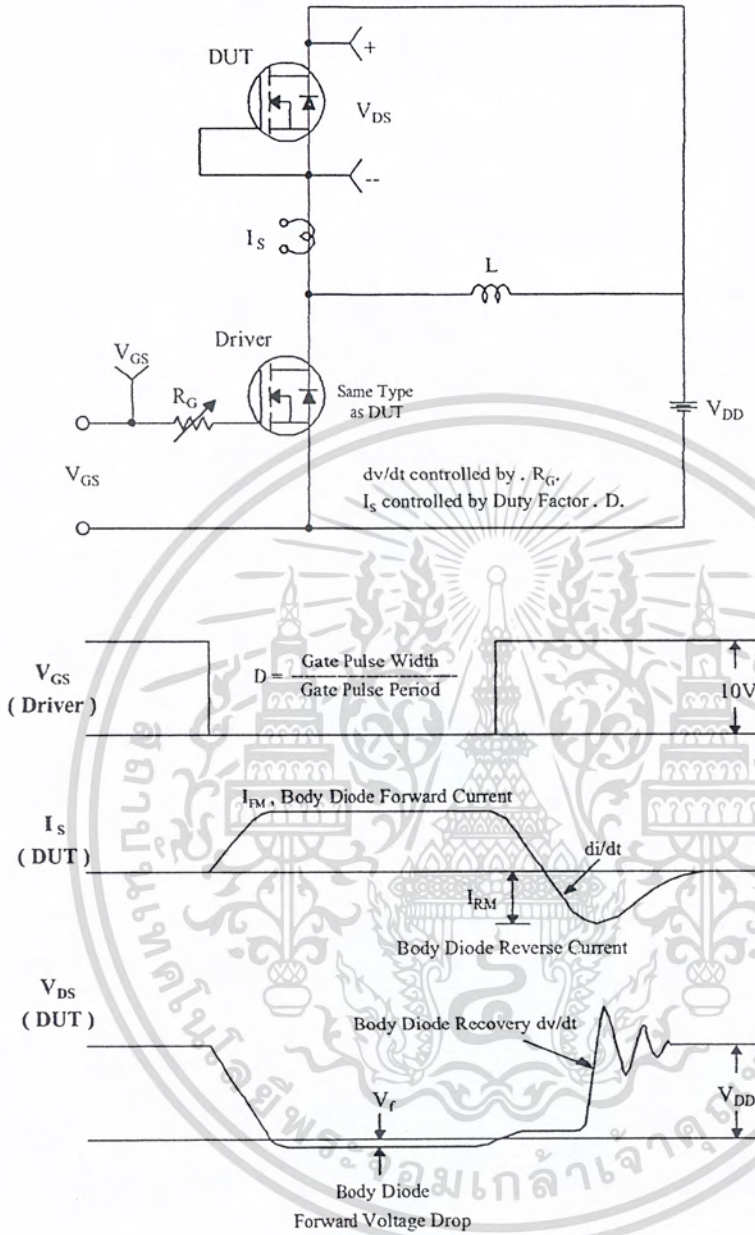


Fig 15. Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit & Waveforms



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE_x™
CoolFET™
CROSSVOLT™
E²CMOS™
FACT™
FACT Quiet Series™
FAST®
FAST_{Tr}™
GTO™
HiSeC™

ISOPLANAR™
MICROWIRE™
POP™
PowerTrench™
QS™
Quiet Series™
SuperSOT™-3
SuperSOT™-6
SuperSOT™-8
TinyLogic™

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM117/LM317A/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

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

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

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

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential volt-

age, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

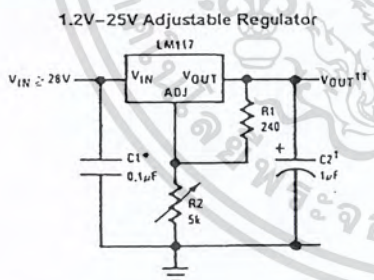
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

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

Features

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

Typical Applications



DS000963-1

Full output current not available at high input-output voltages

* Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

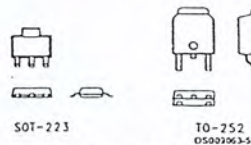
† Optional — improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}(R2)$$

LM117 Series Packages

Part Number Suffix	Package	Design Load Current
K	TO-3	1.5A
H	TO-39	0.5A
T	TO-220	1.5A
E	LCC	0.5A
S	TO-263	1.5A
EMP	SOT-223	1A
MDT	TO-252	0.5A

SOT-223 vs D-Pak (TO-252) Packages



Scale 1:1

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	+40V, -0.3V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature	
Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	260°C
ESD Tolerance (Note 5)	3 kV

Operating Temperature Range

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

Preconditioning

Thermal Limit Burn-In	All Devices 100%
-----------------------	------------------

Electrical Characteristics (Note 3)

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

Parameter	Conditions	LM117 (Note 2)			Units	
		Min	Typ	Max		
Reference Voltage					V	
	$3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$, $10 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	$3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$ (Note 4)		0.01	0.02	%/V	
			0.02	0.05	%/V	
Load Regulation	$10 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.3	%	
			0.3	1	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.03	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10 \text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$		0.2	5	μA	
	$3V \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40V$					
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40V$		3.5	5	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15V$	K Package	1.5	2.2	3.4	A
		H Packages	0.5	0.8	1.8	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40V$	K Package	0.3	0.4		A
		H Package	0.15	0.2		A
RMS Output Noise, % of V _{OUT}	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 0 μF		65		dB	
	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 10 μF	66	80		dB	
Long-Term Stability	T _J = 125°C, 1000 hrs		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package		2.3	3	°C/W	
	H Package		12	15	°C/W	
	E Package				°C/W	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		°C/W	
	H Package		140		°C/W	
	E Package				°C/W	

www.national.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Note 3)

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

Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262				V	
	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$, $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ (Note 4)		0.005	0.01		0.01	0.04	%/V	
			0.01	0.02		0.02	0.07	%/V	
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.5		0.1	0.5	%	
			0.3	1		0.3	1.5	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.04	0.07		0.04	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA	
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$		3.5	10		3.5	10	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, T, S Packages		1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
		H Package	0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.8	A
		MP Package	1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, T, S Packages		0.15	0.4		0.15	0.4		A
		H Package	0.075	0.2		0.075	0.2		A
		MP Package	0.55	0.4		0.15	0.4		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	10 Hz $\leq f \leq$ 10 kHz		0.003			0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$		65			65		dB	
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{ Hz}$, $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$		66	80		66	80	dB	
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs		0.3	1		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package					2.3	3	$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package					5		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		4	5		4		$^\circ\text{C/W}$	
	MP Package		23.5			23.5		$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package (Note 6)					92		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		50			50		$^\circ\text{C/W}$	
	S Package (Note 6)		50			50		$^\circ\text{C/W}$	

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

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

Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipations of 2W for the TO-39 and SOT-223 and 20W for the TO-3, TO-220, and TO-263. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3, TO-220, and TO-263 packages, 0.5A for the TO-39 package and 1A for the SOT-223 Package. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

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

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

Note 6: If the TO-263 or TO-252 packages are used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. If the SOT-223 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area (see applications hints for heatsinking).

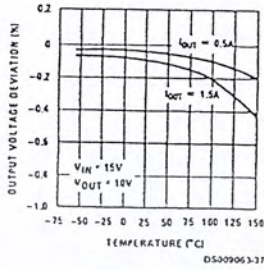
www.national.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

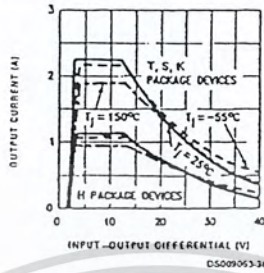
Typical Performance Characteristics

Output Capacitor = 0 μ F unless otherwise noted

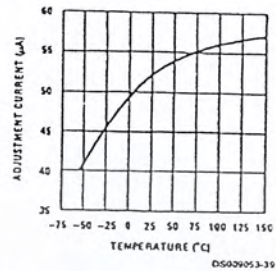
Load Regulation



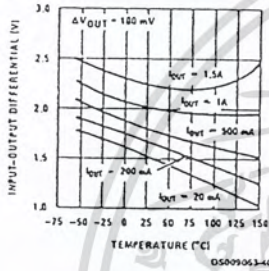
Current Limit



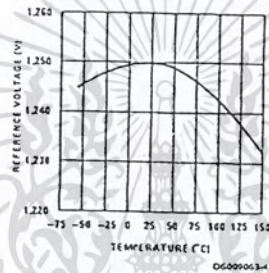
Adjustment Current



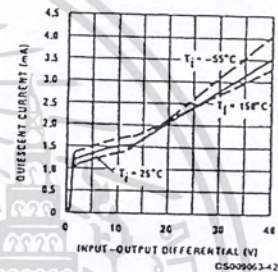
Dropout Voltage



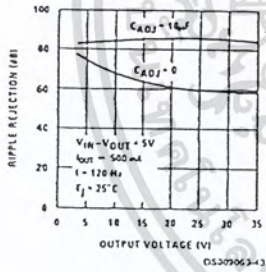
Temperature Stability



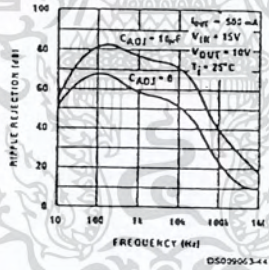
Minimum Operating Current



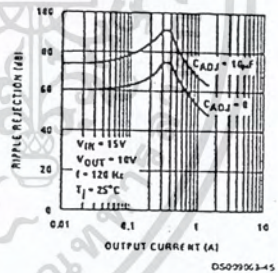
Ripple Rejection



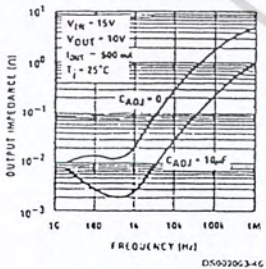
Ripple Rejection



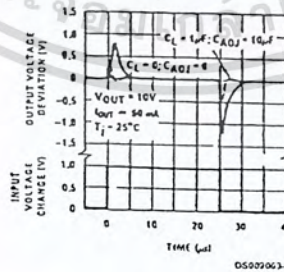
Ripple Rejection



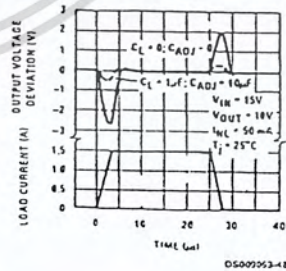
Output Impedance



Line Transient Response



Load Transient Response



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints

In operation, the LM117 develops a nominal 1.25V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor R1 and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor R2, giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}R2$$

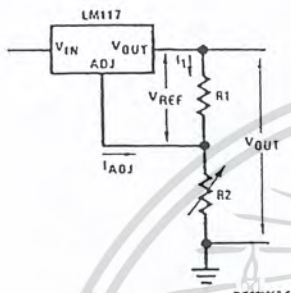


FIGURE 1.

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

External Capacitors

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

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

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

Although the LM117 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. This occurs with values between 500 pF and 5000 pF. A 1 μ F solid tantalum (or 25 μ F

aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability. Any increase of the load capacitance larger than 10 μ F will merely improve the loop stability and output impedance.

Load Regulation

The LM117 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of $0.05\Omega \times I_L$. If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be $0.05\Omega (1 + R2/R1)$ or in this case, 11.5 times worse.

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

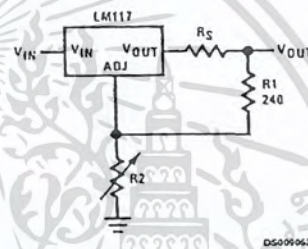


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the case. However, with the TO-39 package, care should be taken to minimize the wire length of the output lead. The ground of R2 can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

Protection Diodes

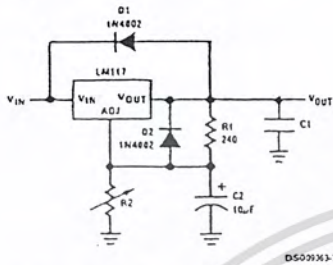
When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 μ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although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

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

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge occurs when either the input or output is shorted. Internal to the LM117 is a 50 Ω resistor which limits the peak discharge current. No protection is needed for output voltages of 25V or

Application Hints (Continued)

less and 10 μF capacitance. Figure 3 shows an LM117 with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.



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

D1 protects against C1
D2 protects against C2

FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

When a value for $\theta_{(H-A)}$ is found using the equation shown, a heatsink must be selected that has a value that is less than or equal to this number.

$\theta_{(H-A)}$ is specified numerically by the heatsink manufacturer in the catalog, or shown in a curve that plots temperature rise vs power dissipation for the heatsink.

HEATSINKING TO-263, SOT-223 AND TO-252 PACKAGE PARTS

The TO-263 ("S"), SOT-223 ("MP") and TO-252 ("DT") packages use a copper plane on the PCB and the PCB itself as a heatsink. To optimize the heat sinking ability of the plane and PCB, solder the tab of the package to the plane.

Figure 4 shows for the TO-263 the measured values of $\theta_{(J-A)}$ for different copper area sizes using a typical PCB with 1 ounce copper and no solder mask over the copper area used for heatsinking.

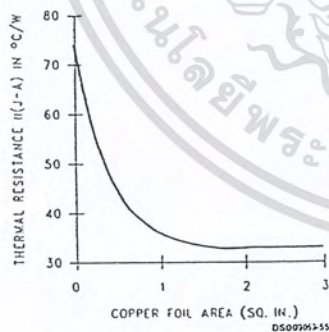


FIGURE 4. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (1 ounce) Area for the TO-263 Package

As shown in the figure, increasing the copper area beyond 1 square inch produces very little improvement. It should also be observed that the minimum value of $\theta_{(J-A)}$ for the TO-263 package mounted to a PCB is 32°C/W.

As a design aid, Figure 5 shows the maximum allowable power dissipation compared to ambient temperature for the TO-263 device (assuming $\theta_{(J-A)}$ is 35°C/W and the maximum junction temperature is 125°C).

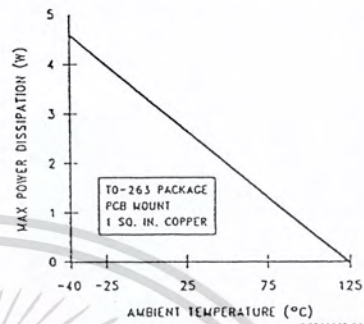


FIGURE 5. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the TO-263 Package

Figure 6 and Figure 7 show the information for the SOT-223 package. Figure 7 assumes a $\theta_{(J-A)}$ of 74°C/W for 1 ounce copper and 51°C/W for 2 ounce copper and a maximum junction temperature of 125°C.

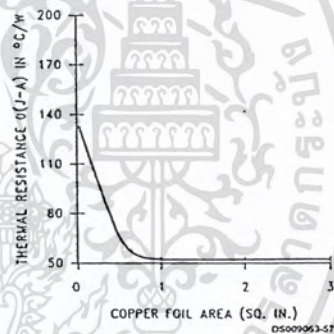


FIGURE 6. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (2 ounce) Area for the SOT-223 Package

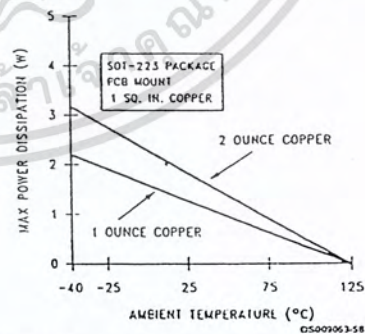


FIGURE 7. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the SOT-223 Package

Application Hints (Continued)

The LM317 regulators have internal thermal shutdown to protect the device from over-heating. Under all possible operating conditions, the junction temperature of the LM317 must be within the range of 0°C to 125°C. A heatsink may be required depending on the maximum power dissipation and maximum ambient temperature of the application. To determine if a heatsink is needed, the power dissipated by the regulator, P_D , must be calculated:

$$I_{IN} = I_L + I_G$$

$$P_D = (V_{IN} - V_{OUT}) I_L + V_{IN} I_G$$

Figure 8 shows the voltage and currents which are present in the circuit.

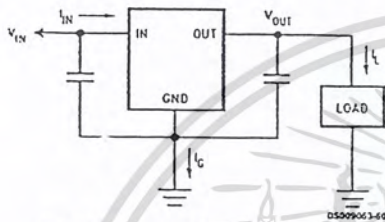


FIGURE 8. Power Dissipation Diagram

The next parameter which must be calculated is the maximum allowable temperature rise, $T_R(\max)$:

$$T_R(\max) = T_J(\max) - T_A(\max)$$

where $T_J(\max)$ is the maximum allowable junction temperature (125°C), and $T_A(\max)$ is the maximum ambient temperature which will be encountered in the application.

Using the calculated values for $T_R(\max)$ and P_D , the maximum allowable value for the junction-to-ambient thermal resistance (θ_{JA}) can be calculated:

$$\theta_{JA} = T_R(\max)/P_D$$

If the maximum allowable value for θ_{JA} is found to be $\geq 92^\circ\text{C/W}$ (Typical Rated Value) for TO-252 package, no heatsink is needed since the package alone will dissipate enough heat to satisfy these requirements. If the calculated value for θ_{JA} falls below these limits, a heatsink is required.

As a design aid, Table 1 shows the value of the θ_{JA} of TO-252 for different heatsink area. The copper patterns that we used to measure these θ_{JA} s are shown at the end of the Application Notes Section. Figure 9 reflects the same test results as what are in the Table 1

Figure 10 shows the maximum allowable power dissipation vs. ambient temperature for the TO-252 device. Figure 11 shows the maximum allowable power dissipation vs. copper area (in^2) for the TO-252 device. Please see AN1028 for power enhancement techniques to be used with SOT-223 and TO-252 packages.

TABLE 1. θ_{JA} Different Heatsink Area

Layout	Copper Area		Thermal Resistance (θ_{JA} °C/W) TO-252
	Top Side (in^2)*	Bottom Side (in^2)	
1	0.0123	0	103
2	0.066	0	87
3	0.3	0	60
4	0.53	0	54
5	0.76	0	52
6	1	0	47
7	0	0.2	84
8	0	0.4	70
9	0	0.6	63
10	0	0.8	57
11	0	1	57
12	0.066	0.066	89
13	0.175	0.175	72
14	0.284	0.284	61
15	0.392	0.392	55
16	0.5	0.5	53

Note: * Tab of device attached to topside of copper.

Application Hints (Continued)

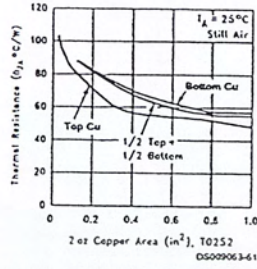


FIGURE 9. θ_{JA} vs 2oz Copper Area for TO-252

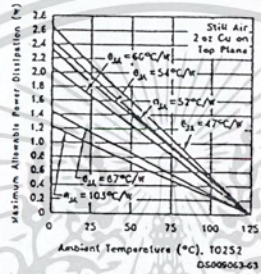


FIGURE 10. Maximum Allowable Power Dissipation vs. Ambient Temperature for TO-252

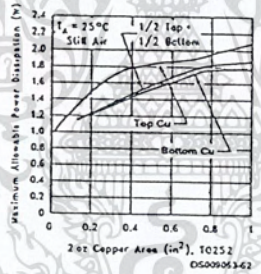
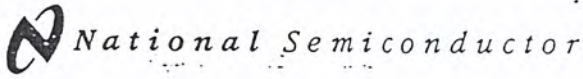


FIGURE 11. Maximum Allowable Power Dissipation vs. 2oz Copper Area for TO-252



LM117/LM317A/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

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

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

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

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

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

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

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

LM117 Series Packages and Power Capability

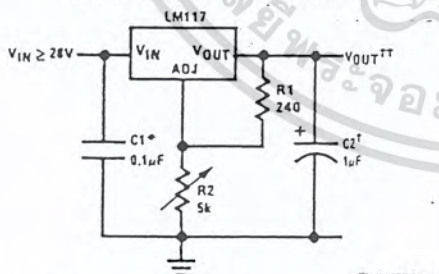
Part Number Suffix	Package	Rated Power Dissipation	Design Load Current
K	TO-3	20W	1.5A
H	TO-39	2W	0.5A
T	TO-220	20W	1.5A
E	LCC	2W	0.5A
S	TO-263	4W	1.5A

Features

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

Typical Applications

1.2V-25V Adjustable Regulator



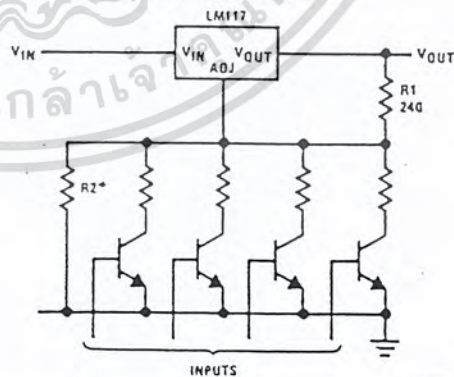
TL/H/9063-1

Full output current not available at high input-output voltages
 *Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

†Optional—improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

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

Digitally Selected Outputs

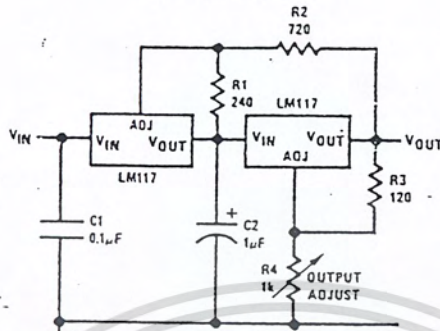


TL/H/9063-2

*Sets maximum V_{OUT}

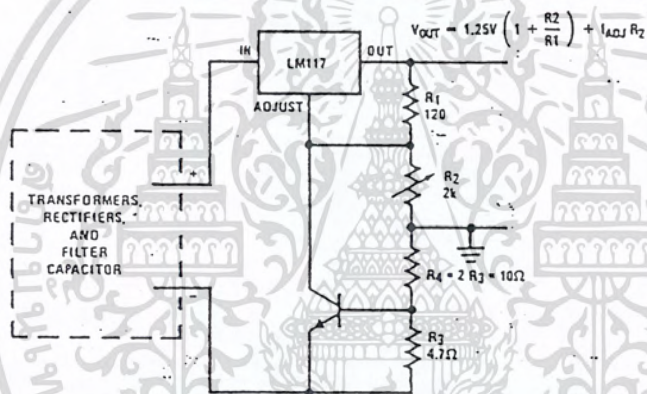
Typical Applications (Continued)

Tracking Preregulator



TL/H/9063-22

Current Limited Voltage Regulator

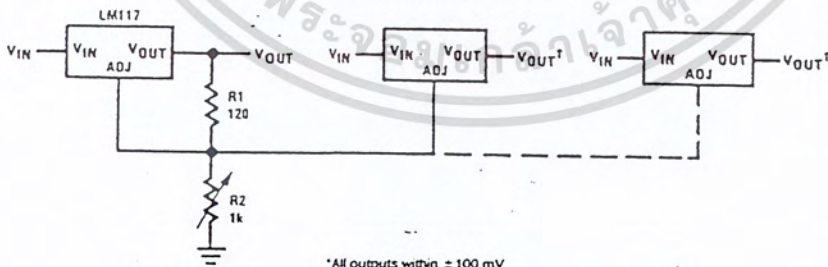


$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ} R2$$

- Short circuit current is approximately $\frac{600 \text{ mV}}{R3}$, or 120 mA (Compared to LM117's higher current limit)
- At 50 mA output only 1/2 volt of drop occurs in $R3$ and $R4$

TL/H/9063-23

Adjusting Multiple On-Card Regulators with Single Control*



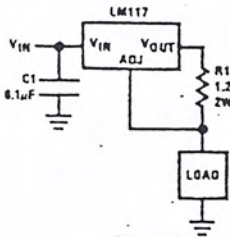
*All outputs within $\pm 100 \text{ mV}$
 †Minimum load—10 mA

TL/H/9063-24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

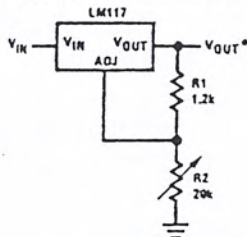
Typical Applications (Continued)

1A Current Regulator



TL/H/9063-16

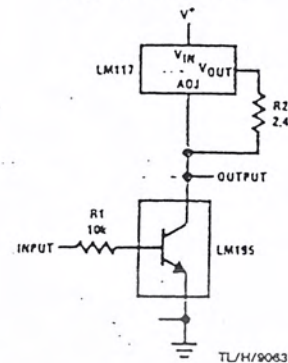
1.2V-20V Regulator with Minimum Program Current



TL/H/9063-17

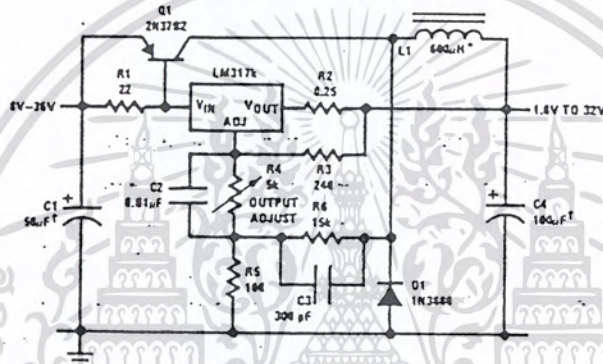
*Minimum load current = 4 mA

High Gain Amplifier



TL/H/9063-18

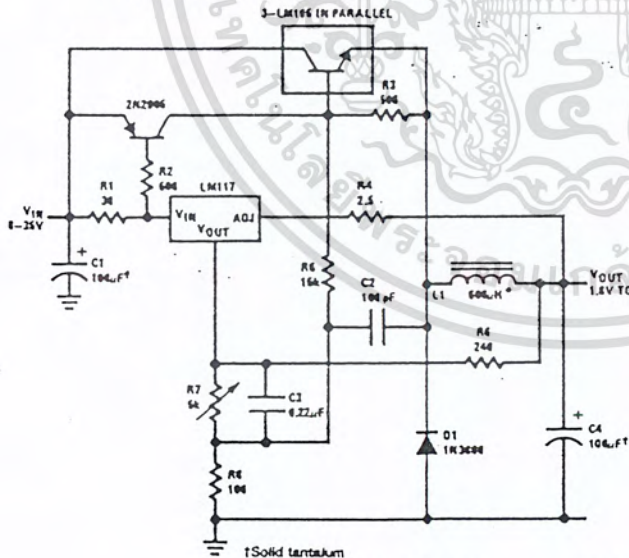
Low Cost 3A Switching Regulator



†Solid tantalum
*Core—Arnold A-254168-2 60 turns

TL/H/9063-19

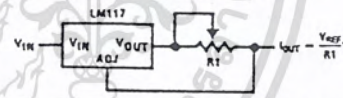
4A Switching Regulator with Overload Protection



†Solid tantalum
*Core—Arnold A-254168-2 60 turns

TL/H/9063-20

Precision Current Limiter

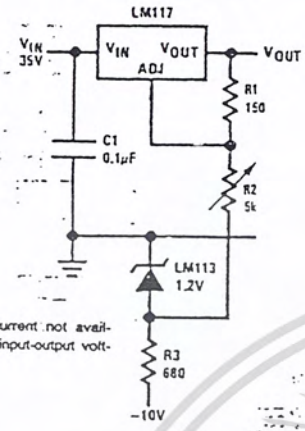


* $0.8\Omega \leq R1 \leq 120\Omega$
TL/H/9063-21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

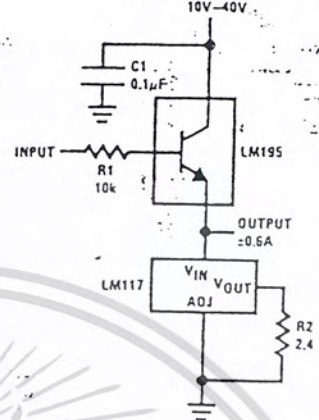
0 to 30V Regulator



Full output current not available at high input-output voltages

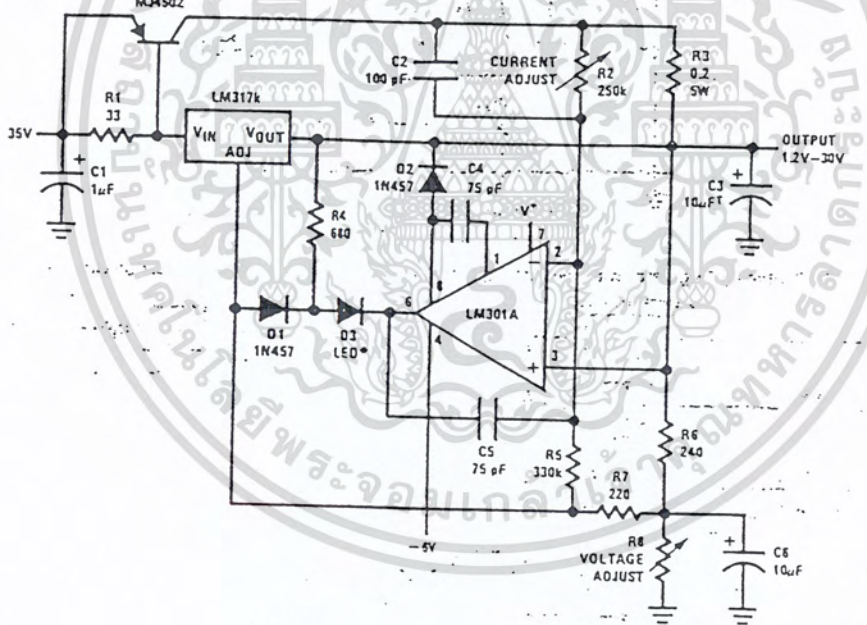
TL/H/9063-13

Power Follower



TL/H/9063-14

5A Constant Voltage/Constant Current Regulator



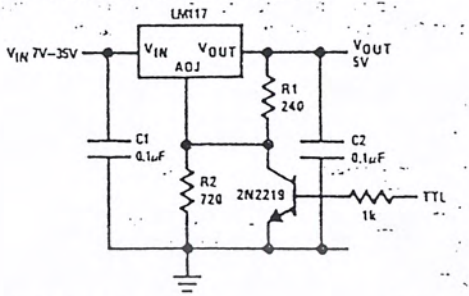
†Solid tantalum
*Lights in constant current mode

TL/H/9063-15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

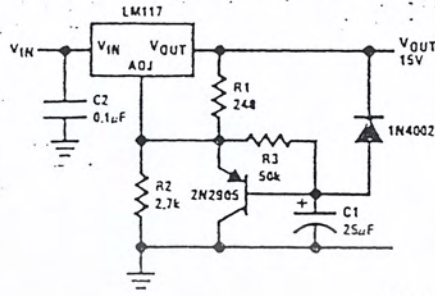
5V Logic Regulator with Electronic Shutdown*



*Min. output = 1.2V

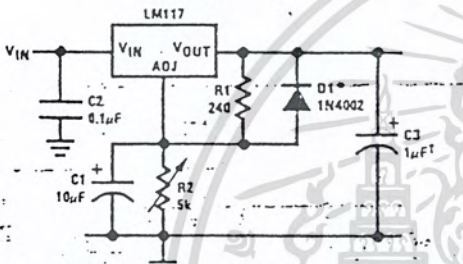
TU/H/9063-3

Slow Turn-On 15V Regulator



TU/H/9063-9

Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection

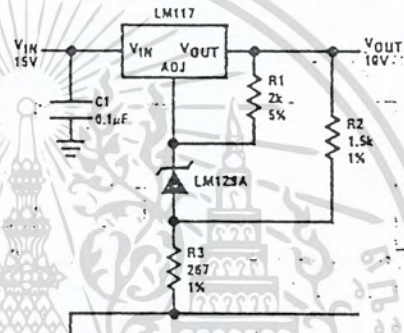


†Solid tantalum

*Discharges C1 if output is shorted to ground

TU/H/9063-10

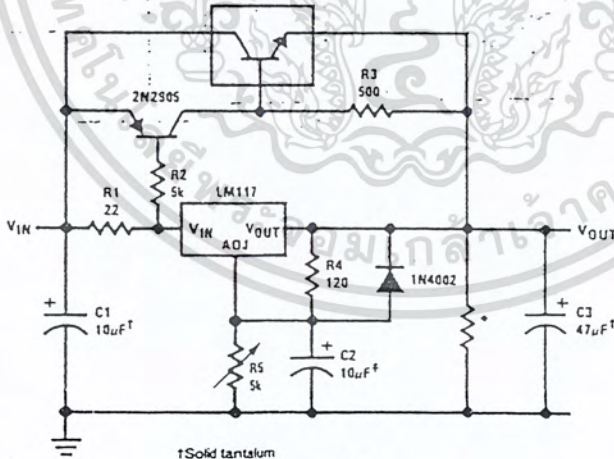
High Stability 10V Regulator



TU/H/9063-11

High Current Adjustable Regulator

3-LM155S IN PARALLEL



†Solid tantalum

*Minimum load current = 30 mA

†Optional—improves ripple rejection

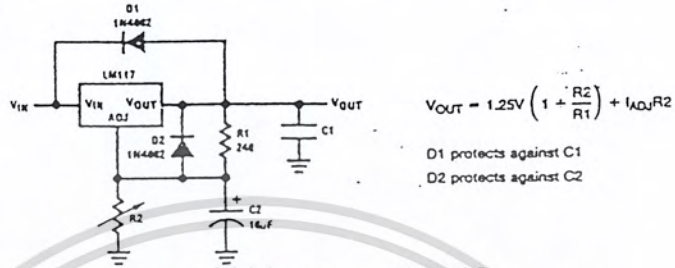
TU/H/9063-12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints (Continued)

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

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

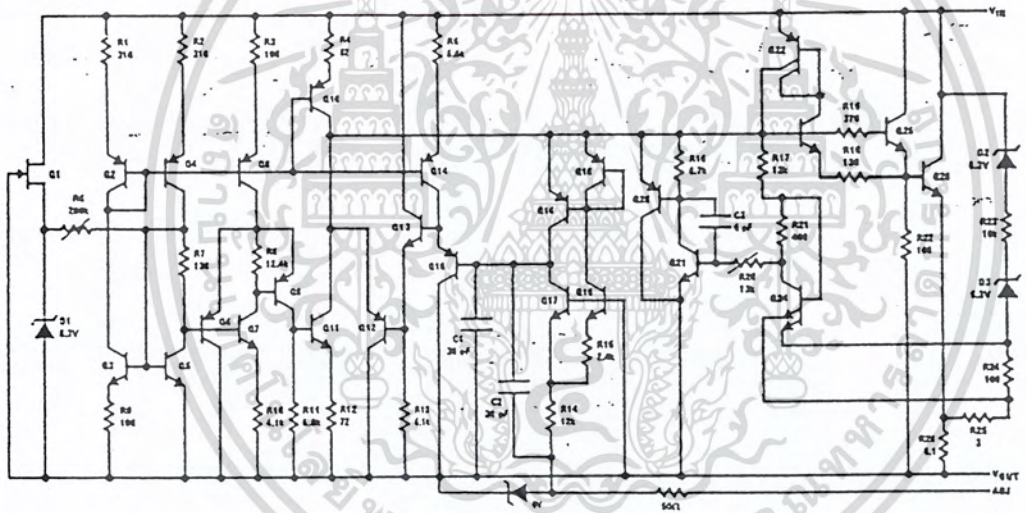


$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}R2$$

- D1 protects against C1
- D2 protects against C2

FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

Schematic Diagram

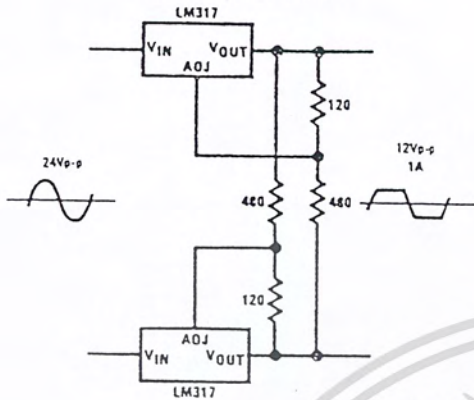


TL/H/0063-8

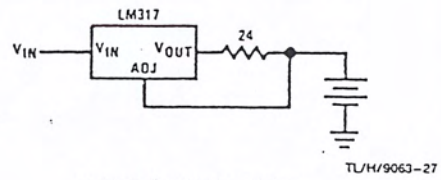
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

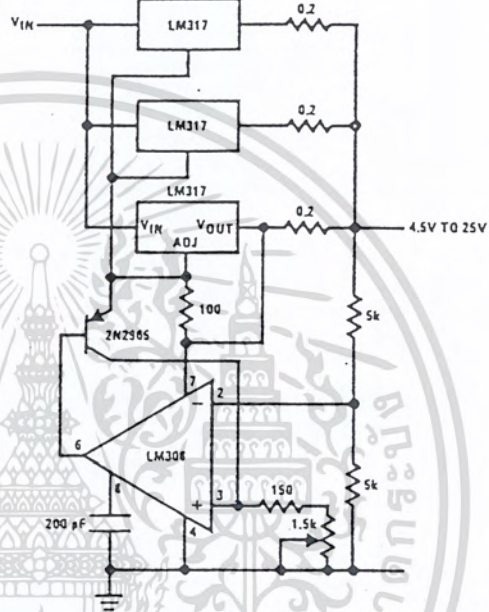
AC Voltage Regulator



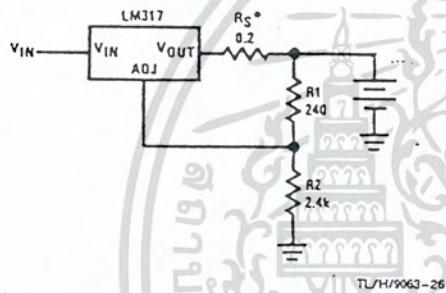
50 mA Constant Current Battery Charger



Adjustable 4A Regulator

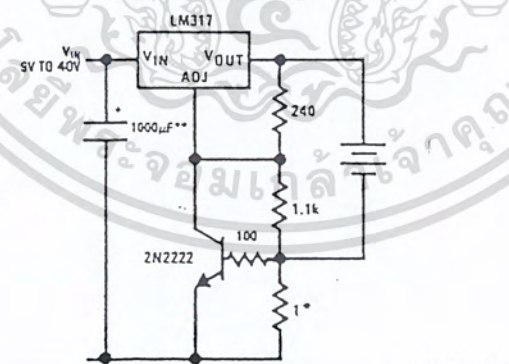


12V Battery Charger



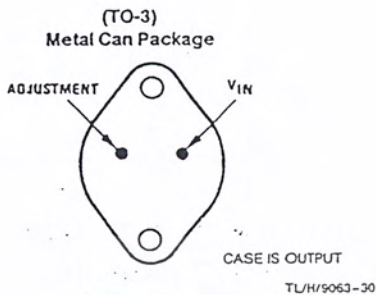
*RS—sets output impedance of charger: $Z_{OUT} = R_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$
 Use of RS allows low charging rates with fully charged battery.

Current Limited 6V Charger



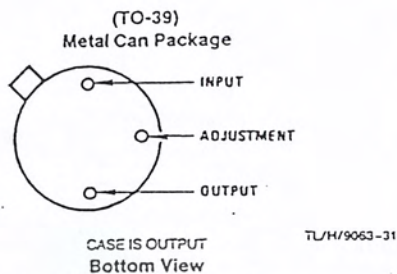
*Sets peak current (0.6A for 1Ω)
 **The 1000 µF is recommended to filter out input transients

Connection Diagrams

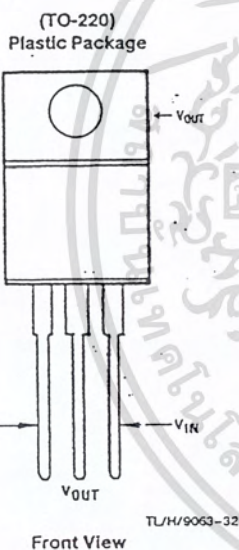


Bottom View

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



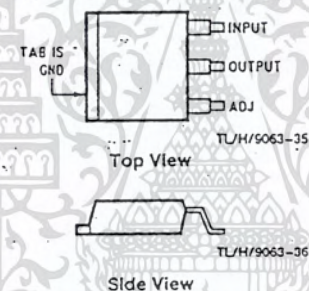
Order Number LM117H, LM117H/883,
LM317AH or LM317H
See NS Package Number H03A



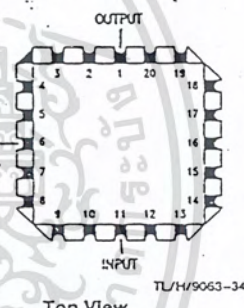
Front View

Order Number LM317AT or LM317T
See NS Package Number T03B

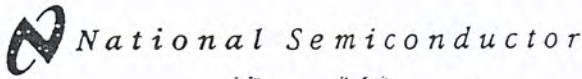
(TO-263) Surface-Mount Package



Order Number LM317S
See NS Package Number TS3B



Order Number LM117E/883
See NS Package Number E20A



LM131A/LM131, LM231A/LM231, LM331A/LM331 Precision Voltage-to-Frequency Converters

General Description

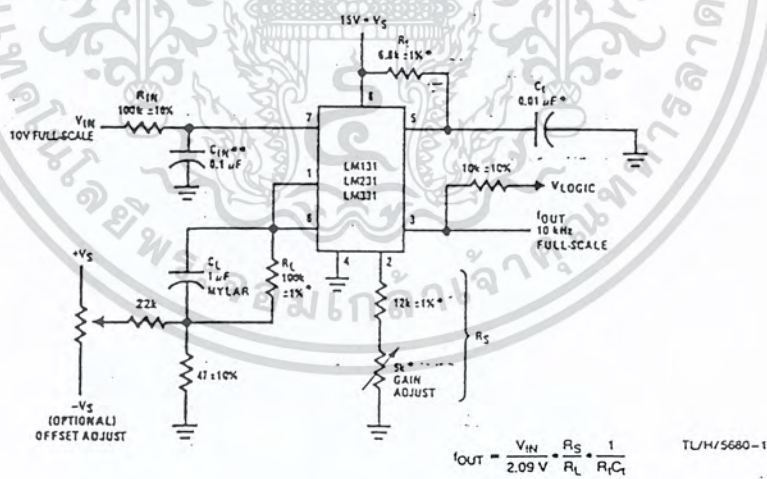
The LM131/LM231/LM331 family of voltage-to-frequency converters are ideally suited for use in simple low-cost circuits for analog-to-digital conversion, precision frequency-to-voltage conversion, long-term integration, linear frequency modulation or demodulation, and many other functions. The output when used as a voltage-to-frequency converter is a pulse train at a frequency precisely proportional to the applied input voltage. Thus, it provides all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion techniques, and is easy to apply in all standard voltage-to-frequency converter applications. Further, the LM131A/LM231A/LM331A attains a new high level of accuracy versus temperature which could only be attained with expensive voltage-to-frequency modules. Additionally the LM131 is ideally suited for use in digital systems at low power supply voltages and can provide low-cost analog-to-digital conversion in microprocessor-controlled systems. And, the frequency from a battery powered voltage-to-frequency converter can be easily channeled through a simple photoisolator to provide isolation against high common mode levels. The LM131/LM231/LM331 utilizes a new temperature-compensated band-gap reference circuit, to provide excellent accuracy over the full operating temperature range, at power supplies as low as 4.0V. The precision timer circuit

has low bias currents without degrading the quick response necessary for 100 kHz voltage-to-frequency conversion. And the output is capable of driving 3 TTL loads, or a high voltage output up to 40V, yet is short-circuit-proof against V_{CC} .

Features

- Guaranteed linearity 0.01% max
- Improved performance in existing voltage-to-frequency conversion applications
- Split or single supply operation
- Operates on single 5V supply
- Pulse output compatible with all logic forms
- Excellent temperature stability, ± 50 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ max
- Low power dissipation, 15 mW typical at 5V
- Wide dynamic range, 100 dB min at 10 kHz full scale frequency
- Wide range of full scale frequency, 1 Hz to 100 kHz
- Low cost

Typical Applications



*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.
 **0.1 μF or 1 μF. See "Principles of Operation."

FIGURE 1. Simple Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter with $\pm 0.03\%$ Typical Linearity ($f = 10$ Hz to 11 kHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

	LM131A/LM131	LM231A/LM231	LM331A/LM331
Supply Voltage	40V	40V	40V
Output Short Circuit to Ground	Continuous	Continuous	Continuous
Output Short Circuit to V_{CC}	Continuous	Continuous	Continuous
Input Voltage	$-0.2V$ to $+V_S$	$-0.2V$ to $+V_S$	$-0.2V$ to $+V_S$
Operating Ambient Temperature Range	T_{MIN} - T_{MAX} $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	T_{MIN} - T_{MAX} $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	T_{MIN} - T_{MAX} $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Power Dissipation (P_D at $25^{\circ}C$) and Thermal Resistance (θ_{jA})			
(H Package) P_D	670 mW		
θ_{jA}	150 $^{\circ}C/W$		
(N Package) P_D		1.25W	1.25W
θ_{jA}		100 $^{\circ}C/W$	100 $^{\circ}C/W$
(M Package) P_D		1.25W	
θ_{jA}		85 $^{\circ}C/W$	
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)			
Dual-In-Line Package (Plastic)	260 $^{\circ}C$	260 $^{\circ}C$	260 $^{\circ}C$
Metal Can Package (TO-5)	260 $^{\circ}C$		
ESD Susceptibility (Note 4)			
Metal Can Package (TO-5)	2000V		
Other Packages		500V	500V

Electrical Characteristics $T_A = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified (Note 2)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
VFC Non-Linearity (Note 3)	$4.5V \leq V_S \leq 20V$		± 0.003	± 0.01	% Full-Scale
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		± 0.006	± 0.02	% Full-Scale
VFC Non-Linearity In Circuit of Figure 1	$V_S = 15V$, $f = 10$ Hz to 11 kHz		± 0.024	± 0.14	% Full-Scale
Conversion Accuracy Scale Factor (Gain) LM131, LM131A, LM231, LM231A LM331, LM331A	$V_{IN} = -10V$, $R_S = 14 k\Omega$	0.95	1.00	1.05	kHz/V
		0.90	1.00	1.10	kHz/V
Temperature Stability of Gain LM131/LM231/LM331 LM131A/LM231A/LM331A	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$, $4.5V \leq V_S \leq 20V$	± 30		± 150	ppm/ $^{\circ}C$
		± 20		± 50	ppm/ $^{\circ}C$
Change of Gain with V_S	$4.5V \leq V_S \leq 10V$		0.01	0.1	%/V
	$10V \leq V_S \leq 40V$		0.006	0.06	%/V
Rated Full-Scale Frequency	$V_{IN} = -10V$	10.0			kHz
Gain Stability vs Time (1000 Hrs)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		± 0.02		% Full-Scale
Overrange (Beyond Full-Scale) Frequency	$V_{IN} = -11V$	10			%
INPUT COMPARATOR					
Offset Voltage LM131/LM231/LM331 LM131A/LM231A/LM331A	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		± 3	± 10	mV
			± 4	± 14	mV
			± 3	± 10	mV
Bias Current			-80	-300	nA
Offset Current			± 8	± 100	nA
Common-Mode Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	-0.2		$V_{CC} - 2.0$	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM131A/LM131/LM231A/LM231/LM331A/LM331

Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified (Note 2) (Continued)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
TIMER					
Timer Threshold Voltage, Pin 5		0.63	0.667	0.70	$\times V_S$
Input Bias Current, Pin 5	$V_S = 15\text{V}$ $0\text{V} \leq V_{\text{PIN } 5} \leq 9.9\text{V}$		± 10	± 100	nA
LM131/LM231/LM331	$V_{\text{PIN } 5} = 10\text{V}$		200	1000	nA
LM131A/LM231A/LM331A	$V_{\text{PIN } 5} = 10\text{V}$		200	500	nA
$V_{\text{SAT PIN } 5}$ (Reset)	$I = 5\text{ mA}$		0.22	0.5	V
CURRENT SOURCE (Pin 1)					
Output Current	$R_S = 14\text{ k}\Omega$, $V_{\text{PIN } 1} = 0$	126	135	144	μA
LM131, LM131A, LM231, LM231A		116	136	156	μA
LM331, LM331A					
Change with Voltage	$0\text{V} \leq V_{\text{PIN } 1} \leq 10\text{V}$		0.2	1.0	μA
Current Source OFF Leakage			0.01	1.0	nA
LM131, LM131A			0.02	10.0	nA
LM231, LM231A, LM331, LM331A			2.0	50.0	nA
All Devices	$T_A = T_{\text{MAX}}$				
Operating Range of Current (Typical)			(10 to 500)		μA
REFERENCE VOLTAGE (Pin 2)					
LM131, LM131A, LM231, LM231A		1.76	1.89	2.02	V_{DC}
LM331, LM331A		1.70	1.89	2.08	V_{DC}
Stability vs Temperature			± 60		ppm/ $^\circ\text{C}$
Stability vs Time, 1000 Hours..			± 0.1		%
LOGIC OUTPUT (Pin 3)					
$-V_{\text{SAT}}$	$I = 5\text{ mA}$		0.15	0.50	V
OFF Leakage	$I = 3.2\text{ mA}$ (2 TTL Loads), $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$		0.10	0.40	V
			± 0.05	1.0	μA
SUPPLY CURRENT					
LM131, LM131A, LM231,	$V_S = 5\text{V}$	2.0	3.0	4.0	mA
LM231A	$V_S = 40\text{V}$	2.5	4.0	6.0	mA
LM331, LM331A	$V_S = 5\text{V}$	1.5	3.0	6.0	mA
	$V_S = 40\text{V}$	2.0	4.0	8.0	mA

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

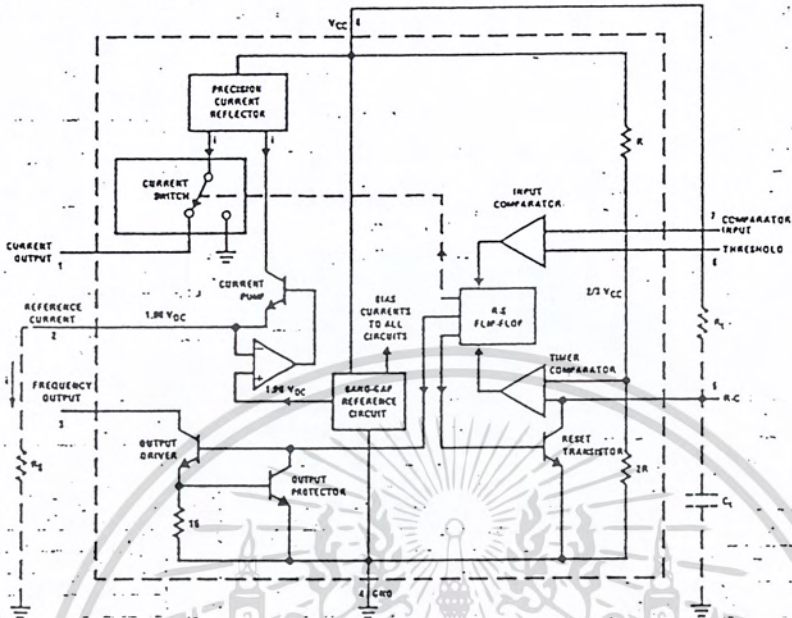
Note 2: All specifications apply in the circuit of Figure 3, with $4.0\text{V} \leq V_S \leq 40\text{V}$, unless otherwise noted.

Note 3: Nonlinearity is defined as the deviation of I_{OUT} from $V_{\text{IN}} \times (10\text{ kHz} / -10\text{ V}_{\text{DC}})$ when the circuit has been trimmed for zero error at 10 Hz and at 10 kHz, over the frequency range 1 Hz to 11 kHz. For the timing capacitor, C_T , use NPO ceramic, Teflon®, or polystyrene.

Note 4: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

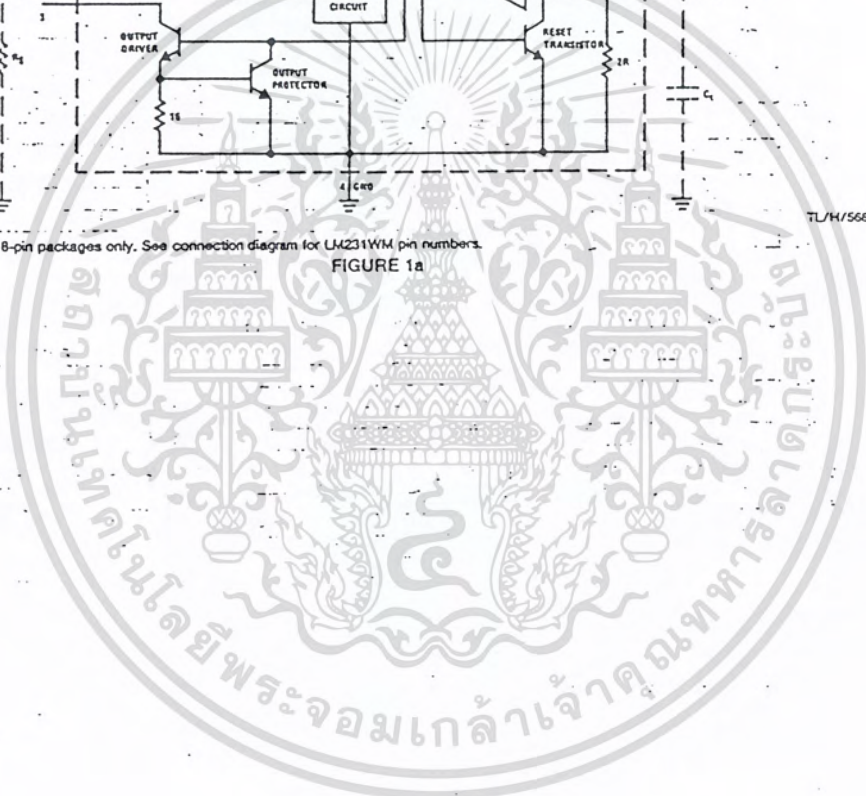
Functional Block Diagram



TL/H/5680-2

Pin numbers apply to 8-pin packages only. See connection diagram for LM231WM pin numbers.

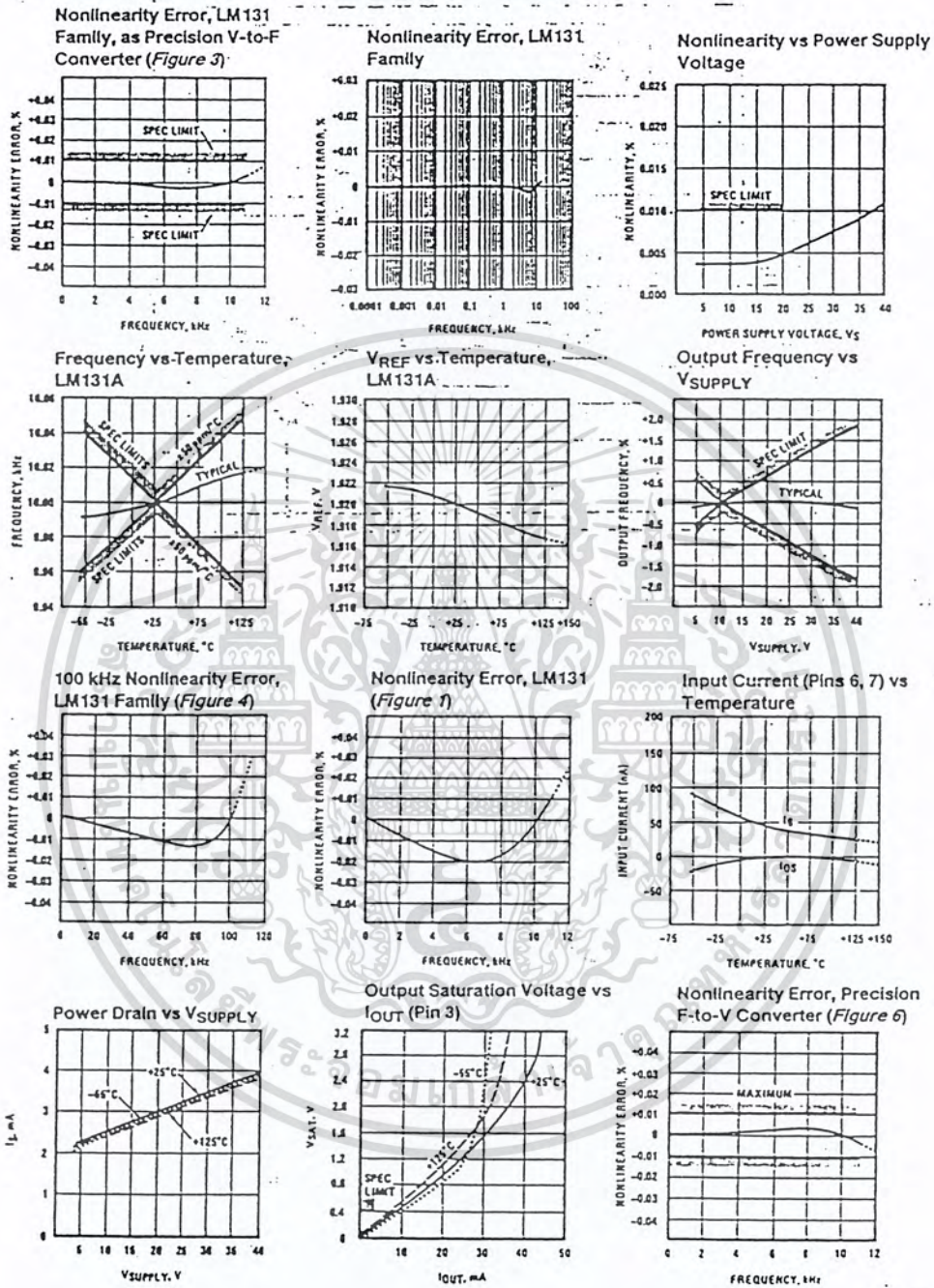
FIGURE 1a



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

(All electrical characteristics apply for the circuit of Figure 3, unless otherwise noted.)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

PRINCIPLES OF OPERATION OF A SIMPLIFIED VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER

The LM131 is a monolithic circuit designed for accuracy and versatile operation when applied as a voltage-to-frequency (V-to-F) converter or as a frequency-to-voltage (F-to-V) converter. A simplified block diagram of the LM131 is shown in Figure 2 and consists of a switched current source, input comparator, and 1-shot timer.

The operation of these blocks is best understood by going through the operating cycle of the basic V-to-F converter, Figure 2, which consists of the simplified block diagram of the LM131 and the various resistors and capacitors connected to it.

The voltage comparator compares a positive input voltage, V_1 , at pin 7 to the voltage, V_x , at pin 6. If V_1 is greater, the comparator will trigger the 1-shot timer. The output of the timer will turn ON both the frequency output transistor and the switched current source for a period $t = 1.1 R_f C_f$. During this period, the current i will flow out of the switched current source and provide a fixed amount of charge, $Q = i \times t$, into the capacitor, C_L . This will normally charge V_x up to a higher level than V_1 . At the end of the timing period, the current i will turn OFF, and the timer will reset itself.

Now there is no current flowing from pin 1, and the capacitor C_L will be gradually discharged by R_L until V_x falls to the level of V_1 . Then the comparator will trigger the timer and start another cycle.

The current flowing into C_L is exactly $I_{AVE} = i \times (1.1 \times R_f C_f) \times f$, and the current flowing out of C_L is exactly $V_x / R_L = V_{IN} / R_L$. If V_{IN} is doubled, the frequency will double to maintain this balance. Even a simple V-to-F converter can provide a frequency precisely proportional to its input voltage over a wide range of frequencies.

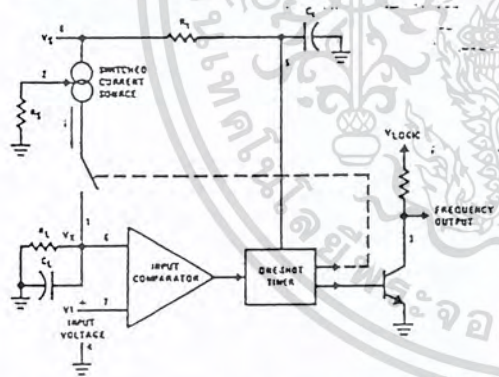


FIGURE 2. Simplified Block Diagram of Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter Showing LM131 and External Components

DETAIL OF OPERATION, FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM (FIGURE 1a)

The block diagram shows a band gap reference which provides a stable $1.9 V_{DC}$ output. This $1.9 V_{DC}$ is well regulated over a V_S range of 3.9V to 40V. It also has a flat, low temperature coefficient, and typically changes less than $1/2\%$ over a $100^\circ C$ temperature change.

The current pump circuit forces the voltage at pin 2 to be at 1.9V, and causes a current $i = 1.90V/R_S$ to flow. For $R_S = 14k$, $i = 135 \mu A$. The precision current reflector provides a current equal to i to the current switch. The current switch switches the current to pin 1 or to ground depending on the state of the R_S flip-flop.

The timing function consists of an R_S flip-flop, and a timer comparator connected to the external $R_f C_f$ network. When the input comparator detects a voltage at pin 7 higher than pin 6, it sets the R_S flip-flop which turns ON the current switch and the output driver transistor. When the voltage at pin 5 rises to $3/4 V_{CC}$, the timer comparator causes the R_S flip-flop to reset. The reset transistor is then turned ON and the current switch is turned OFF.

However, if the input comparator still detects pin 7 higher than pin 6 when pin 5 crosses $3/4 V_{CC}$, the flip-flop will not be reset, and the current at pin 1 will continue to flow, in its attempt to make the voltage at pin 6 higher than pin 7. This condition will usually apply under start-up conditions or in the case of an overload voltage at signal input. It should be noted that during this sort of overload, the output frequency will be 0; as soon as the signal is restored to the working range, the output frequency will be resumed.

The output driver transistor acts to saturate pin 3 with an ON resistance of about 50 Ω . In case of overvoltage, the output current is actively limited to less than 50 mA.

The voltage at pin 2 is regulated at $1.90 V_{DC}$ for all values of i between 10 μA to 500 μA . It can be used as a voltage reference for other components, but care must be taken to ensure that current is not taken from it which could reduce the accuracy of the converter.

PRINCIPLES OF OPERATION OF BASIC VOLTAGE-TO-FREQUENCY CONVERTER (FIGURE 1)

The simple stand-alone V-to-F converter shown in Figure 1 includes all the basic circuitry of Figure 2 plus a few components for improved performance.

A resistor, $R_{IN} = 100 k\Omega \pm 10\%$, has been added in the path to pin 7, so that the bias current at pin 7 ($-80 nA$ typical) will cancel the effect of the bias current at pin 6 and help provide minimum frequency offset.

The resistance R_S at pin 2 is made up of a 12 $k\Omega$ fixed resistor plus a 5 $k\Omega$ (cermet, preferably) gain adjust rheostat. The function of this adjustment is to trim out the gain tolerance of the LM131, and the tolerance of R_f , R_L and C_f .

Typical Applications (Continued)

For best results, all the components should be stable low-temperature-coefficient components, such as metal-film resistors. The capacitor should have low dielectric absorption; depending on the temperature characteristics desired, NPO ceramic, polystyrene, Teflon or polypropylene are best suited.

A capacitor C_{IN} is added from pin 7 to ground to act as a filter for V_{IN} . A value of 0.01 μF to 0.1 μF will be adequate in most cases; however, in cases where better filtering is required, a 1 μF capacitor can be used. When the RC time constants are matched at pin 6 and pin 7, a voltage step at V_{IN} will cause a step change in f_{OUT} . If C_{IN} is much less than C_L , a step at V_{IN} may cause f_{OUT} to stop momentarily.

A 47 Ω resistor, in series with the 1 μF C_L , is added to give hysteresis effect which helps the input comparator provide the excellent linearity (0.03% typical).

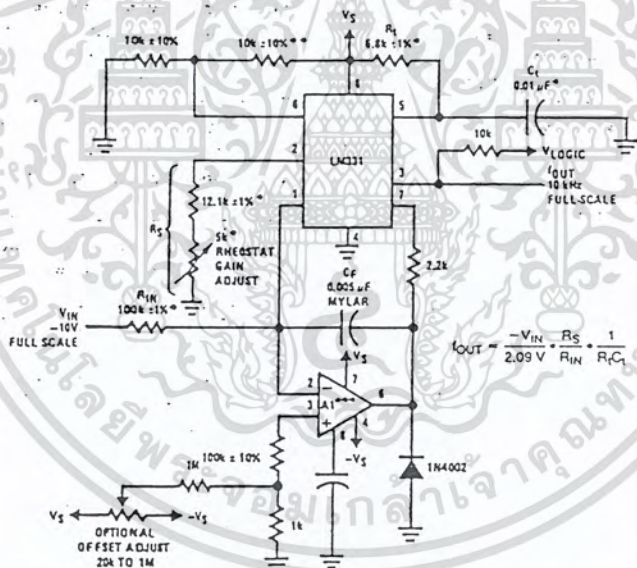
DETAIL OF OPERATION OF PRECISION V-TO-F CONVERTER (FIGURE 3)

In this circuit, integration is performed by using a conventional operational amplifier and feedback capacitor, C_F . When the integrator's output crosses the nominal threshold level at pin 6 of the LM131, the timing cycle is initiated.

The average current fed into the op amp's summing point (pin 2) is $i \times (1.1 R_f C_f) \times f$ which is perfectly balanced with $-V_{IN}/R_{IN}$. In this circuit, the voltage offset of the LM131 input comparator does not affect the offset or accuracy of the V-to-F converter as it does in the stand-alone V-to-F converter; nor does the LM131 bias current or offset current. Instead, the offset voltage and offset current of the operational amplifier are the only limits on how small the signal can be accurately converted. Since op amps with voltage offset well below 1 mV and offset currents well below 2 nA are available at low cost, this circuit is recommended for best accuracy for small signals. This circuit also responds immediately to any change of input signal (which a stand-alone circuit does not) so that the output frequency will be an accurate representation of V_{IN} , as quickly as 2 output pulses' spacing can be measured.

In the precision mode, excellent linearity is obtained because the current source (pin 1) is always at ground potential and that voltage does not vary with V_{IN} or f_{OUT} . (In the stand-alone V-to-F converter, a major cause of non-linearity is the output impedance at pin 1 which causes i to change as a function of V_{IN}).

The circuit of Figure 4 operates in the same way as Figure 3, but with the necessary changes for high speed operation.



*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.

**This resistor can be 5 k Ω or 10 k Ω for $V_S = 8\text{V}$ to 22V, but must be 10 k Ω for $V_S = 4.5\text{V}$ to 8V.

***Use low offset voltage and low offset current op amps for A1; recommended types LM108, LM308A, LF411A.

TU/H/5680-5

FIGURE 3. Standard Test Circuit and Applications Circuit, Precision Voltage-to-Frequency Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

DETAILS OF OPERATION, FREQUENCY-TO-VOLTAGE CONVERTERS (FIGURES 5 AND 6)

In these applications, a pulse input at f_{IN} is differentiated by a C-R network and the negative-going edge at pin 6 causes the input comparator to trigger the timer circuit. Just as with a V-to-F converter, the average current flowing out of pin 1 is $I_{AVERAGE} = i \times (1.1 R_1 C_1) \times f$.

In the simple circuit of FIGURE 5, this current is filtered in the network $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ and $1 \mu\text{F}$. The ripple will be less than 10 mV peak, but the response will be slow, with a

0.1 second time constant, and settling of 0.7 second to 0.1% accuracy.

In the precision circuit, an operational amplifier provides a buffered output and also acts as a 2-pole filter. The ripple will be less than 5 mV peak for all frequencies above 1 kHz, and the response time will be much quicker than in Figure 5. However, for input frequencies below 200 Hz, this circuit will have worse ripple than Figure 5. The engineering of the filter time-constants to get adequate response and small enough ripple simply requires a study of the compromises to be made. Inherently, V-to-F converter response can be fast, but F-to-V response can not.

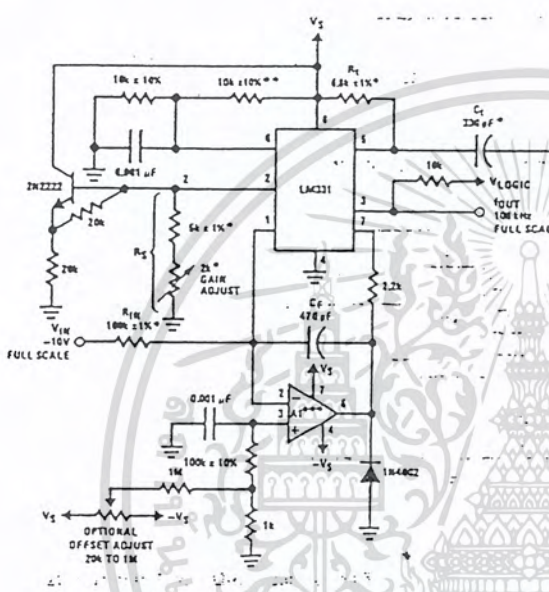
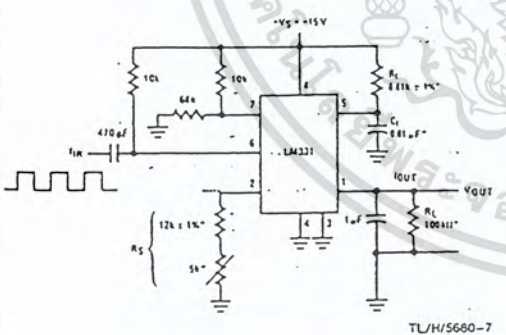


FIGURE 4. Precision Voltage-to-Frequency Converter, 100 kHz Full-Scale, $\pm 0.03\%$ Non-Linearity

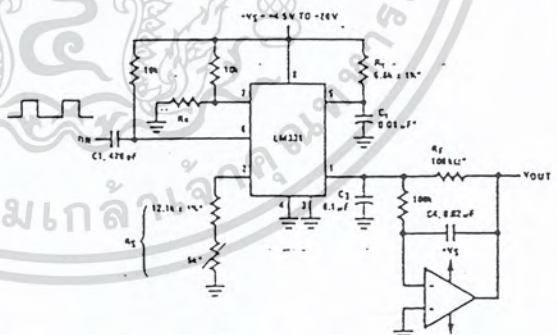
- *Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.
- **This resistor can be 5 k Ω or 10 k Ω for $V_S = 8\text{V}$ to 22V, but must be 10 k Ω for $V_S = 4.5\text{V}$ to 8V.
- ***Use low offset voltage and low offset current op amps for A1; recommended types LF411A or LF356.



$$V_{OUT} = f_{IN} \times 2.09V \times \frac{R_1}{R_S} \times (R_1 C_1)$$

*Use stable components with low temperature coefficients.

FIGURE 5. Simple Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full-Scale, $\pm 0.06\%$ Non-Linearity



$$V_{OUT} = -f_{IN} \times 2.09V \times \frac{R_1}{R_S} \times (R_1 C_1)$$

$$\text{SELECT } R_x = \frac{(V_S - 2V)}{0.2 \text{ mA}}$$

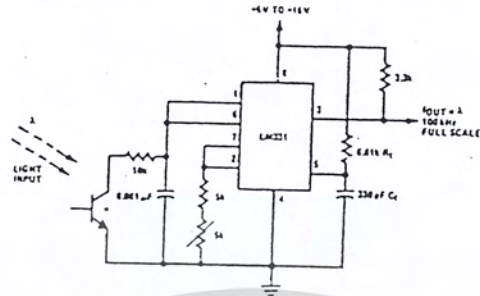
*Use stable components with low temperature coefficients.

FIGURE 6. Precision Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full-Scale with 2-Pole Filter, $\pm 0.01\%$ Non-Linearity Maximum

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

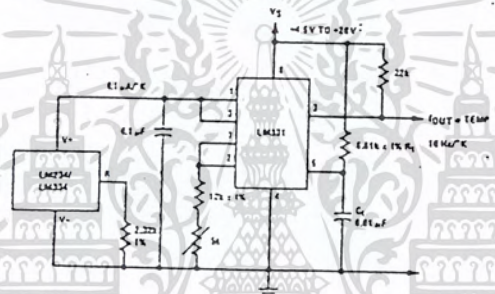
Light Intensity to Frequency Converter



TL/H/5680-9

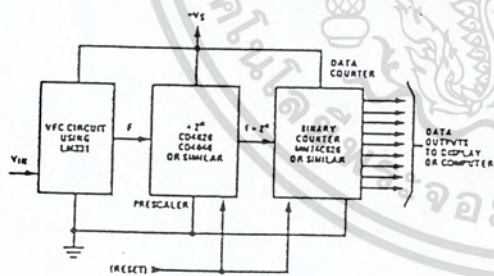
*L14F-1, L14G-1 or L14H-1, photo transistor (General Electric Co.) or similar

Temperature to Frequency Converter



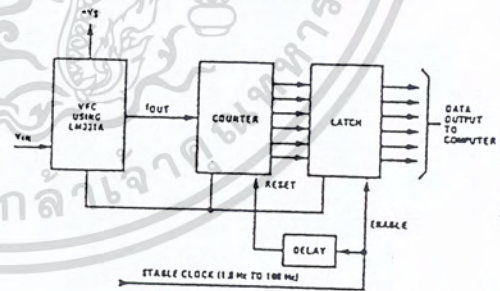
TL/H/5680-10

Long-Term Digital Integrator Using VFC



TL/H/5680-11

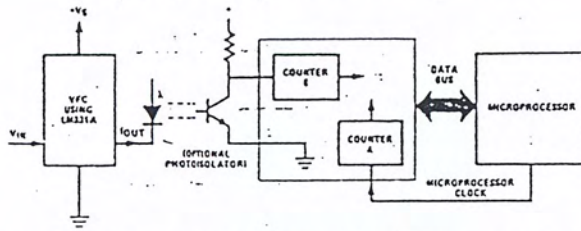
Basic Analog-to-Digital Converter Using Voltage-to-Frequency Converter



TL/H/5680-12

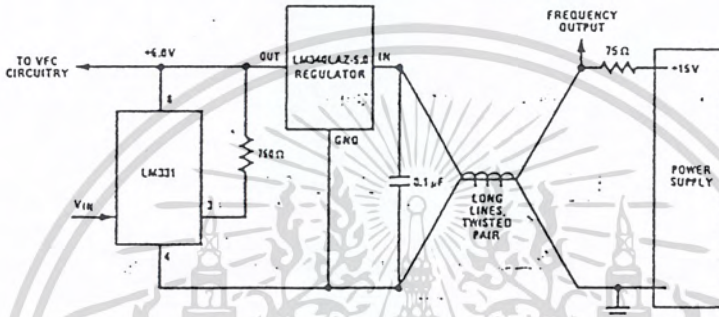
Typical Applications (Continued)

Analog-to-Digital Converter with Microprocessor



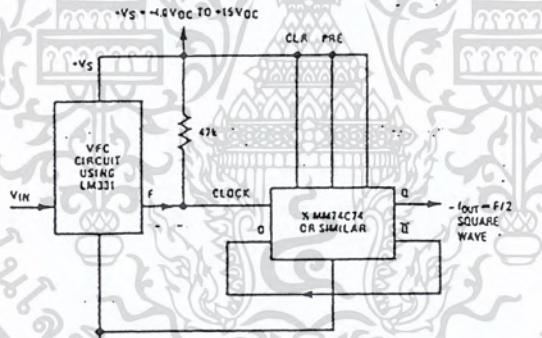
TL/H/5660-13

Remote Voltage-to-Frequency Converter with 2-Wire Transmitter and Receiver



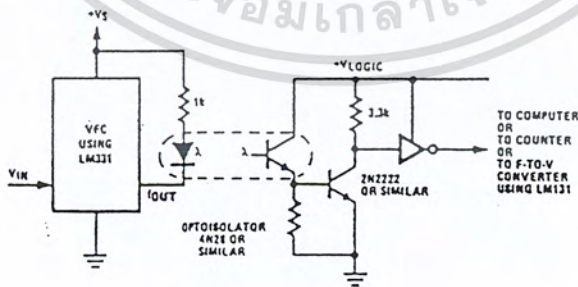
TL/H/5660-14

Voltage-to-Frequency Converter with Square-Wave Output Using $\div 2$ Flip-Flop



TL/H/5660-15

Voltage-to-Frequency Converter with Isolators

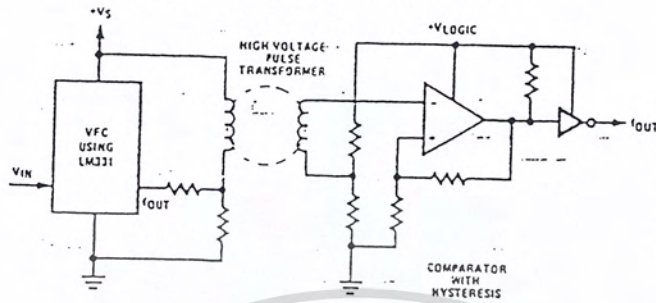


TL/H/5660-16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

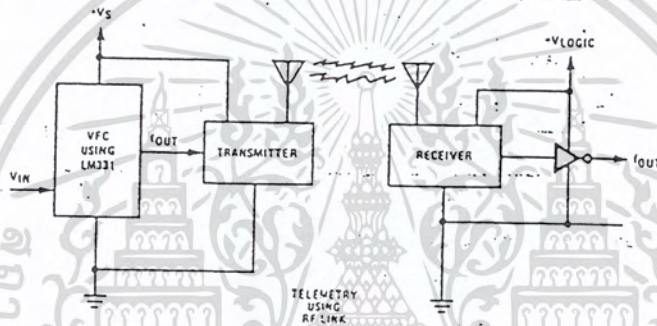
Typical Applications (Continued)

Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



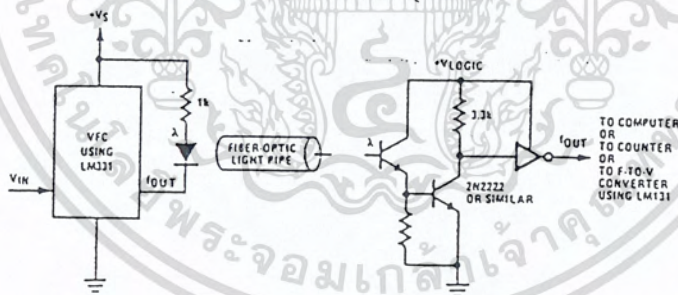
TL/H/5680-17

Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



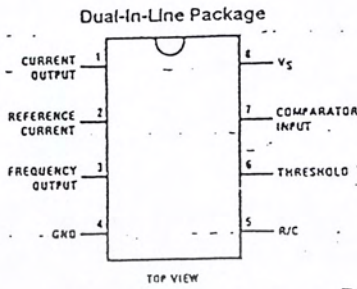
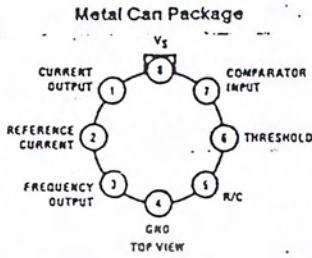
TL/H/5680-18

Voltage-to-Frequency Converter with Isolators



TL/H/5680-19

Connection Diagrams



Note: Metal case is connected to pin 4 (GND.)

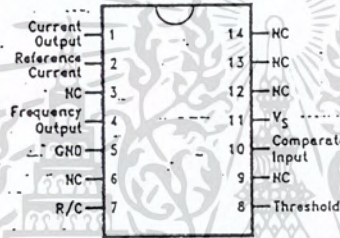
TL/H/5680-20

TL/H/5680-21

Order Number LM131H/883 or LM131AH/883
 See NS Package Number H08C

Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN,
 or LM331N
 See NS Package Number N08E

Small-Outline Package



TL/H/5680-24

Order Number LM231WM
 See NS Package Number M14B

LM124/LM224/LM324/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 +5V power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional $\pm 15V$ 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

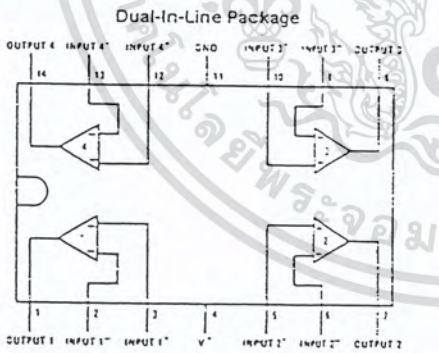
Advantages

- 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 3V to 32V
 - or dual supplies $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (700 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA
(temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV
and offset current 5 nA
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing $0V$ to $V^- - 1.5V$

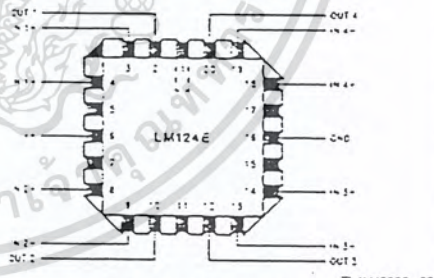
Connection Diagram



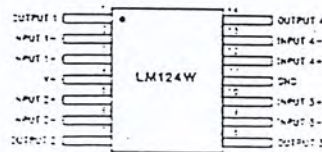
Top View

Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883**,
LM124AJ/883*, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324M,
LM324AM, LM2902M, LM324N, LM324AN or LM2902N
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

**LM124A available per JMS510/110CS
***LM124 available per JMS510/110CS

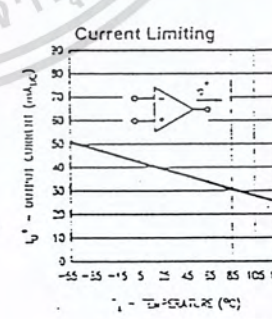
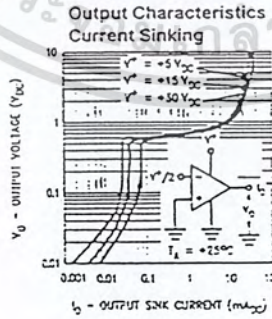
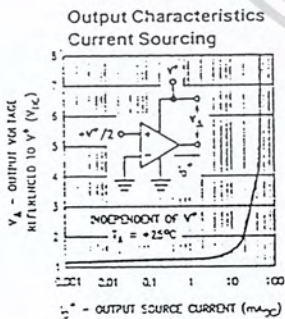
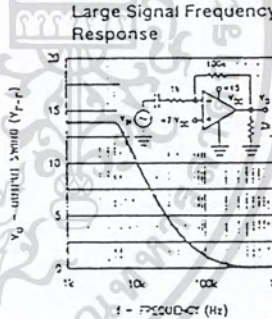
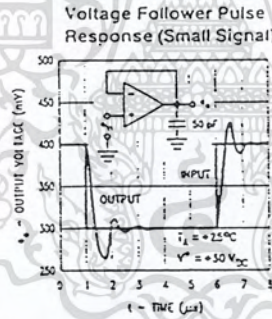
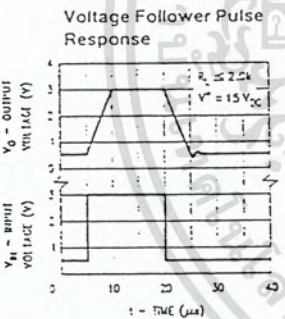
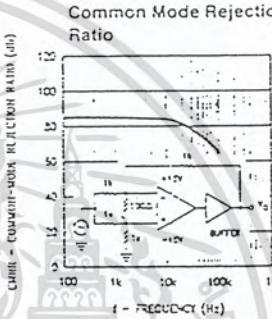
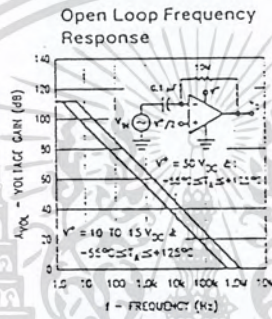
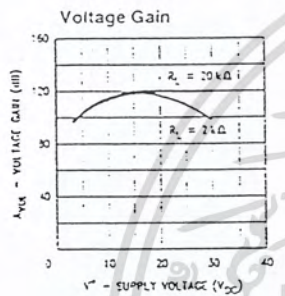
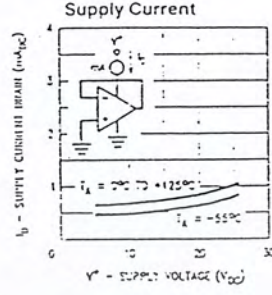
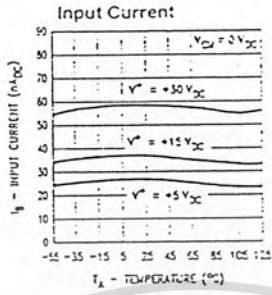
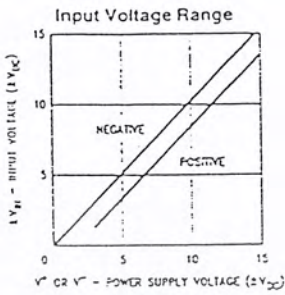


Order Number LM124AE/883 or LM124E/883
See NS Package Number E20A



Order Number LM124AW/883 or LM124W/883
See NS Package Number W14B

Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics $v_i = 1.5\text{ V}$ (Note 4) unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM324		LM2902		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Current	Source $V_O = 2\text{ V}$	$V_{IH} = 1\text{ V}$, $V_{IN} = 0\text{ V}$, $V_i = 15\text{ V}$		10	20	10	20	10	20	10	20	10	20	mA
	Sink	$V_{IH} = 1\text{ V}$, $V_{IN} = 0\text{ V}$, $V_i = 15\text{ V}$		10	15	5	0	5	0	5	0	5	0	

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM224/LM2902 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 0.1°C/W, which applies for the device soldered in a printed circuit board, depending on a still not included. The LM224/LM224A and LM324/LM324A 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 substitute to substitute to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuit, from the output to V_i , can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V_i . At values of supply voltage in excess of 1.5V, common-mode 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 above negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input shorts. In addition to the diode action, there is also input PNP parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltage of the op amp to go to the V_i voltage level (or to ground for a large overload) for the time duration that the input is driven negative. This is not destructive and normal output status will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than 0.5V (at 25°C).

Note 4: These specifications are limited to -55°C $\leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ for the LM124/LM124A, LM224/LM224A, and LM324/LM324A. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to -25°C $\leq T_A \leq 105^\circ\text{C}$. The LM2902/LM2902A temperature specifications are limited to 0°C $\leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$, and the LM2902 specifications are limited to -40°C $\leq T_A \leq 105^\circ\text{C}$.

Note 5: $V_O = 1.4\text{ V}$, $I_S = 0\text{ mA}$ with V_i from 5V to 30V; and over the full input common-mode range (0V to $V_i - 1.5\text{ V}$) for LM2902, V_i from 5V to 28V.

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.

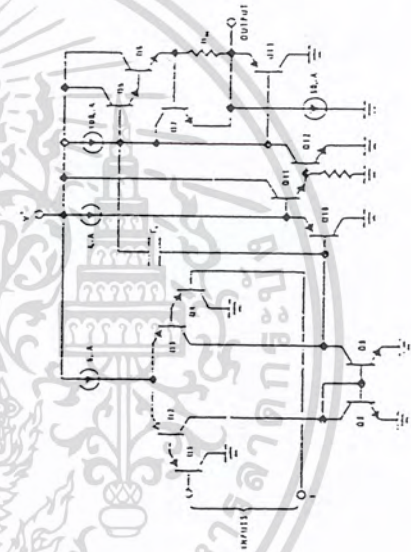
Note 7: The input common-mode voltage of either input signal should not be allowed to go negative by more than 0.5V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is $V_i - 1.5\text{ V}$ (at 25°C), but either or both inputs can go to 1.2V without damage (1.20V for LM2902), independent of V_i .

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

Note 9: Refer to the FS124X for LM124A military specifications and refer to the FS124X for LM124 military specifications.

Note 10: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Schematic Diagram (Each Amplifier)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Parameter	Conditions	LM124		LM224		LM324		LM2902		Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ		Max
Amplifier to-Amplifier Coupling (Note 6)	f = 1 kHz to 20 kHz, T _A = 25°C (Input Referenced)	..	120	..	120	..	120	..	120	dB	
Output Current	Source	V _{IN} ⁺ = 1V, V _{IN} ⁻ = 0V, V _I ⁺ = 15V, V _O = 2V, T _A = 25°C	20	40	20	40	20	40	20	40	mA
	Sink	V _{IN} ⁺ = 1V, V _{IN} ⁻ = 0V, V _I ⁻ = 15V, V _O = 2V, T _A = 25°C	10	20	10	20	10	20	10	20	mA
Short Circuit to Ground		V _{IN} ⁺ = 1V, V _{IN} ⁻ = 0V, V _I ⁺ = 15V, V _O = 200 mV, T _A = 25°C	12	50	12	50	12	50	12	50	μA
	(Note 2)	V _I ⁺ = 15V, T _A = 25°C	4	60	4	60	4	60	4	60	mA
Input Offset Voltage	(Note 5)		4		4		4		4	mV	
Input Offset Voltage Drift	R _{IS} = 0Ω		7		20		7		20	μV/°C	
Input Offset Current	I _{IN} (1) = I _{IN} (2) = 0V		30		30		30		30	nA	
Input Offset Current Drift	R _S = 0Ω		10		200		10		200	pA/°C	
Input Bias Current	I _{IN} (1) or I _{IN} (2)		40		100		40		100	nA	
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	V _I ⁺ = +30V (LM2902, V _I ⁺ = 26V)	0	V _I ⁺ - 2	0	V _I ⁺ - 2	0	V _I ⁺ - 2	0	V _I ⁺ - 2	V	
Large Signal Voltage Gain	V _I ⁺ = +15V (V _O Swing = 1V to 11V)	25	25	15	15	25	25	15	15	V/mV	
	f _L ≥ 2 kHz										
Output Voltage Swing	V _I ⁺ = -30V (LM2902, V _I ⁺ = 26V)	26	26	26	26	26	26	26	26	V	
	f _L = 10 kHz	27	20	27	20	27	20	27	20	V	
V _{OH}	V _I ⁺ = 5V, f _L = 10 kHz	5	5	5	5	5	5	5	5	mV	
		20	20	20	20	20	20	20	20	mV	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 9)









Parameter	LM124/LM224/LM324	LM124A/LM224A/LM324A	LM2902	LM124/LM224/LM324	LM124A/LM224A/LM324A	LM2902
Supply Voltage, V^+	32V	32V	26V	26V	26V	26V
Differential Input Voltage	0.3V to 1.32V	0.3V to 1.26V	0.3V to 1.26V	0.3V to 1.26V	0.3V to 1.26V	0.3V to 1.26V
Input Voltage	0.3V to 1.32V	0.3V to 1.26V	0.3V to 1.26V	0.3V to 1.26V	0.3V to 1.26V	0.3V to 1.26V
Input Current	50 mA	50 mA	50 mA	50 mA	50 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 3)	1130 mW	1260 mW	1130 mW	1130 mW	1260 mW	1130 mW
Moisture Resistance (Note 1)	1000 mW	1000 mW	1000 mW	1000 mW	1000 mW	1000 mW
Cavity DTP	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Small Outline Package	0°C to 170°C	0°C to 170°C	0°C to 170°C	0°C to 170°C	0°C to 170°C	0°C to 170°C
Output Short Circuit to GND (Chip Amplifier) (Note 2)	-25°C to 105°C	-25°C to 105°C	-25°C to 105°C	-25°C to 105°C	-25°C to 105°C	-25°C to 105°C
V^+ , 15V and $T_A = 25^\circ\text{C}$	55°C to 125°C	55°C to 125°C	55°C to 125°C	55°C to 125°C	55°C to 125°C	55°C to 125°C
Operating Temperature Range	LM324/LM324A	LM324/LM324A	LM324/LM324A	LM324/LM324A	LM324/LM324A	LM324/LM324A
LM224/LM224A	LM224/LM224A	LM224/LM224A	LM224/LM224A	LM224/LM224A	LM224/LM224A	LM224/LM224A
LM124/LM124A	LM124/LM124A	LM124/LM124A	LM124/LM124A	LM124/LM124A	LM124/LM124A	LM124/LM124A

Electrical Characteristics $V^+ = +5.0V$, (Note 4), unless otherwise stated

Parameter	Conditions			LM124A			LM224A			LM324A			LM124/LM224			LM324			LM2902					
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max			
Input Offset Voltage (Note 5) $T_A = 25^\circ\text{C}$	1	2	3	1	3	3	2	3	3	2	3	3	2	5	5	2	7	7	2	7	2	7		
Input Bias Current (Note 6)	20	50	50	40	80	80	45	100	100	45	100	100	45	150	45	250	250	45	250	45	250	45	250	
Input Offset Current	2	10	10	2	15	15	5	30	30	5	30	30	5	30	5	50	50	5	50	5	50	5	50	
Input Common Mode Voltage Range (Note 7)	0	V^+	1.5	0	V^+	1.5	0	V^+	1.5	0	V^+	1.5	0	V^+	1.5	0	V^+	1.5	0	V^+	1.5	0	V^+	1.5
Supply Current	$R_L = \infty$ On All Op Amps	1.5	3	1.5	3	3	1.5	3	3	1.5	3	3	1.5	3	1.5	3	3	1.5	3	1.5	3	1.5	3	
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 15V, R_L = 2\text{ k}\Omega, (V_O = 1V \text{ to } 11V), T_A = 25^\circ\text{C}$	50	100	50	100	100	50	100	100	50	100	100	50	100	50	100	100	50	100	50	100	50	100	
Common Mode Rejection Ratio	DC, $V_{CM} = 0V$ to $V^+ - 1.5V, T_A = 25^\circ\text{C}$	70	85	70	85	85	65	85	85	65	85	85	65	85	65	85	85	65	85	65	85	65	85	
Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to $30V$ (LM2902), $V^+ = 5V$ to $26V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	100	65	100	100	65	100	100	65	100	100	65	100	65	100	100	65	100	65	100	65	100	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Power MOSFETS

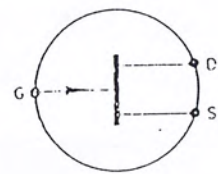
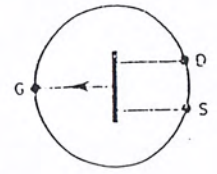
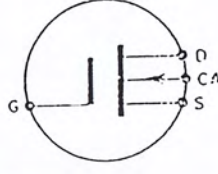
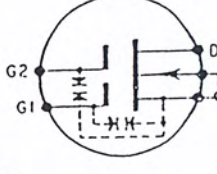
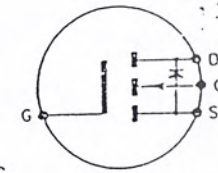


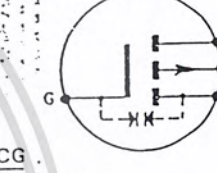
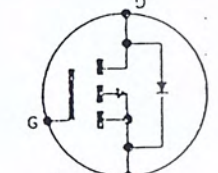
MOSFET Type	Description and Application	Transconductance g_{fs} mhos	Drain to Source Breakdown Voltage V_{DSS}	Gate to Source Breakdown Voltage V_{GS}	Continuous Drain Current I_D Amps	Gate to Source Threshold Voltage $V_{GS(th)}$	Drain to Source Resistance $r_{DS(on)}$ Ohms	Input Cap C_{iss} pf	Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ C$ P_D Watts	Package
										Case Fig. Basing
G2392	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	6 Min	100 Min	± 20 Max*	32	4 Max	.06 Max	1500 Typ	125 Max	TO-3 Fig. 728 
						$t_{d(off)} = 300$ ns, $t_{d(on)} = 50$ ns, $t_f = 200$ ns, $t_r = 200$ ns				
G2396	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	2 Min	600 Min	± 20 Max*	6	4.5 Max	1.2 Max	1200 Max	150 Max	
						$t_{d(off)} = 200$ ns, $t_{d(on)} = 50$ ns, $t_f = 120$ ns, $t_r = 150$ ns				
G2394	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	1.8 Min	800 Min	± 20 Max*	6	4 Max	1.5 Max	3500 Max	125 Max	
						$t_{d(off)} = 500$ ns, $t_{d(on)} = 50$ ns, $t_f = 100$ ns, $t_r = 100$ ns				
G2390	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	3 Min	60 Min	± 20 Max*	12	4.5 Max	.2 Max	300 Max	75 Max	TO-220 Fig. 741
						$t_{d(off)} = 80$ ns, $t_{d(on)} = 50$ ns, $t_f = 110$ ns, $t_r = 150$ ns				
G2393	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	8 Min	60 Min	± 30 Max*	35	4 Max	.045 Max	2000 Max	125 Max	
						$t_{d(off)} = 160$ ns, $t_{d(on)} = 40$ ns, $t_f = 130$ ns, $t_r = 90$ ns				
G2395	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	17 Min	60 Min	± 30 Max*	50	4 Max	.028 Max	2000 Max	150 Max	
						$t_{d(off)} = 170$ ns, $t_{d(on)} = 20$ ns, $t_f = 120$ ns, $t_r = 70$ ns				
G2382	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	1.5 Min	100 Min	± 20 Max*	8	4 Max	.5 Max	750 Max	75 Max	
						$t_{d(off)} = 50$ ns, $t_{d(on)} = 50$ ns, $t_f = 50$ ns, $t_r = 120$ ns				
G2389	MOSFET, P-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	2 Min	100 Min	± 20 Max*	8	4.5 Max	.4 Max	1200 Max	75 Max	
						$t_{d(off)} = 200$ ns, $t_{d(on)} = 50$ ns, $t_f = 150$ ns, $t_r = 150$ ns				
G65	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	3 Min	100 Min	± 20 Max*	12	4.5 Max	.18 Max	1200 Max	75 Max	
						$t_{d(off)} = 200$ ns, $t_{d(on)} = 50$ ns, $t_f = 100$ ns, $t_r = 100$ ns				
G2395	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	12 Min	100 Min	± 30 Max*	30	4 Max	.057 Max	2000 Max	150 Max	
						$t_{d(off)} = 150$ ns, $t_{d(on)} = 20$ ns, $t_f = 65$ ns, $t_r = 40$ ns				
G2398	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	5 Min	200 Min	± 20 Max*	12.5	4 Max	.2 Max	1000 Typ	75 Max	
						$t_{d(off)} = 120$ ns, $t_{d(on)} = 20$ ns, $t_f = 50$ ns, $t_r = 60$ ns				
G67	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	2 Min	400 Min	± 20 Max*	5	4.5 Max	1.5 Max	1200 Max	75 Max	
						$t_{d(off)} = 200$ ns, $t_{d(on)} = 50$ ns, $t_f = 100$ ns, $t_r = 100$ ns				
G2391	MOSFET, N-Ch, Enhancement Hi Speed Switch	2.1 Min	400 Min	± 30 Max*	4	4 Max	1.8 Max	500 Max	75 Max	
						$t_{d(off)} = 65$ ns, $t_{d(on)} = 20$ ns, $t_f = 40$ ns, $t_r = 60$ ns				

Exceeding V_{GS} maximum will result in permanent damage to the gate region oxide layer.
 MOSFET Handling Precautions - Page 31

Package Outlines - See Page 1-77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

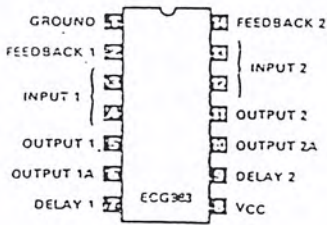
FET and MOSFET Diagrams (Observe MOS Handling) ▲

<p>Depletion N-Ch JFET</p>  <p>ECG 312 456 451 457 461 (Dual) 468 452 458 466 469 453 459 457</p>	<p>Depletion P-Ch JFET</p>  <p>ECG 326 460 489</p>	<p>Depletion N-Ch MOSFET</p>  <p>ECG 220 462</p>	<p>Dual Gate Depletion N-Ch MOSFET</p>  <p>ECG 221 222 (Gate Protected) 454 (Gate Protected) 455 (Gate Protected)</p>
<p>Enhancement N-Ch MOSFET</p>  <p>ECG 2394 2396 2392</p>	<p>Enhancement N-Ch MOSFET</p>  <p>ECG 465</p>	<p>Enhancement N-Ch MOSFET</p>  <p>ECG 66 2530 2390 2397 67 2392 2391 2398 490 2385 2393 2399 2375 2387 2394 2376 2398 2395 2377 2389 2396</p>	<p>Enhancement P-Ch MOSFET</p>  <p>ECG 463 (Dual) (Gate Protected) 464</p>
<p>Enhancement P-Ch MOSFET</p>  <p>ECG 2381 2382</p>			

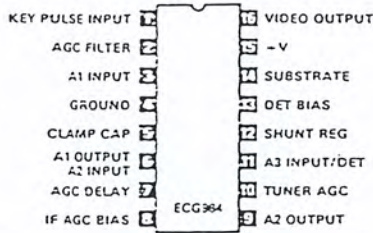
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Linear IC and Module Circuits (cont'd)

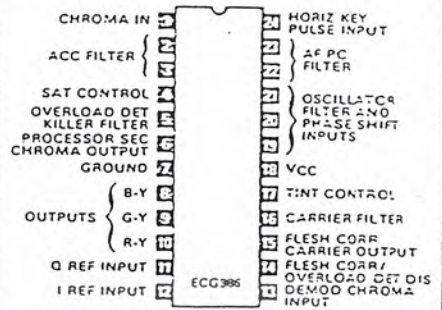
ECG983 14-Pin DIP See Fig. L104
Dual Audio Preamp



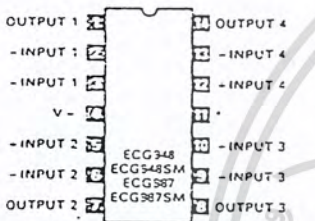
ECG984 16-Pin DIP See Fig. L111.
(16-Pin DIP-Q See Alternate Fig. L113)
TV Video IF, AFT



ECG986 24-Pin DIP See Fig. L122
Chroma Processor and Demod

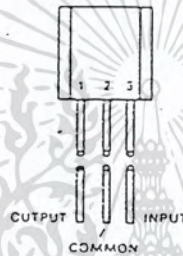


ECG987 14-Pin DIP See Fig. L104
ECG987SM 14-Pin SOIC See Fig. L160
Quad Op Amp



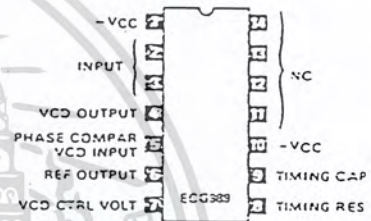
* ECG987, 987SM - Single Supply, Pin 11 = GND

ECG988 TO-92 See Fig. L16
Pos VR, 6.2 V, 100 mA

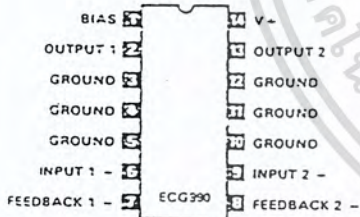


See Voltage Regulator Selector Guide Page 1-157

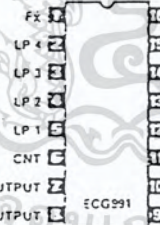
ECG989 14-Pin DIP See Fig. L104
PLL, Gen Purpose



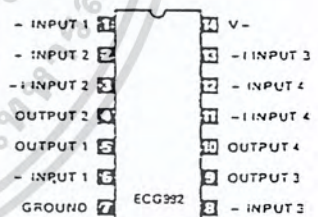
ECG990 14-Pin DIP-W See Fig. L106
Dual AF PO, 2 W



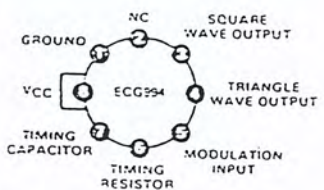
ECG991 16-Pin DIP See Fig. L112
CB PLL, Freq Synthesizer



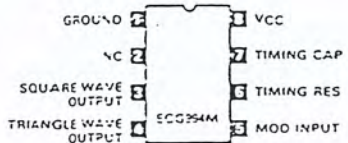
ECG992 14-Pin DIP See Fig. L104
4 Independent Amps, V+ = +32 V Max



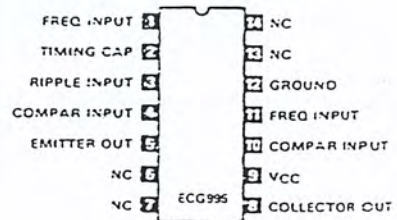
ECG994 8-Pin Can See Fig. L3
General Purpose Voltage Controlled
Oscillator, Function Generator



ECG994M 8-Pin DIP See Fig. L97
General Purpose Voltage Controlled
Oscillator, Function Generator



ECG995 14-Pin DIP See Fig. L104
Frequency to Voltage Converter



Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_C = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

Type	Description and Application	Collector To Base Volts V_{CB0}	Collector To Emitter Volts V_{CE0}	Base to Emitter Volts V_{BE0}	Max. Collector Current I_C Amps	Max. Device Diss. P_D Watts	Freq. in MHz f_t	Current Gain h_{FE}	Package	
									Case	Fig. No.
27	NPN-Si, UHF/VHF Amp, Osc, Mix, IF Amp	35	35	5	50 mA	.250 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	800 min	70 typ	TO-92	T16
28	NPN-Si, RF/IF/Video Amp, Osc, Mix, VHF/UHF	30	15	2	50 mA	.600 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	800 min	20 min	TO-92	T16
29	PNP-Ge, AF Pwr Output	65	45 (CES)	15	7.0	30	22 KHz	80 typ	TO-3	T28
29A	PNP-Si, AF Preamp, Driver Video Amp, Sync Sep.	60	30	5	.8	.800 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	250	150 typ	TO-39	T6
29AP	NPN-Si, AF/RF Amp, Sw	75	40	6	.8	.500 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	300	200 typ	TO-18	T2
29AP	NPN-Si, AF/RF Amp, Driver (Compl to ECG159)	75	40	6	.6	.500 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	300	200 typ	TO-92	T16
29B	NPN-Si, HV Audio Pwr Output	300	300	5	150	20	300	100 typ	TO-66	T25
29BA	PNP-Ge, RF/IF Amp, Osc, Mix	15	15	3	50 mA	300 mW ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	250	40 typ	TO-18	T2
29C	PNP-Ge, Horiz & Vert Defl. Pwr Output	320	320 (CES)	2	10	40	1	15 min	TO-3	T28
29D	NPN-Si, AF Preamp, Driver, Output, Video Amp (Compl to ECG129)	120	80	7	1	1 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	120	90 min	TO-39	T6
29E	NPN-Si, Gen Purp. Amp, Sw (Compl to ECG129P)	100	80	7	1	1 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	100	100 min	TO-237	T17
29F	PNP-Si, AF Preamp, Driver, Output, Video Amp (Compl to ECG128)	90	60	7	1	1 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	120	90 min	TO-39	T6
MCP	Matched Compl Pair-Contains one each ECG128 (NPN) and ECG129 (PNP)									
29G	PNP-Si, Gen Purp. Amp, Sw (Compl to ECG128P)	80	80	7	1	1 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	150	100 min	TO-237	T17
29H	NPN-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG219)	100	60	7	15	1.15	800	40 typ	TO-3	T28
29I	PNP-Ge, AF Pwr Output (Compl to ECG155)	32	20	10	3 peak	6 ($T_C = 63^\circ\text{C}$)	1	110 typ	TC-9	T27
29J	NPN-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG153)	60	60	5	7	50 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	10	60 typ	TO-220	T41
29K	PNP-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG152)	60	60	5	7	50 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	10	60 typ	TO-220	T41
MCP	Matched Compl Pair-Contains one each ECG152 (NPN) and ECG153 (PNP)									
29L	NPN-Si, Video Output Amp	300	300	7	5	1.0 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 7.0 ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	40	60 typ	TO-39	T6
29M	NPN-Ge, AF Pwr Amp (Compl to ECG131)	32	20	10	3 peak	7.5	1	110 typ	TC-9	T27
29N	NPN-Si, HV AF Pwr Amp (Compl to ECG39)	300	300	3	.5	20.8	10	30 min	TO-126	T45
29O	PNP-Ge, AF Pwr Amp	32	32	10	1	1.6	1.5	90 typ	TO-18	T1
29P	PNP-Si, AF Preamp, Driver, Sw (Compl to ECG123AP)	80	80	5	1	.600 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	200	180 typ	TO-92	T16
MCP	Matched Compl Pair-Contains one each ECG123AP (NPN) and ECG159 (PNP)									
29Q	PNP-Ge, RF/IF Amp, Osc, Mix	30	20 (CES)	.5	10 mA	.200 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	400	20 typ	TO-72	T4
29R	NPN-Si, Video IF Amp	45	45 (CES)	4.5	50 mA	.180 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	800	60 typ	TO-72	T4

Package Outlines - See Page 1-78

MCP - Matched pair
 f - Frequency at which common emitter current gain is 70.0% of low frequency gain
 When alternate packages are shown it indicates a change is in progress. Although only one package is available both packages will be shown as long as the obsolete package may be encountered in the field.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_c = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV _{CBO}	Collector To Emitter Volts BV _{CEO}	Base to Emitter Volts BV _{EBO}	Max. Collector Current I _C Amps	Max. Device Diss. P _D Watts	Freq. In MHz f _t	Current Gain h _{FE}	Package	
									Case	Fig. No.
ECG85	NPN-Si, Sw, Gen Purp Amp	70	70 (CES)	4 ✓	4	.6 (T _A = 25°C)	200 min	120 min	TO-92	T16
ECG86	NPN-Si, Hi Gain DC Regulator, Amp	200	150	6	5	50	15	400 min	TO-3	T28
ECG87 ECG87MP*	NPN-Si, Hi Pwr Linear Amp (Compl to ECG88)	250	250 (CEX)	5	10	200	3	20 min	TO-3	T28
ECG88 ECG88MP* ECG88MCP	PNP-Si, Hi Pwr Linear Amp (Compl to ECG87) Matched Compl Pair-Contains one each ECG87 (NPN) and ECG88 (PNP)	250	250 (CEX)	5	10	200	3	20 min	TO-3	T28
ECG89	NPN-Si, Horiz Output with Damper Diode - Page 1-78	1500	600	6	7	50	---	5 min	TO-3	T28
ECG90	NPN-Si, Hi Gain, Gen Purp Amp (Compl to ECG91)	120	120	5	50 mA	.75 (T _A = 25°C)	350	400 min	TO-92M	T18
ECG91	PNP-Si, Hi Gain, Gen Purp Amp (Compl to ECG90)	120	120	5	50 mA	.75 (T _A = 25°C)	150	400 min	TO-92M	T18
ECG92	NPN-Si, Audio Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG93)	200	200	6	15	150	20	120 typ	TB-35	T44-1
ECG93 ECG93MCP	PNP-Si, Audio Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG92) Matched Compl Pair-Contains one each ECG92 (NPN) and ECG93 (PNP)	200	200	6	15	150	20	120 typ	TB-35	T44-1
ECG94	NPN-Si, Gen Purp Pwr DC Regulator	300	300	5	5	100	2.5 min	30 min	TO-3	T28
ECG95	NPN-Si, HV Amp, Sw, Isolated Stud	250	250	6	3	70	40	90 min	TO-59 (Isolated)	T31
ECG96	NPN-Si, Medium Pwr Amp, Sw, Isolated Stud	100	100	6	7	60	30 min	60 min	TO-59 (Isolated)	T31
ECG97	NPN-Si, HV Darlington Pwr Amp, Fast Sw, t _f = .5 μsec	500	400	8	10	150	---	40 min	TO-3	T28
ECG98	NPN-Si, HV Darlington Pwr Amp, Fast Sw, t _f = .6 μsec	700	500	8	20	175	---	40 min	TO-3	T28
ECG99	NPN-Si, HV Darlington Pwr Amp, Fast Sw, t _f = 1 μsec	600	400	8	50	250	---	25 min	TO-3	T28
ECG100	PNP-Ge, RF/IF Amp, Osc, Mix	25	20 (CER)	20	.3	.150 (T _A = 25°C)	5 #	40 typ at 455 KHz	TO-5	T5
ECG101	NPN-Ge, RF/IF Amp, Osc, Mix	25	20 (CER)	20	.3	.150 (T _A = 25°C)	5 #	40 typ at 455 KHz	TO-5	T5
ECG102	PNP-Ge, AF Driver, Preamp, Pwr Output (Compl to ECG103)	30	16 (CER)	20	.3	.150 T _A = 25°C	2	90 typ	TO-5	T5
ECG102A	PNP-Ge, AF Driver, Preamp, Pwr Output (Compl to ECG103A)	32	32 (CES)	12	.5	.900 (T _A = 25°C)	2.3	120 typ	TO-1	T1
ECG103	NPN-Ge, AF Driver, Preamp, Pwr Output (Compl to ECG102)	30	16 (CER)	20	.250	.150 (T _A = 25°C)	2 #	90 typ at 1 KHz	TO-5	T5
ECG103A	NPN-Ge, AF Driver, Preamp, Pwr Output (Compl to ECG102A)	32	32 (CES)	10	.5	.340 (T _A = 25°C)	2.5	105 typ	TO-1	T1
ECG104 ECG104MP*	PNP-Ge, AF Pwr Output	50	35 (CER)	20	7	90	10 KHz #	90 typ	TO-3	T28
ECG105	PNP-Ge, AF Pwr Output	50	35 (CER)	20	15	100	10 KHz #	90 typ	TO-36	T29
ECG106	PNP-Si, RF/IF Amp, Osc, Mix	35	15	1	75 mA	.250 (T _A = 25°C)	500	20 min	TO-18	T2

Notes: * MP - Matched pair

Package Outlines - See Page 1-78

Frequency at which common emitter current is 70.0% of low frequency gain

• When alternate packages are shown it indicates a change is in progress. Although only one package is available both packages will be shown as long as the obsolete package may be encountered in the field.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_C = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV_{CBO}	Collector To Emitter Volts BV_{CEO}	Base to Emitter Volts BV_{EBO}	Max. Collector Current I_C Amps	Max. Device Diss. PD Watts	Freq. in MHz f_t	Current Gain h_{FE}	Package	
									Case	Fig. No.
ECG162	NPN-Si, Vert Defl	500	300	5	3 cont. 10 peak	100	---	20 min	TO-3	T28
ECG163A	NPN-Si, Horiz Defl	700	700 (CEV)	5	10 peak	100	---	10	TO-3	T28
ECG164	NPN-Si, Vert Defl	1500	700 (CER)	5	1	50	.5 min	20	TO-3	T28
ECG165	NPN-Si, Horiz Defl	1500	1400 (CES)	5	5	50	---	5	TO-3	T28
ECG171	NPN-Si, AF/Video Amp (Compl to ECG296)	300	300	5	.5	10	75	40 min	TO-202	T38
ECG172A	NPN-Si, Darlington AF Preamp, Medium-Speed Sw.	40	40	12	.3	.400 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	60	7000 min	TO-92	T16*
ECG175	NPN-Si, AF Pwr Amp	500	300	6	3	40	10	50 typ	TO-66	T25
ECG176	PNP-Ge, AF Pwr Amp	25	25	6	2	6	700	110 typ	TO-39	T6
ECG179 ECG178MP*	PNP-Ge, AF Pwr Amp	90	90	2	25	106	.35 min	55 typ	TO-3	T28
ECG180 ECG180MCP	PNP-Si, AF Amp (Compl to ECG181) Matched Compl Pair-Contains one each ECG181 (NPN) and ECG180 (PNP)	100	100 (CER)	4	30	200	2 min	25 min	TO-3	T28
ECG181 ECG181MP*	NPN-Si, AF Amp (Compl to ECG180)	100	100 (CER)	4	30	200	2 min	25 min	TO-3	T28
ECG182	NPN-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG183)	100	80	4	10	90	2	30 min	TO-127	T46
ECG183	PNP-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG182)	100	80	4	10	90	2	30 min	TO-127	T46
ECG184 ECG184MP*	NPN-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG185)	80	80	5	4	40	2	30 min	TO-126	T45
ECG185 ECG185MCP	PNP-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG184) Matched Compl Pair-Contains one each ECG184 (NPN) and ECG185 (PNP)	80	80	5	4	40	2	30 min	TO-126	T45
ECG186	NPN-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG187)	70	60	5	3	12.5	50	80 typ	TO-202	T38
ECG186A	NPN-Si, AF Pwr Amp, Driver (Compl to ECG187A)	50	50	5	3	10	150	80 min	TO-202M	T39
ECG187	PNP-Si, AF Pwr Amp, Hi Speed Sw (Compl to ECG186)	70	60	5	3	12.5	50	80 typ	TO-202	T38
ECG187A	PNP-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG186A)	50	50	5	3	10	150	80 min	TO-202M	T39
ECG188	NPN-Si, AF Driver, Pwr Amp (Compl to ECG189)	80	80	4	2	10	50	80 typ	TO-202N	T36
ECG189	PNP-Si, AF Driver, Pwr Amp (Compl to ECG188)	80	80	4	2	10	50	80 typ	TO-202N	T36
ECG190	NPN-Si, AF Pwr Amp, Horiz Driver	180	180	5	1	10	100	40 min	TO-202N	T36
ECG191	NPN-Si, HV AF Amp, HV Video Amp (Compl to ECG240)	300	300	6	.5	10	60	40 min	TO-202N	T36
ECG192	NPN-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG193)	70	70 (CES)	5	1	.700 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 1 ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	120 min	150 typ	TO-92HS	T21
ECG192A	NPN-Si, AF PO (Compl to ECG193A)	70	70 (CES)	5	.5	.6 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)	120	120 min	T-16HS	T22*
ECG193	PNP-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG192)	70	70 (CES)	5	1	.700 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) 1 ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	120 min	150 typ	TO-92HS	T21

Notes: * MP - Matched pair

‡ Frequency at which common emitter current gain is 70.0% of low frequency gain

• When alternate packages are shown it indicates a change is in progress. Although only one package is available both packages will be shown as long as the obsolete package may be encountered in the field.

Package Outlines - See Page 1-78

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับว่าผูกพันหรือเป็นข้อผูกมัดในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Transistors (cont'd) (Maximum Ratings at $T_C = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Noted)

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV _{CB0}	Collector To Emitter Volts BV _{CEO}	Base to Emitter Volts BV _{EB0}	Max. Collector Current I _C Amps	Max. Device Diss. P _D Watts	Freq. In. MHz f _c	Current Gain h _{FE}	Package	
									Case	Fig. No.
ECG290A ECG290AMCP	PNP-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG289A) Matched Compl Pair-Contains one each ECG289A (NPN) and ECG290A (PNP)	100	80	5	.5	.500 (T _A = 25°C)	120	100 min	TO-92	T16
ECG291	NPN-Si, Pwr Amp, Sw (Compl to ECG292)	130	120	5	4	40	4 min	75 typ	TO-220	T41
ECG292 ECG292MCP	PNP-Si, Pwr Amp, Sw (Compl to ECG291) Matched Compl Pair-Contains one each ECG291 (NPN) and ECG292 (PNP)	130	120	5	4	40	4 min	75 typ	TO-220	T41
ECG293 ECG293MP*	NPN-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG294)	60	50	5	1	1 (Heat Sink) .75 (T _A = 25°C)	200	120 min	T-16	T20
ECG294	PNP-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG293)	60	50	5	1	1 (Heat Sink) .75 (T _A = 25°C)	200	120 min	T-16	T20
ECG295	NPN-Si, RF Output/Driver	75	40	5	1	5	150 min	20 min	TO-126	T45
ECG297 ECG297MP*	NPN-Si, AF Driver, Pwr Amp (Compl to ECG298)	80	80	5	1 peak	.75 (T _A = 25°C)	120	130 min	T-16	T20
ECG298	PNP-Si, AF Driver/Pwr Amp (Compl to ECG297)	80	80	5	1 peak	.75 (T _A = 25°C)	120	130 min	T-16	T20
ECG300 ECG300MP*	NPN-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG307)	50	40	5	1.5	7	70	90 min	TO-202	T38
ECG302	NPN-Si, RF Driver/Pwr Amp	100	50	6	1.5 peak	8	80	200 min	TO-202J	T37
ECG304A	Transistor Kit See Page 1-54	---	---	---	---	---	---	---	---	---
ECG306	NPN-Si, RF Driver/Pwr Amp	100	50	6	1.5 peak	8	80	200 min	TO-202J	T37
ECG307	PNP-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG300)	50	40	5	1.5	7	70	90 min	TO-202	T38
ECG311	NPN-Si, VHF/UHF Osc, Amp, Driver	55	30	3.5	4	5	800 min	25 min	TO-39	T6
ECG312	See FET Selector Guide Page 1-57	---	---	---	---	---	---	---	---	---
ECG313	NPN-Si, VHF Tuner, RF Amp	30	30	4	20 mA	.15 (T _A = 25°C)	400 min	25 min	RF-15	T49
ECG315	NPN-Si, RF Driver	100	50	6	1	.75 (T _A = 25°C)	80	200 typ	SC-51	T19
ECG316	NPN-Si, Lo Noise UHF Amp (NF 4.5 dB max, 450 MHz)	30	15	3.5	50 mA	.200 (T _A = 25°C)	1400	25 min	TO-72	T4
ECG317	NPN-Si, RF Pwr Output (P _O 70 W, 30 MHz)	36	36 (CES)	4	15	220	---	10 min	RF-50F	T58
ECG318	NPN-Si, RF Pwr Output (P _O 50 W, 30 MHz)	36	36 (CES)	4	6	80	---	5 min	RF-50F	T58
ECG319P	NPN-Si, AGC Controlled IF Amp (Includes Metal Shield)	40	30	4	50 mA	.5 (T _A = 25°C)	300 min	35 typ	TO-92	T16
ECG320	NPN-Si, RF Pwr Output (P _O 40 W, 175 MHz)	36	36 (CES)	4	6	80	200 min	5 min	RF-50SS	T55
ECG320F	NPN-Si, RF Pwr Out (P _O 40 W, 175 MHz)	36	18	4	6	80	200 min	5 min	RF-38F	T57
ECG321	NPN-Si, Horiz Defl	1600	700	5	1.5	15 (T _C = 25°C)	---	1.5 min	TO-66	T25
ECG323	PNP-Si, AF Pwr Amp (Compl to ECG324)	120	100	5	2	1 (T _A = 25°C)	30	50 min	TO-39	T6

Notes: * MP - Matched pair

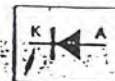
Package Outlines - See Page 1-78

Frequency at which common emitter current gain is 70.0% of low frequency gain

• When alternate packages are shown it indicates a change is in progress. Although only one package is available both packages will be shown as long as the obsolete package may be encountered in the field.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

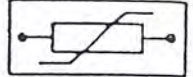
Diodes and Rectifiers (General Purpose)



ECG Type	Description		Peak Reverse Voltage -PRV Max V	Average Rectified Forward Current IO Max	Forward Current Repetitive Peak IFRM Max	Reverse Recovery Time trr	Forward Voltage Drop Max VF	AFC	Fast Sw	Gen Purp	Fast Recovery	Fig. No.
ECG109	Gen Purp	Ge	100	200 mA	—	—	—			•		Z2
ECG110A	Gen Purp	Ge	40	50 mA	150 mA	—	—			•		Z2
ECG110MP	Matched Diode Pair	Ge	30	15 mA at 60°C	—	—	—	•		•		Z2
ECG112	UHF Mixer (Schottky)	Si	5	25 mA	—	—	.5 at 60 mA					Z4
ECG113A	Common Cathode Dual Diode, Center Tap, TV Horiz	Si	100	1.5 A	—	—	0.95 V at 1 A	•		•		Z15
ECG114	Series Dual Diodes, TV Horiz	Se	20	min 1.1 mA	—	—	—	•		•		Z12
ECG115	Common Anode Dual Diode, TV Horiz, AFC	Se	20	min 1.1 mA	—	—	—	•		•		Z12
ECG116	Gen Purp Rect	Si	600	1 A	—	—	0.8 V at 1 A			•		Z3
ECG117A	Gen Purp Rect, Metal Case	Si	1000	1.5 A	—	—	0.9 V			•		Z10
ECG120	Color TV Convg Rect	Se	18	65 mA	—	—	—			•		Z17
ECG125	Gen Purp Rect	Si	1000	2.5 A at 25°C Lead Temp	—	—	0.8 V at 1 A			•		Z3
ECG156	Gen Purp Rect	Si	1000	3 A	—	—	1.1 V at 1.5 A			•		Z6
ECG177	Fast Sw, Det, etc.	Si	200	160 mA	250 mA	50 ns	1.0 V at 100 mA			•		Z4
ECG178MP	Matched Diode Pair, AFC, AFT, etc.	Si	50	75 mA	100 mA	—	1.0 V at 5 mA	•				Z5
ECG506	Sw, Fast Recovery, Bst Damper, Blanking	Si	1400	2 A	3.5 A	500 ns	1.0 V at 1 A			•	•	Z6
ECG507	Gen Purp Rect, Gating, Centering	Si	50	250 mA	—	3 μ s	1.0 V at 1 A			•		Z6
ECG515	Sw, Fast Recovery, SCR Defl Clamp	Si	800	3 A	9 A	1.3 μ s	1.3 V at 4 A			•	•	Z8
ECG519	Fast Sw Diode	Si	100 (BV)	200 mA	450 mA	4 ns	1.0 V at 10 mA			•		Z4
ECG525	Sw, Fast Recovery, Damper	Si	2000	1 A	—	500 ns (Fwd Rec)	2 V at 2 A			•	•	Z6A
ECG551	Sw, Fast Recovery, Damper, Metal Case	Si	1500	1 A	—	1 μ s	1.5 V at 2 A			•	•	Z9
ECG552	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si	600	1 A	—	200 ns	1.5 V at 250 mA			•	•	Z3
ECG558	Gen Purp Rect, Fast Recovery, HV	Si	1500	1 A	—	250 ns	1.2 V			•	•	Z3
ECG569	Fast Sw, Soft Recovery	Si	600	3 A	100 A	200 ns	1.1 V			•	•	Z6A
ECG576	Sw, Ultra Fast Recovery	Si	400	5 A	150 A	35 ns	1.25 V at 5 A			•	•	Z6A
ECG577	Sw, Fast Recovery, HV	Si	1000	5 A	200 A	70 ns	1.7 V at 5 A			•	•	Z6A
ECG578	Schottky Barrier Rect	Si	90	1 A	50 A	—	.8 V at 1 A			•	•	Z3
ECG579	Schottky Barrier Rect	Si	90	3 A	150 A	—	.8 V at 3 A			•	•	Z6A
ECG580	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si	600	3 A	Single Surge 100 A	250 ns	1.3 V at 3 A			•	•	Z1A
ECG581	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si	400	8 A	Single Surge 150 A	200 ns	1.2 V at 3 A			•	•	Z41A
ECG582	TV Damper	Si	6000	300 mA	Single Surge 100 A	300 ns	8.0 V at 100 mA				•	Z17A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Overvoltage Transient Suppressors Metal Oxide Varistors (MOV)



ECG Type	Maximum Voltage			Nominal Varistor Voltage V _{NOM} (Volts)	Energy W _{TM} (Joules)	Peak Current I _{TM} (Amps)	Transient Power Dissipation P _D (Watts)	Figure No.
	RMS V _{ACM} (Volts)	DC V _{DCM} (Volts)	Clamping V _{CL} (Volts)					
G1V010	10	14	42	18	.8	250	.25	S11-1
G2V010	10	14	39	18	3.5	1000	.6	S11-2
G1V014	14	18	47	22	.9	250	.25	S11-1
G2V014	14	18	43	22	4.0	1000	.6	S11-2
G1V015	15	20	52	24	1.0	250	.25	S11-1
G2V015	15	20	48	24	4.5	1000	.6	S11-2
G1V017	17	22	57	27	1.2	250	.25	S11-1
G2V017	17	22	53	27	5.0	1000	.6	S11-2
G1V020	20	26	68	33	1.2	250	.25	S11-1
G2V020	20	26	64	33	5.0	1000	.6	S11-2
G1V025	25	30	77	39	1.5	250	.25	S11-1
G2V025	25	30	73	39	10.0	1000	.6	S11-2
G1V030	30	37	93	47	1.8	250	.25	S11-1
G2V030	30	37	89	47	10.0	1000	.6	S11-2
G1V035	35	45	107	56	2.2	250	.25	S11-1
G2V035	35	45	103	56	10.0	1000	.6	S11-2
G1V040	40	55	129	68	2.5	250	.25	S11-1
G2V040	40	55	125	68	10.0	4000	.6	S11-2
G1V050	50	65	152	82	3.0	250	.25	S11-1
G2V050	50	65	147	82	10.0	1000	.6	S11-2
G1V060	60	85	175	100	3.0	250	.25	S11-1
G2V060	60	85	165	100	20.0	4500	.6	S11-2
G1V075	75	100	195	120	5.0	250	.25	S11-1
G2V075	75	100	195	120	20.0	4500	.6	S11-2
G1V095	95	125	245	150	6.0	250	.25	S11-1
G2V095	95	125	245	150	25.0	4500	.6	S11-2
G1V115	115	153	295	171	9.0	250	.25	S11-1
G2V115	115	153	300	171	30.0	4500	.6	S11-2
G1V130	130	175	340	208	10.0	250	.25	S11-1
G2V130	130	175	340	208	35	4500	.6	S11-2
G524V13	130	175	340	208	70	6500	1.0	S11
G1V150	150	200	395	240	11	250	.25	S11-1
G2V150	150	200	395	240	40	4500	.6	S11-2
G524V15	150	200	395	240	80	6500	1.0	S11
G1V175	175	225	440	270	12	250	.25	S11-1
G524V17	175	225	440	270	90	6500	1.0	S11
G1V250	250	330	650	390	17	1200	.25	S11-1
G2V250	250	330	650	390	70	4500	.6	S11-2
G524V25	250	330	650	390	130	6500	1.0	S11
G1V275	275	350	700	430	20.0	1200	.25	S11-1
G2V275	275	350	700	430	75.0	4500	.6	S11-2
G524V27	275	350	700	430	140	6500	1.0	S11
G1V300	300	385	765	470	20.0	1200	.25	S11-1
G2V300	300	385	765	470	80.0	4500	.6	S11-2
G524V30	300	385	765	470	150	6500	1.0	S11
G2V420	420	560	1110	680	90.0	4500	.6	(S11-2)
G524V42	420	560	1110	680	160	6500	1.0	S11
G2V480	480	640	1240	750	105	4500	.6	S11-2
G524V48	480	640	1240	750	180	6500	1.0	S11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Silicon Controlled Rectifiers (SCR)

Phase Control - SCR



VDRM	IT RMS - All Conduction Angles												IT Max Forward Current (Amps)						IT Ave - Conduction Angle = 180°					
	RMS	.8 A		3 A		4 A		5 A		*7 A		8 A		10 A										
	Av.	.5 A		1.9 A		2.5 A		3.2 A		4.3 A		5.1 A		6.2 A										
30	ECG5400				ECG5411		ECG5452																	
50							ECG5453		ECG5470				ECG5442		ECG5481									
60	ECG5401				ECG5412																			
100	ECG5402				ECG5413		ECG5454		ECG5471						ECG5482									
200	ECG5404		ECG5408		ECG5414		ECG5455		ECG5472		ECG5511		ECG5427		ECG5444		ECG5483		ECG5417					
400	ECG5405		ECG5409		ECG5415		ECG5457		ECG5474		ECG5512		ECG5428		ECG5437		ECG5445		ECG5485		ECG5418		ECG5426	
600	ECG5406		ECG5410		ECG5416		ECG5458		ECG5476		ECG5513		ECG5429		ECG5438		ECG5448		ECG5487		ECG5419			
IGT Min	200 μ A #		10 mA #		200 μ A #		200 μ A #		10 mA #		15 mA #		15 mA #		200 μ A #		30 mA #		20 mA		15 mA		200 μ A #	
VGT Max (V)	0.8		1.5		1.0		0.8		1.5		2.0		1.5		1.5		1.5		1.5		1.5		0.8	
ISurge (A)	6.0		30		25		20		100		60		100		100		80		100		100		100	
IHold Min (mA)	5.0		20		5.0		3.0		25		20		20		6.0		40		25		30		3.0	
VGFM (V)	8.0		10		6.0		6.0		6.0		10		6.0		5.0		6.0		10		5.0		5.0	
VGRM (V)	8.0		10		6.0		6.0		6.0		5.0		6.0		5.0		6.0		10		5.0		5.0	
VF on (V) Max	1.7		1.6		2.0		2.2		2.0		2.8		2.6		2.0		1.5		1.3		1.6		1.6	
PG Av (W)	.01		0.3		0.1		0.1		0.5		0.5		0.5		0.5		0.5		0.5		0.5		0.5	
Operating Temp. Tj °C	-65 to +125		-40 to +125		-40 to +110		-40 to +110		-40 to +110		-65 to +100		-40 to +110		-40 to +100		-40 to +100		-40 to +110		-40 to +110		-40 to +110	
dv/dt (Typ) V/ μ sec	30		30		10		10		50		200		100		10		50		50		20		20	
Fig. No.	Z36		Z35		Z38		Z40		Z48		Z42		Z35		Z41		Z39		Z48		Z41		Z41	
Package	TO-92		TO-5M		TO-126		TO-202		TO-64		TO-66		TO-5M		TO-220		TO-127		TO-64		Isolated Tab TO-220		Isolated Tab TO-220	

Return Gate to Cathode through 1000 ohms minimum.

* If ITRMS exceeds 4 A, anode connection must be made to case.

Package Outlines - See Page 1-112

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$ unless otherwise noted
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, $4.75V \leq V_{CC} \leq 5.25V$, $-40^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CONTROL INPUTS						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage		$V_{CC} - 1.5$			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 15V$			1.0	μA
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 0$	-1.0			μA
I_{CC}	Supply Current	$f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$		0.3	3.0	mA
DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)						
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$	$V_{CC} - 0.4$			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$			0.45	V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$			0.45	V
I_{OUT}	TRI-STATE Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$			3	μA μA

Electrical Characteristics

Timing Specifications $V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V$, $V_{REF(-)} = GND$, $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$ and $T_A = 25^{\circ}C$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{WS}	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_{WALE}	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_s	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_H	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_D	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	μS
t_{H1}, t_{H0}	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_{1H}, t_{0H}	OE Control to Hi-Z	$C_L = 10 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_c	Conversion Time	$f_c = 640 \text{ kHz}$, (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	μS
f_c	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
t_{EOC}	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		$8 + 2 \mu S$	Clock Periods
C_{IN}	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance	At TRI-STATE Outputs, (Note 12)		10	15	pF

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to GND and has a typical breakdown voltage of $7 V_{CC}$.

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute $0V_{CC}$ to $5V_{CC}$ input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of $4.900 V_{CC}$ over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 4). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Note 8: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

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

Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin	-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)
Except Control Inputs	
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	-0.3V to +15V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	875 mW
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Molded Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 11)	400V

Operating Conditions (Notes 1 & 2)

Temperature Range (Note 1)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0808CJ	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0809CCN	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
ADC0808CCV, ADC0809CCV	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
Range of V_{CC} (Note 1)	4.5 V_{DC} to 6.0 V_{DC}

Electrical Characteristics

Converter Specifications: $V_{CC} = 5$ $V_{DC} = V_{REF+}$, $V_{REF(-)} = \text{GND}$, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ and $f_{CLK} = 640$ kHz unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ADC0808	Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C T_{MIN} to T_{MAX}			$\pm \frac{1}{2}$ $\pm \frac{3}{4}$	LSB LSB
ADC0809	Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C T_{MIN} to T_{MAX}			± 1 $\pm 1\frac{1}{4}$	LSB LSB
	Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5		k Ω
	Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(-)	GND-0.10		$V_{CC} + 0.10$	V_{DC}
$V_{REF(+)}$	Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		V_{CC}	$V_{CC} + 0.1$	V
$\frac{V_{REF(+)} + V_{REF(-)}}{2}$	Voltage, Center of Ladder		$V_{CC}/2 - 0.1$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2 + 0.1$	V
$V_{REF(-)}$	Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0		V
I_{IN}	Comparator Input Current	$f_c = 640$ kHz, (Note 6)	-2	± 0.5	2	μA

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ unless otherwise noted
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, $4.75V \leq V_{CC} \leq 5.25V$, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ANALOG MULTIPLEXER						
$I_{OFF(+)}$	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$, $V_{IN} = 5V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ T_{MIN} to T_{MAX}		10	200 1.0	nA μA
$I_{OFF(-)}$	OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$, $V_{IN} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ T_{MIN} to T_{MAX}	-200 -1.0	-10		nA μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADC0808/ADC0809 8-Bit μ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer

General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8 single-ended analog signals.

The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE[®] outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

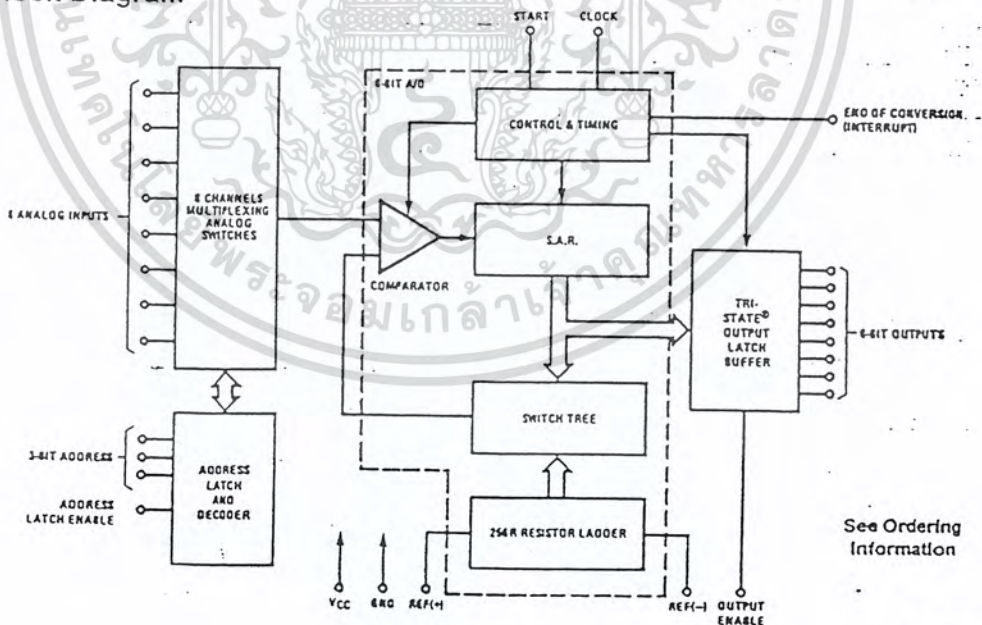
Features

- Easy interface to all microprocessors
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC} or analog span adjusted voltage reference
- No zero or full-scale adjust required
- 8-channel multiplexer with address logic
- 0V to 5V input range with single 5V power supply
- Outputs meet TTL voltage level specifications
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package
- ADC0808 equivalent to MM74C949
- ADC0809 equivalent to MM74C949-1

Key Specifications

■ Resolution	8 Bits
■ Total Unadjusted Error	$\pm \frac{1}{2}$ LSB and ± 1 LSB
■ Single Supply	5 V _{DC}
■ Low Power	15 mW
■ Conversion Time	100 μ s

Block Diagram



See Ordering Information

TU/H/5672-1