

แหล่งจ่ายไฟสำรองแบบออนไลน์และสแตบิลไลเซอร์

ONLINE AND STABILIZER UNINTERRUPTABLE POWER SUPPLY



โดย



นาย ธานีรัชย์ เหมือนจินดา 42015221

นาย เรืองฤทธิ์ พลจันทร์ 42015231

นาย อวิรุทธ์ พิ้วขาว 42015249

ปริญญานิพนธ์เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

11/11/2544
15/11/2544

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

รายงานปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 46238
วัน, เดือน, ปี 21 ส.ค. 2546

บ.....
ค.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1557

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสำรองแบบออนไลน์และสเทเบิลไลชเชอร์



ผู้จัดทำ

นาย ธนัฐชัย เหมือนจินดา

นาย เรืองฤทธิ์ พลจันทิก

นาย อวิรุทธิ์ ผิวขาว

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. สุชาติ คุณทวีเทพ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสำรองแบบออนไลน์และสแตทิลไอโซเชอร์

ธนัฐชัย เหมือนจินดา

เริงฤทธิ์ พลจันทร์

อวิรุทธิ์ ผิวขาว

ผศ. สุชาติ คุณทวีเทพ ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการทำรายงานเกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟสำรองชนิด 1 เฟส ขนาดพิกัด 500 VA โดยอาศัยการสร้างสัญญาณจากวงจรหารความถี่ เป็นตัวสร้างสัญญาณไฟฟ้าสลับในวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์จะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นภาค Power Output และใช้หลักการมอดูเลตสัญญาณได้สัญญาณชายน้อออกมา การทำงานของ UPS ในสภาวะปกติ MCS 51 จะคอนโทรลให้ไฟ AC line (Input) มาจ่ายให้กับโหลดโดยตรง ในสภาวะไฟตก, ไฟดับ, ไฟเกิน MCS 51 จะคอนโทรลให้อินเวอร์เตอร์นำไฟจากแบตเตอรี่มาสร้างสัญญาณชายน้อจ่ายให้กับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ONLINE AND STABILIZER UNINTERRUPTABLE POWER SUPPLY

MR. Tanutchai Maungjida

MR. Rerngrit Polchantuk

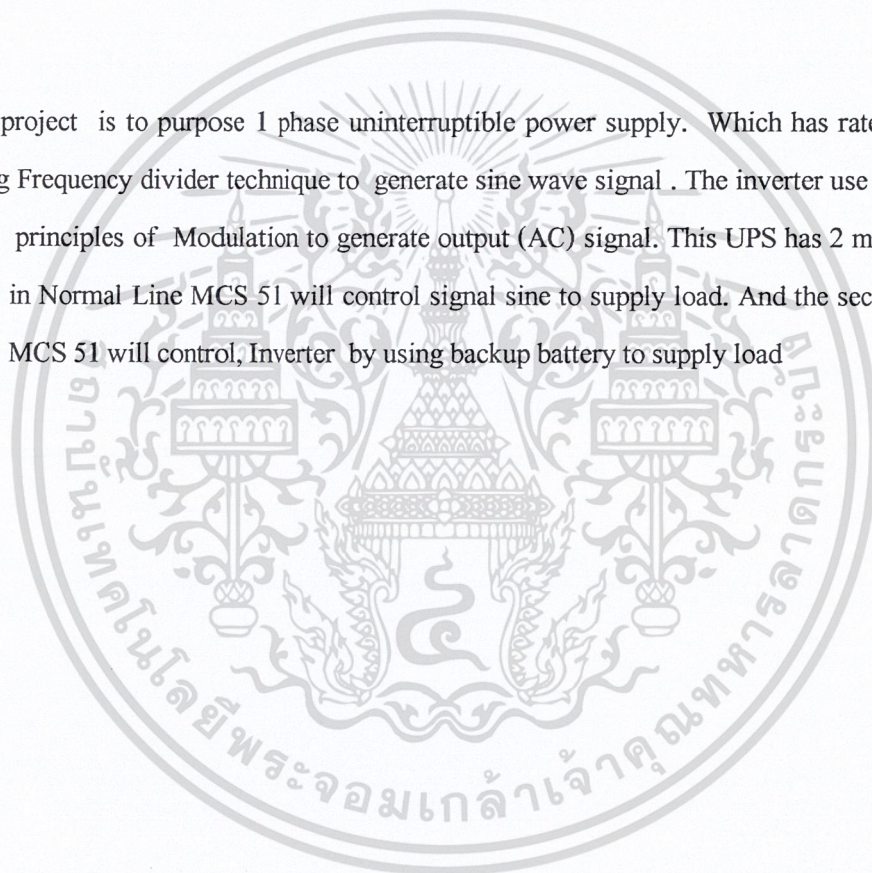
MR. Avirut Piwkaw

Assist Prof. Suchart Khuntaweetep Adviser

Academic year 2001

Abstract

This project is to purpose 1 phase uninterruptible power supply. Which has rated 500 VA. By using Frequency divider technique to generate sine wave signal . The inverter use power transistor and principles of Modulation to generate output (AC) signal. This UPS has 2 mode of working, first in Normal Line MCS 51 will control signal sine to supply load. And the second in fail condition MCS 51 will control, Inverter by using backup battery to supply load



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
สารบัญรูปภาพ	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ชนิดของแหล่งจ่ายไฟสำรอง(UPS)	3
1.1.1 แหล่งกำเนิดกำลังหมุน(DYNAMIC UPS)	3
1.1.2 ระบบสแตติก UPS (STATIC UPS)	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชัน	5
2.1 รูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มแบบ 2 ระดับและแบบ 3 ระดับ	5
2.2 การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็ม	6
2.3 การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มแบบเนเทอร์รอด	7
บทที่ 3 อินเวอร์เตอร์	9
3.1 ชนิดของอินเวอร์เตอร์	10
3.1.1 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว(Single Phase Inverter)	10
3.1.2 อินเวอร์เตอร์สามเฟส (Three Phase Inverter)	11
3.2 การควบคุมการทำงานอุปกรณ์สวิทซ์ซิ่ง	12
3.2.1 สัญญาณ Pulse Width Modulation	12
3.2.1.1 Single-Pulse Width-Modulation	13
3.2.1.2 Multiple-Pulse-Width Modulation	14
3.2.1.3 Sinusoidal-Pulse-Width Modulation	14
3.3 ทรานซิสเตอร์กำลัง (Power Bipolar Junction Transistor)	15
3.3.1 โครงสร้างพื้นฐานของทรานซิสเตอร์กำลัง	15
3.3.2 คุณลักษณะสภาวะคงตัว (Steady State)	16
3.3.3 การทำงานของทรานซิสเตอร์	17
3.3.4 คุณลักษณะสวิทซ์ซิ่ง (Switching Characteristic)	21
3.3.5 พื้นที่การใช้งานที่ปลอดภัย (Safe Operation Areas SOA)	22
3.3.5.1 Forward Biased Operating Area)	22
3.3.5.2 RBSOA (Reverse Bias Operating Areas)	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
3.3.5.3 Power Derating	24
บทที่ 4 โครงสร้างภายในของ MCS-51 และการเขียนโปรแกรมเบื้องต้น	27
4.1 คุณสมบัติทั่วไปของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	27
4.2 โครงสร้างภายนอกของ MCS-51	28
4.3 โครงสร้างภายในของ MCS-51	32
4.4 การเขียนโปรแกรมภาษาแอสเซมบลี	37
4.5 การจัดสรรหน่วยความจำบน MCS-51 บอร์ด	39
บทที่ 5 เครื่องชาร์จแบตเตอรี่ (BATTERY CHARGER)	42
5.1 แบตเตอรี่ (BATTERY)	42
5.2 หลักการทำงานเบื้องต้นของวงจรชาร์จแบตเตอรี่	46
บทที่ 6 การออกแบบ	50
6.1 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟสำรองแบบออนไลน์และสแตบิลไลเซอร์	48
6.1.1 บล็อกไดอะแกรม	48
6.2 บล็อกไดอะแกรมของส่วนอินเวอร์เตอร์	48
6.3 การทำงานของวงจร	49
6.4 วงจรควบคุมการสับสวิตช์	55
6.5 วงจรจำกัดอุณหภูมิ	56
6.6 วงจรเช็คสถานะไฟไลน์	58
6.7 หม้อแปลง	60
6.8 วงจรกรองสัญญาณ	61
6.9 โพรเซสเซอร์	63
บทที่ 7 ผลการทดลอง	66
บทที่ 8 สรุปผลและวิจารณ์	80
กิตติกรรมประกาศ	82
หนังสืออ้างอิง	83
ภาคผนวก	84

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 1.1 แสดงการแปลสภาพของกระแส	2
รูปที่ 1.2 ระบบที่ใช้มอเตอร์เป็นต้นกำลัง	3
รูปที่ 1.3 แหล่งจ่ายไฟสำรอง	4
รูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นพีคดับทิวเอ็ม ก)แบบ 2 ระดับ ข)แบบ 3 ระดับ	5
รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นพีคดับทิวเอ็ม ในวงจร 3 เฟสพีคดับทิวเอ็มอินเวอร์เตอร์	6
รูปที่ 2.3 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพีคดับทิวเอ็ม โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ	7
รูปที่ 2.4 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแซมปลิงชนิด 2 ระดับ	8
รูปที่ 2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแซมปลิงชนิด 3 ระดับ	8
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นการทำงานของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว	10
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นการทำงานของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว	12
รูปที่ 3.3 แสดงรูปคลื่นพีคดับทิวเอ็มชนิด Single-Pulse Width Modulation	13
รูปที่ 3.4 แสดงรูปคลื่นพีคดับทิวเอ็มชนิด Multiple-Pulse Width Modulation	14
รูปที่ 3.5 ส่วนประกอบของทรานซิสเตอร์	16
รูปที่ 3.6 กราฟคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์	17
รูปที่ 3.7 a)แบบจำลองของทรานซิสเตอร์ b) ประจุที่ร่อยต่อ	18
รูปที่ 3.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง I_c กับ β	19
รูปที่ 3.9 การถ่ายเทประจุที่ร่อยต่อทรานซิสเตอร์	20
รูปที่ 3.10 คุณลักษณะสวิตซ์ซึ่งสถานะ เทิร์น ออน	21
รูปที่ 3.11 คุณลักษณะสวิตซ์ซึ่งสถานะ เทิร์น ออฟ	22
รูปที่ 3.12 กราฟ FBSOA	23
รูปที่ 3.12 กราฟ RBSOA	23
รูปที่ 4.1 แสดงการจัดตำแหน่งขาต่างๆของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS 51	27
รูปที่ 4.2แสดงโครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS 51	30
รูปที่ 4.3 แสดงการจัด โครงสร้างของหน่วยความจำ	32
รูปที่ 4.4 แสดงการจัดหน่วยความจำและตำแหน่งของรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษ	33
รูปที่ 4.5 แสดงกระบวนการต่างๆที่เกิดขึ้นจากซอร์สโค้ดที่เขียนบนเครื่องพีซี จนเป็น ออปเจ็คต์โค้ดซึ่งถูก โหลดมาเก็บไว้ในหน่วยความจำ	36
รูปที่ 4.6 แผนที่แสดงการจัดแบ่งช่วงแอดเดรสใช้งานของแรมภายใน	39
รูปที่ 5.1 แสดง โครงสร้างของแบตเตอรี่แบบกรด-ตะกั่ว	40

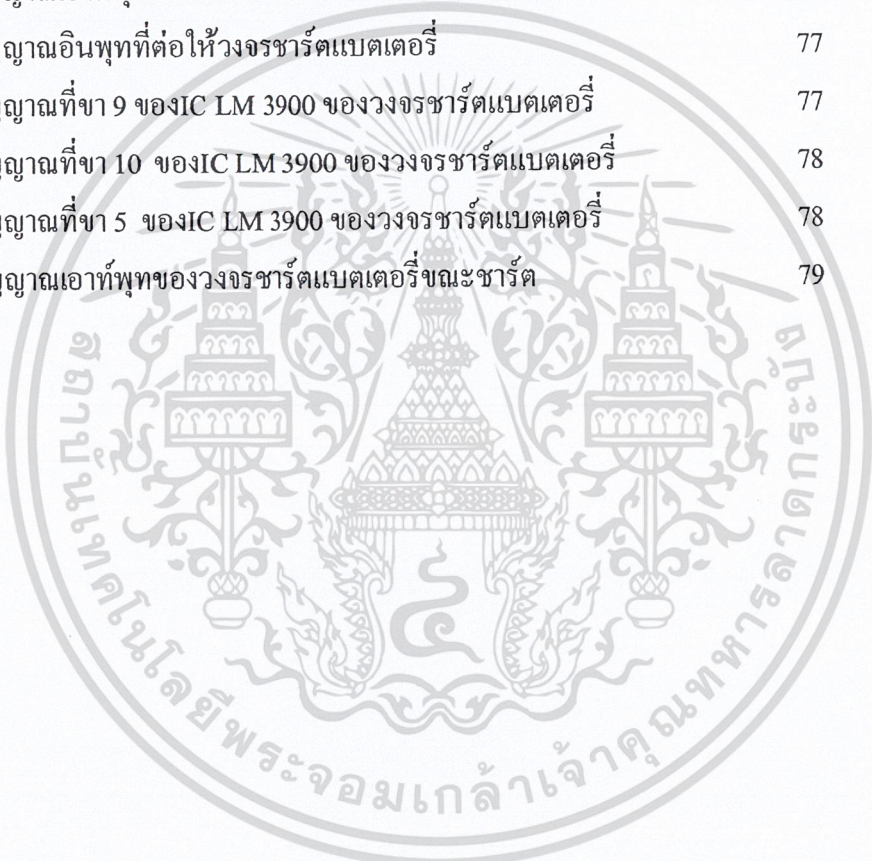
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.2 ปฏิกริยาในแบตเตอรี่	41
รูปที่ 5.3 โครงสร้างของแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรดที่มีการปิดผนึก	42
รูปที่ 5.4 แสดงการชาร์จแบตเตอรี่	43
รูปที่ 5.5 แสดงคุณสมบัติของแบตเตอรี่	44
รูปที่ 5.6 แสดงบล็อกไดโอดแกรมเบื้องต้นของวงจรชาร์จแบตเตอรี่	45
รูปที่ 5.7 วงจรเครื่องชาร์จแบตเตอรี่	47
รูปที่ 6.1 บล็อกไดโอดแกรมของแหล่งจ่ายไฟสำรองแบบออนไลน์และสเทบิลไลเซอร์	48
รูปที่ 6.2 บล็อกไดโอดแกรมของส่วนอินเวอร์เตอร์	49
รูปที่ 6.3 วงจรรวมของอินเวอร์เตอร์	52
รูปที่ 6.4 วงจรส่วนเพาเวอร์	53
รูปที่ 6.5 วงจรส่วนควบคุมและวงจรเช็คสถานะไฟไลน์	54
รูปที่ 6.6 วงจรควบคุมการสับสวิทช์	55
รูปที่ 6.7 วงจรจำกัดอุณหภูมิ	56
รูปที่ 6.8 การแปลงแรงดันของหม้อแปลง	60
รูปที่ 6.9 วงจรกรองสัญญาณ	61
รูปที่ 6.10 วงจรเช็คสถานะไฟไลน์	62
รูปที่ 6.11 ไฟร์ชาร์ตของส่วนโปรแกรมหลัก	64
รูปที่ 6.11 ไฟร์ชาร์ตของส่วนโปรแกรมย่อย	65
รูปที่ 7.1 สัญญาณที่ออกจากคริสตอล	68
รูปที่ 7.2 สัญญาณที่ออกจากขา 3 ของ IC 4060	68
รูปที่ 7.3 สัญญาณที่ออกจากขา 1 และ 2 ของ IC 4013	69
รูปที่ 7.4 สัญญาณที่ออกจากขา 12 และ 13 ของ IC 4013	69
รูปที่ 7.5 สัญญาณที่ออกจากขา 1 และ 9 ของ IC 4081	70
รูปที่ 7.6 สัญญาณที่ออกจากขา 3 และ 10 ของ IC 4081	70
รูปที่ 7.7 สัญญาณที่ออกจากขา 4 และ 11 ของ IC 4081	71
รูปที่ 7.8 สัญญาณที่ออกจากขาอิมิตเตอร์ของ Q2 และ Q4 (BD679)	71
รูปที่ 7.9 สัญญาณที่ออกจากขา 1 ของ IC LM324	72
รูปที่ 7.10 สัญญาณที่ออกจากภาคเพาเวอร์	72
รูปที่ 7.11 สัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะไม่มีโหลด	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 7.12 สัญญาณเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะโหลด 100W	73
รูปที่ 7.13 สัญญาณเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะโหลด 200W	74
รูปที่ 7.14 สัญญาณเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะโหลด 300W	74
รูปที่ 7.15 สัญญาณเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะโหลด 400W	75
รูปที่ 7.16 สัญญาณเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะโหลด 500W	75
รูปที่ 7.17 สัญญาณเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะโหลดโหลดไฟฟูลออร์เลสเซนส์	76
รูปที่ 7.18 สัญญาณเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะแอททีฟโหลด	76
รูปที่ 7.19 สัญญาณอินพุทที่ต่อให้วงจรชาร์ตแบตเตอรี่	77
รูปที่ 7.20 สัญญาณที่ขา 9 ของ IC LM 3900 ของวงจรชาร์ตแบตเตอรี่	77
รูปที่ 7.21 สัญญาณที่ขา 10 ของ IC LM 3900 ของวงจรชาร์ตแบตเตอรี่	78
รูปที่ 7.22 สัญญาณที่ขา 5 ของ IC LM 3900 ของวงจรชาร์ตแบตเตอรี่	78
รูปที่ 7.23 สัญญาณเอาต์พุทของวงจรชาร์ตแบตเตอรี่ขณะชาร์ต	79



บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีต่างๆ ด้าน ได้มีการวิจัย และพัฒนาอย่างต่อเนื่องตลอดเวลาซึ่งพัฒนาและปรับปรุงจากที่มีระบบการทำงานที่ง่าย ๆ มาจนกระทั่งถึงระบบการทำงานที่นับวันจะยิ่งยุ่งยากสลับซับซ้อนยิ่งขึ้น ซึ่งตัวอย่างที่เห็นได้อย่างชัดเจนก็คือ ระบบคอมพิวเตอร์

คอมพิวเตอร์ได้เข้ามามีบทบาทต่อสังคมมนุษย์เป็นอย่างมากในแทบทุกวงการคอมพิวเตอร์จะเข้ามามีส่วนร่วมอยู่ด้วยเสมอ ด้วยประสิทธิภาพอันยอดเยี่ยม เช่น การเก็บ, การตรวจสอบและประมวลผลข้อมูล แต่ส่วนหนึ่งที่ขาดไม่ได้ คือ ความสามารถในการทำงานที่รวดเร็วของเครื่องคอมพิวเตอร์ ปัจจุบันคอมพิวเตอร์ส่วนมากทำงานตามคำสั่งได้เป็นหมื่นเป็นล้านคำสั่งในแต่ละวินาที ในแต่ละครั้งของการทำงานตามคำสั่ง ก็คือ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณของสัญญาณทางไฟฟ้า(สัญญาณดิจิทัล) ในอุปกรณ์ของเครื่องคอมพิวเตอร์ ดังนั้น การทำงานของเครื่องคอมพิวเตอร์จะต้องถูกต้องและมีประสิทธิภาพได้ สัญญาณดิจิทัลที่ใช้ทำงานจะต้องไม่ขาดหายหรือถูกรบกวนแม้เพียงเสี้ยววินาที จะเห็นว่า ระบบกระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้กับคอมพิวเตอร์นั้นจะต้องมีเสถียรภาพอย่างยิ่งเลยทีเดียว ในแต่ละวินาทีนั้นกระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้กับระบบคอมพิวเตอร์มีความจำเป็นต้องต่อเนื่องตลอดเวลา และจะต้องมีความเที่ยงตรงที่ดียิ่งทั้งทางด้านแรงดัน ความถี่ และกำลังทำงาน จึงจะทำให้ระบบคอมพิวเตอร์ทำงานได้อย่างถูกต้องและมีประสิทธิภาพสูงสุด

ในปัจจุบันระบบการจ่ายกระแสไฟฟ้าภายในประเทศ ซึ่งอยู่ในความรับผิดชอบของการไฟฟ้าฝ่ายผลิต ถึงแม้ว่าผู้ผลิตกระแสไฟฟ้าจะพยายามกำหนดและควบคุมการเปลี่ยนแปลงของระบบจ่ายกระแสไฟฟ้าให้มีเสถียรภาพมั่นคงเพียงใดก็ตาม ก็ไม่สามารถที่จะยืนยันได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ส่งไปตามระบบสายส่งนั้นถูกต้อง และมีเสถียรภาพตามที่ต้องการได้อย่างต่อเนื่องปัญหาภาวะทางไฟฟ้าต่างๆ ก็ยังคงปรากฏให้เห็นบ่อยครั้ง เป็นต้นว่า

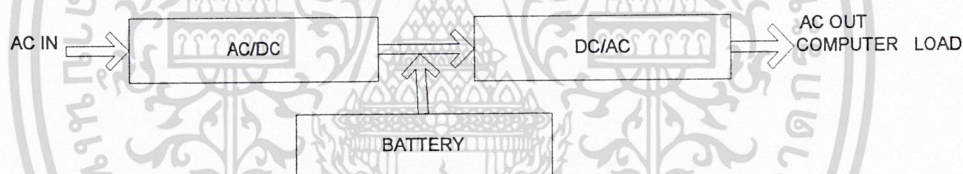
- ปัญหาไฟตก (undervoltage)
- ปัญหาไฟเกิน (overvoltage)
- ปัญหาไฟดับ (voltage fail)
- ปัญหาไฟกระพริบ (transient voltage)
- ปัญหาสัญญาณรบกวนในระบบสายส่ง (noise&spike)

ซึ่งปัญหาทางไฟฟ้าที่กล่าวมาแล้วล้วนมีผลกระทบและเป็นอันตรายต่อระบบคอมพิวเตอร์ เป็นอย่างยิ่ง เป็นคืบว่าทำให้

- ข้อมูลสูญหาย
- ข้อมูลผิดพลาด
- คอมพิวเตอร์ Hang
- หัวอ่านเขียนข้อมูลเสียหาย
- อุปกรณ์ต่างๆ ชำรุดเสียหาย

ดังนั้นแนวทางการแก้ปัญหาดังกล่าว สามารถทำได้โดยการสร้างระบบจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับเครื่องคอมพิวเตอร์ขึ้นมา เรียกว่า ระบบจ่ายไฟฟ้าแบบไม่ขาดตอน (UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY) หรือ UPS. โดยมีหลักการเบื้องต้นดังนี้

กระแสสลับของการไฟฟ้า จะถูกแปรสภาพเป็นตัวกลางชนิดใหม่ คือ กระแสตรง และในขณะเดียวกันก็ดำเนินการแปรกระแสตรง ให้เป็นกระแสไฟฟ้าอีกครั้ง



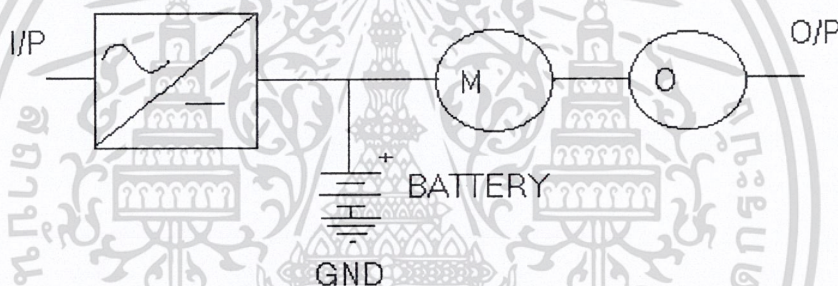
รูปที่ 1.1 แสดงการแปลงสภาพของกระแส

กระแสไฟฟ้าที่ผลิตได้จากแหล่งจ่ายไฟสำรอง (Ac out) กับกระแสไฟฟ้าของการไฟฟ้า (Ac. In) เสมือนถูกแยกขาดออกจากกัน โดยมีตัวกลาง (ไฟฟ้ากระแสตรง) เป็นตัวเชื่อมไว้ ซึ่งลักษณะดังกล่าวเหมือนกับน้ำที่จะได้จากกรรมวิธีการกลั่น ซึ่งน้ำที่ได้จากการกลั่นมีความบริสุทธิ์เพียงใด กระแสไฟฟ้าที่ได้จาก UPS. ก็จะสะอาดบริสุทธิ์เช่นเดียวกัน และเมื่อเป็นเช่นนี้แล้ว ไม่ว่าจะมลภาวะทางไฟฟ้าต่างๆ ที่เกิดขึ้น เช่น ไฟดับ, ไฟตก, ไฟเกิน และสัญญาณรบกวนจากสายส่งก็ไม่สามารถที่จะทำให้เกิดอันตรายต่อระบบคอมพิวเตอร์ได้ คอมพิวเตอร์จึงสามารถทำงานได้อย่างต่อเนื่องตลอดเวลา โดยปราศจากการถูกรบกวนทางไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าแนวทางดังกล่าวสามารถที่จะแก้ปัญหาทางไฟฟ้าต่างๆ ที่จะเกิดขึ้นกับคอมพิวเตอร์ได้อย่างสิ้นเชิง

1.1 ชนิดของแหล่งจ่ายไฟสำรอง (UPS.)

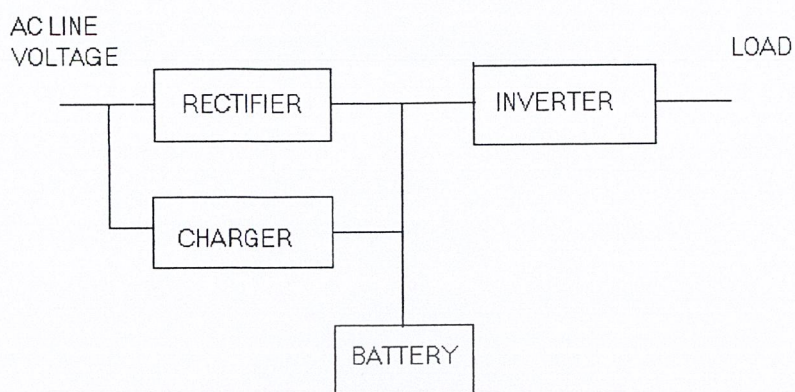
ชนิดของแหล่งจ่ายไฟสำรอง (UPS) มีหน้าที่เหมือนแหล่งจ่ายไฟทั่วไป คือ จะจ่ายไฟในภาวะปกติและเมื่อเกิดไฟดับก็ยังสามารถจ่ายไฟได้อยู่ โดยนำพลังงานที่เก็บสะสมไว้ในแบตเตอรี่ออกมาใช้แทน แบ่งออกเป็น 2 พวกใหญ่ๆ คือ

1.1.1 แหล่งกำเนิดกำลังหมุน (DYNAMIC UPS) ซึ่งเป็นระบบที่เริ่มแรกในการสร้างขึ้น โดยจะใช้ต้นกำลังคู่ร่วมกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งต้นกำลังก็มักจะเป็นเครื่องยนต์ หรือมอเตอร์ขึ้นอยู่กับ การออกแบบ ซึ่งระบบนี้จะทำงานเมื่อเกิดไฟดับ หรือใช้จ่าย โหลดในกรณีที่ระบบไฟฟ้าเกิดการผิดปกติมาก เช่น การเกิดไฟตกกว่าโหลดจะยอมรับได้ ซึ่งจะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.2 โดยแหล่งจ่ายไฟสำรอง (UPS) แบบนี้จะจ่ายให้กับโหลดที่มีความสำคัญเท่านั้น เช่น ระบบจ่ายไฟให้กับห้องผ่าตัด หรือลิฟต์ ซึ่งอาจเรียกว่า พวกโหลดวิกฤต (CRITICAL LOAD)



รูปที่ 1.2 ระบบที่ใช้มอเตอร์เป็นต้นกำลัง

1.1.2 ระบบสแตติก UPS (STATIC UPS) จะมีลักษณะต่างจากแบบแรก คือแทนที่จะใช้พวกเครื่องจักรกลไฟฟ้า เป็นตัวกำเนิดไฟฟ้าจ่ายให้กับโหลดในกรณีที่ระบบไฟฟ้าเกิดมีปัญหา ก็จะใช้พวกอิเล็กทรอนิกส์ คอนเวอร์เตอร์ เข้ามาเป็นอุปกรณ์ประกอบหลักร่วมกับแบตเตอรี่ โดยจะไม่มีเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้ามาเกี่ยวข้อง แต่จะใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เข้ามาเป็นตัวกำเนิดไฟฟ้าแทน ดังนั้นระบบนี้จะไม่มีส่วนใดที่ต้องหมุนเคลื่อนที่เลย และจัดว่าเป็นระบบที่มีความเร็วและความเชื่อถือได้สูง จึงเป็นที่นิยมกันอยู่ในปัจจุบัน ซึ่งกลายเป็นแหล่งจ่ายไฟสำรองแบบใหม่(MODERN UPS) ซึ่งระบบหลักๆ นั้นจะแสดงไว้ในบล็อกไดอะแกรม(BLOCK DIAGRAM)ของแหล่งจ่ายไฟสำรอง



รูปที่ 1.3 แหล่งจ่ายไฟสำรอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดโมดูเลชัน

การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (PULSE WIDTH MODULATION , P.W.M.) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นในหนึ่งคาบออกเป็น พัลส์ย่อยๆ หลายๆ พัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างไม่เท่ากัน ในบทนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มชนิดต่างๆ รวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่นด้วย

2.1 รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ และ แบบ 3 ระดับ

รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มมีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้มากที่สุดเป็นชนิดพื้นฐาน ได้แก่ แบบ 2 ระดับ (2 level PWM) และแบบ 3 ระดับ (3 level PWM)

1.รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับ คือ +E และ -E

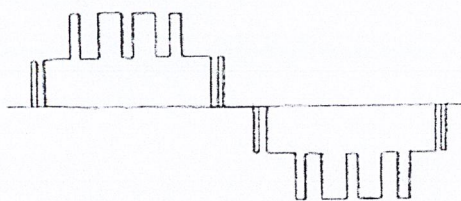
2.รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับ คือ +E, 0 และ -E



ก)

ข)

รูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม ก) แบบ 2 ระดับ ข) แบบ 3 ระดับ



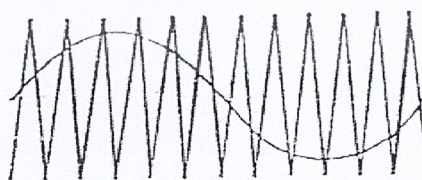
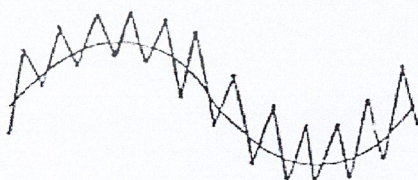
รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นพีคดับลิวิตีมในวงจร 3 เฟสพีคดับลิวิตีมอินเวอร์เตอร์

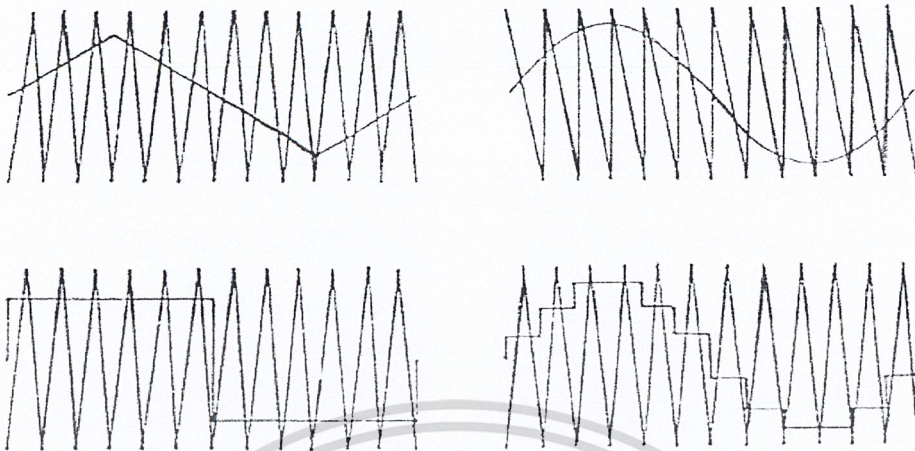
2.2 การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวิตีม

รูปคลื่นพีคดับลิวิตีมสามารถสร้างได้หลายแบบ

1. โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณ ซึ่งสอดคล้องกับมุมของสวิทช์ผ่านทางพอร์ทเอาต์พุต ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุม สวิทช์ต่างๆ ออกมาเสียก่อนแล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำนี้เพื่อสร้างรูปแบบสัญญาณพีคดับลิวิตีมขึ้นมาแล้วส่งออกทางพอร์ทเอาต์พุต

2. โดยการใช้วงจรถอดลอกเป็นวิธีที่สะดวกที่สุด คือ การใช้วงจรเปรียบเทียบ เช่น ไอซีเบอร์ LM339, LM311, TL494, LM566 เป็นต้น ซึ่งสามารถกระทำโดยป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือ สัญญาณอ้างอิง (reference signal) ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่นพีคดับลิวิตีมที่ต้องการ กับสัญญาณพาหะ (carrier signal) ที่มีความถี่สูงกว่า มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีคดับลิวิตีมก็คือ จุดตัดของสัญญาณทั้งสอง





รูปที่ 2.3 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

2.3 การสร้างรูปคลื่นสัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบเนเทอร์อล

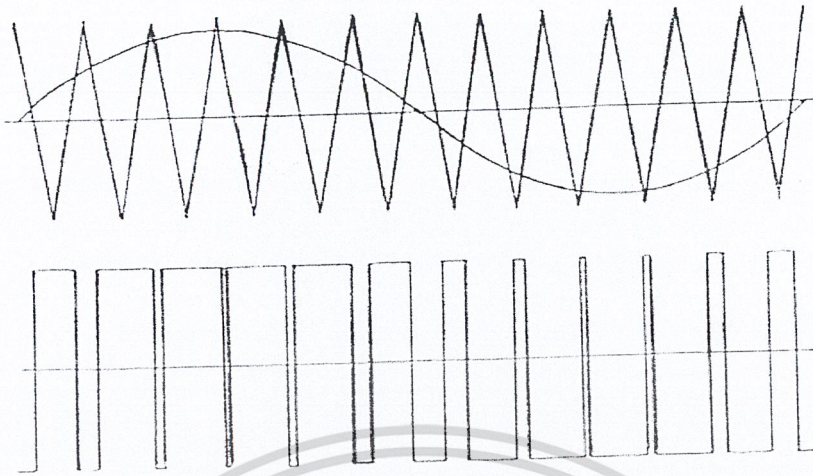
การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็ม โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบจะมีองค์ประกอบ สอง ประการที่จะเป็นตัวกำหนดลักษณะคลื่นพีคดับลิวเอ็ม ได้แก่

1. อัตราส่วนสัญญาณแคเรียร์ต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio, N)

2. อัตราส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคเรียร์หรืออัตราส่วนการมอดูเลชัน (Modulation Ratio, K)

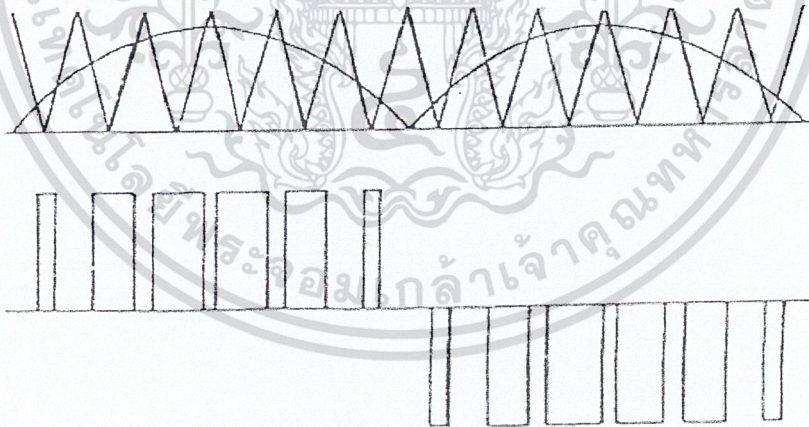
โดยปกติค่าอัตราส่วนการมอดูเลชันจะใช้ค่าที่อยู่ในช่วงไม่เกิน หนึ่ง ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์จะยิ่งมากขึ้นเมื่อค่า K มีค่ามากขึ้น ส่วนอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ให้มีจำนวนเท่ากับค่า N และมีจำนวนมุมสวิทช์ $2N$

การสร้างรูปแบบเนเทอร์อลแซมปลิง (Natural Sampling) จะใช้คลื่นซายน์เป็นสัญญาณอ้างอิงและคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคเรียร์ โดยสามารถสร้างทั้งแบบ 2 ระดับและ 3 ระดับการสร้างแบบ 2 ระดับจะใช้สัญญาณสามเหลี่ยมและคลื่นซายน์เต็มลูกคลื่น ช่วงที่ซายน์มากกว่าคลื่นสามเหลี่ยมการ สวิทช์จะเป็นบวกและช่วงที่ซายน์มีขนาดน้อยกว่าการสวิทช์จะเป็นลบ



รูปที่ 2.4 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแชนมปลิ่งชนิด 2 ระดับ

สำหรับการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับ จะใช้คลื่นขายน้ที่เรกคิฟายขึ้นไปเป็นรูปเต็มลูกคลื่น (full wave) เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับขึ้นไปเหนือกราวด์ ช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดมากกว่า การสวิทช์จะมีค่าเป็นบวกในครึ่งคาบแรกและเป็นลบในครึ่งคาบหลัง ส่วนช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดน้อย การสวิทช์จะเป็นศูนย์ดังแสดงในรูป 2.5



รูปที่ 2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแชนมปลิ่งชนิด 3 ระดับ

บทที่ 3 อินเวอร์เตอร์

อุปกรณ์ที่ใช้ในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรง (dc) เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (ac) เรียกว่า “อินเวอร์เตอร์ (Inverter)” ซึ่งหน้าที่ของอินเวอร์เตอร์นั้นจะแปลงไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งเป็นแรงดันทางด้านอินพุท ไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งเป็นแรงดันเอาต์พุท ที่มีลักษณะรูปคลื่นที่สมมาตรและมีค่าของแอมพลิจูด (Magnitude) และความถี่ (Frequency) ตามที่ต้องการได้ โดยที่แรงดันและความถี่ของเอาต์พุทนั้น สามารถปรับหรือกำหนดให้คงที่ได้ การปรับแรงดันทางด้านเอาต์พุท สามารถทำได้โดยปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของอินพุท และรักษ้อัตราขยายของอินเวอร์เตอร์ ให้คงที่ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของอินเวอร์เตอร์ถูกกำหนดไว้คงที่ที่ไม่สามารถปรับแรงดันทางด้านเอาต์พุทได้ แต่จะใช้การปรับอัตราขยายของอินเวอร์เตอร์แทน ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้หลักการ Pulse Width Modulation (PWM) ควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ซึ่งอัตราขยายของอินเวอร์เตอร์ (Inverter Gain) อาจจะถูกกำหนดโดยระหว่างแรงดันเอาต์พุททางด้านไฟฟ้ากระแสสลับกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุท

ลักษณะรูปคลื่น (Wave form) ของแรงดันทางด้านอินพุทในทางอุดมคติจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่น ซายน์อย่างใดก็ตามในทางปฏิบัติแล้วลักษณะ รูปคลื่นของอินพุทจะไม่เป็นรูปคลื่นซายน์ที่สมบูรณ์ (Nonsinusoidal) โดยจะมีฮาร์โมนิกส์ (Harmonics) ปะปนอยู่ สำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบไฟฟ้าแรงต่ำและไฟฟ้าแรงสูง (Low Power, Medium Power) แรงดันเอาต์พุทที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave) และกึ่งสี่เหลี่ยม (Quasi-Square Wave) ก็สามารถยอมรับได้แต่ในระบบที่เป็นระบบไฟฟ้าแรงสูง (High Power) นั้นต้องการสัญญาณเอาต์พุทที่มีลักษณะเห็นรูปของคลื่นซายน์ที่มีความเพี้ยนที่น้อยที่สุดเพราะว่าจะเกิดการสูญเสีย (Loss) ขึ้นมาเพราะมีฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่ในแรงดันเอาต์พุทซึ่งอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำกำลัง (Power Semiconductor) ที่มีความเร็วสูงเป็นตัวสวิทช์ซึ่ง (Switching) ซึ่งฮาร์โมนิกส์ที่ปะปนกับเอาต์พุท โวลต์เตจ สามารถที่จะกำจัดทิ้งไปได้

อินเวอร์เตอร์ได้นำมาใช้ประโยชน์ต่างๆ เช่น

1. แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับสำรอง เมื่อแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับเกิดขัดข้องขึ้นซึ่งเรียกแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับนี้ว่า Stand-By Power Supply หรือ Uninterruptible Power Supply ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับสำรองสำหรับเครื่องมือที่สำคัญ เช่น คอมพิวเตอร์ โดยเมื่อแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหลักเกิดขัดข้องเครื่องจะนำเอาพลังงานจากแบตเตอรี่มาต่อกับระบบอินเวอร์เตอร์จ่ายไฟกระแสสลับแทนแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหลัก

2. ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับ โดยการเปลี่ยนความถี่เมื่อความถี่ของกระแสไฟฟ้ากระแสสลับเปลี่ยนแปลง ความเร็วของมอเตอร์จะเปลี่ยนตามสมการ

$$N = \frac{120 \cdot f}{P}$$

โดยที่ : N = ความเร็วรอบ (rpm)

f = ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ (Hz)

P = จำนวนขั้วของมอเตอร์

ในการควบคุมจะต้องรักษาให้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ที่จ่ายเข้ามอเตอร์จะต้องคงที่ เมื่อต้องการใช้แรงบิด (Torque) คงที่ ทุกๆ ความเร็วที่เปลี่ยนแปลง

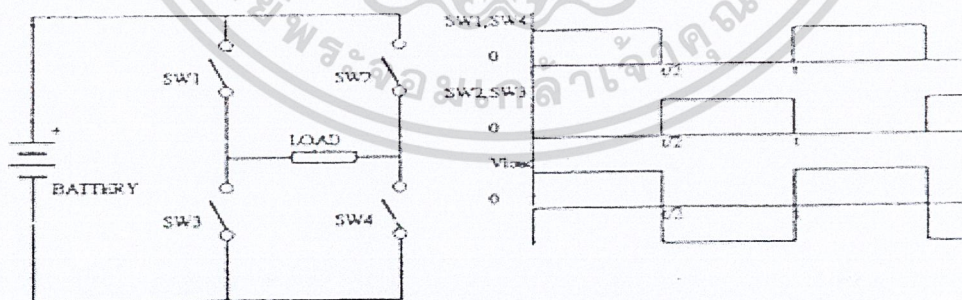
3. ใช้แปลงไฟฟ้าจากระบบส่งกำลังไฟฟ้าแรงสูงชนิดไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อจ่ายให้กับผู้ใช้

3.1 ชนิดของอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด อย่างกว้างๆ คือ อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single Phase Inverter) และอินเวอร์เตอร์สามเฟส (Three Phase Inverter)

3.1.1 อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Sing Phase Inverter)

สำหรับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่มีการต่ออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งแบบบริดจ์(Bridge) โดยอุปกรณ์ สวิตซ์ซึ่งอาจจะเป็น SCR, Power Transister , Power Mosfet อื่นๆ ซึ่งมีลักษณะของวงจรพื้นฐานดังรูป



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นการทำงานของอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว

3.1.1.1 หลักการทำงาน

-ในช่วงเวลา 0-T/2 เป็นช่วงเวลาที่ทำให้ (SW1,SW4)→ ON และ (SW2,SW3)→OFF จะทำให้กระแสไหลผ่าน SW1 ไหลผ่านโหลดผ่าน SW4 และครบวงจรจะเห็นได้ว่าที่จุด A ของโหลด จะมีค่าเป็นบวก ส่วนที่จุด B ของโหลดจะมีค่าเป็นลบ จึงทำให้มีแรงดันคร่อม โหลดมีค่าเป็น E

-ในช่วงเวลา T/2 เป็นช่วงที่เปลี่ยนสถานะของ SW ทั้ง 4 ตัว คือ เปลี่ยนสถานะจาก SW1 , SW4 ที่มีสถานะ ON ในตอนแรกให้เป็น OFF และเปลี่ยน SW2,SW3 จาก OFF เป็น ON จึงทำให้แรงดันตกคร่อม โหลดลดลง มีค่าเป็นศูนย์

-ในช่วงเวลาT/2 เป็นช่วงเวลาที่ SW ทั้ง 4 ตัว เปลี่ยนสถานะโดย(SW1,SW4)→OFF และ(SW2,SW3)→ON จะทำให้กระแสไหลผ่าน SW2 ไหลผ่าน โหลดผ่าน SW3 และครบวงจรจะเห็นได้ว่าที่ A ของ โหลดจะมีค่าเป็นลบ ส่วนที่จุด B ของ โหลดจะมีค่าเป็นบวก จึงทำให้มีแรงดัน ตกคร่อม โหลดมีค่าเป็น E โดยเปรียบเทียบกับช่วงเวลา 0-T/2

-ในช่วงเวลา T จะเหมือนกับช่วงเวลา T/2 คือจะเปลี่ยนสถานะของ SW ทั้ง 4 ตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อม โหลดลดลง มีค่าเป็นศูนย์

-ในช่วงเวลาต่อไปจะมีลักษณะการทำงานที่เหมือนกัน จึงทำให้แรงดันตกคร่อม โหลด มีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีลักษณะต่อเนื่อง ไปเรื่อยๆมีลักษณะเป็นบวกลบต่อเนื่องไป ซึ่งค่า rms (root means square) ของแรงดันเอาท์พุทจะได้เป็นดังสมการ

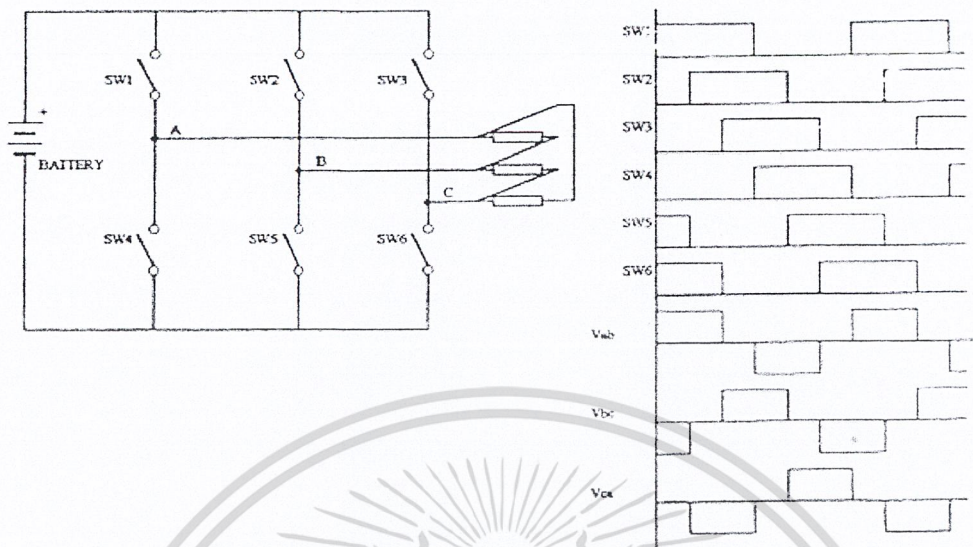
$$V = \sqrt{E^2 dt} = E$$

3.1.2 อินเวอร์เตอร์สามเฟส (Three Phase Inverter)

วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะเป็นการทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งทำงานห่างกัน 120 องศา ไฟฟ้าของไซเคิล

3.1.2.1 หลักการทำงาน

ในแต่ละช่วงเวลาจะมี SW ทำงานพร้อมกัน 3 ตัว ในแต่ละตัวจะทำงานจะมีช่วงเวลาการทำงานที่ต่างกันพอสมควรซึ่งจะได้แรงดันในแต่ละเฟสห่างกัน 120 องศา ไฟฟ้า ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานคล้ายกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นการทำงานของอินเวอร์เตอร์สามเฟส

3.2 การควบคุมการทำงานอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง

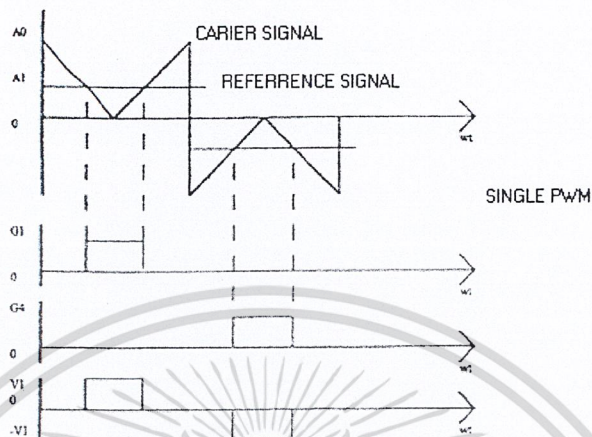
ในการที่จะทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง ON,OFF ตามเวลาที่ต้องการนั้นและจะต้องไม่ทำงานพร้อมกันเพราะจะทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งนั้นเสียได้จะต้องใช้วงจรควบคุมซึ่งโดยทั่วไปจะใช้สัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) โดยสัญญาณที่ดับบลิวเอ็มที่คั้นนั้นจะต้องควบคุมแรงดันเอาต์พุตเป็นพัลส์ ขนาดที่ถูกต้อง จะต้องใช้รูปคลื่นซายน์เป็นรูปคลื่นอ้างอิงที่ความถี่ที่ต้องการเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม

3.2.1 สัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM)

การสร้างสัญญาณที่ดับบลิวเอ็ม มีมากมายวิธี โดยแต่ละวิธีนั้น ก็เพื่อควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตหรือควบคุมความถี่ทางด้านเอาต์พุต และมีวิธีต่างๆ ดังนี้

- 1.Single-Pulse Width Modulation
- 2.Multi-Pulse Width Modulation
- 3.Sinusoidal-Pulse Width Modulation

3.2.1.1 Single-Pulse Width Modulation

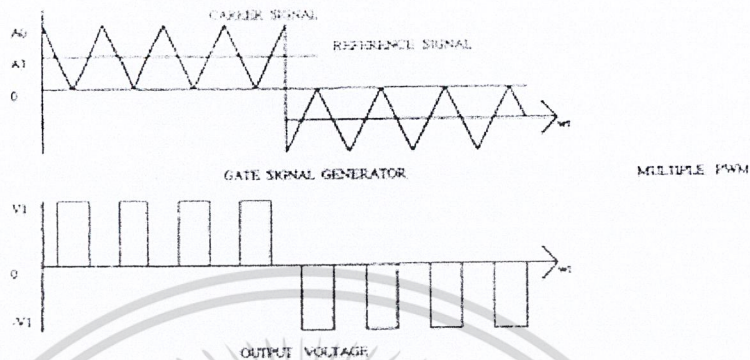


รูปที่ 3.3 แสดงรูปคลื่นพีดับบิวเอ็มชนิด Single-Pulse Width Modulation

ในการควบคุมสัญญาณ Single-Pulse Width Modulation นั้นจะมีจำนวนพัลส์ 1 พัลส์ต่อครึ่งไซเคิลเพียงเท่านั้นและความกว้างของพัลส์สามารถปรับให้แคบหรือกว้างได้เพื่อที่จะควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ สัญญาณเกทของทรานซิสเตอร์นั้นเกิดขึ้นจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิง ที่มีขนาดเท่ากับ A_0 และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งสามารถปรับได้จาก $0 \rightarrow 180$ องศา โดยการเพิ่มขนาดของ A_1 ตั้งแต่ $0 \rightarrow A_0$ ค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ของแรงดันทางด้านเอาต์พุตหาได้จากสมการ

$$V_o = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} V_s^2 d(\omega t)} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

3.2.1.2 Multiple-Pulse-Width Modulation



รูปที่ 3.4 แสดงรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มชนิด Multiple-Pulse-Width Modulation

ส่วนประกอบของฮาร์โมนิกส์สามารถทำให้ลดลงได้ ถ้าจำนวนพัลส์ของแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีจำนวนพัลส์หลายๆพัลส์ ในแต่ละครึ่งไซเคิลเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณพาหะ ความถี่ของสัญญาณอ้างอิงคือความถี่ของ Output คือ f_0 และความถี่ของสัญญาณพาหะ f_c กำหนดให้ p คือ จำนวน Pulse ในแต่ละครึ่งไซเคิล ซึ่งจำนวนของพัลส์ต่อครึ่งไซเคิลหาได้จากสมการ

$$2N = \frac{f_c}{2f_0}$$

3.2.1.3 Sinusoidal-Pulse-Width Modulation

ความกว้างของพัลส์จะเปลี่ยนไปตามค่าขนาดของคลื่นไซน์ ค่าฮาร์โมนิกส์ระดับต่างๆ จะถูกทำให้ลดลง ไปอย่างน่าสังเกต การเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ซึ่งสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณพาหะ (สัญญาณรูปสามเหลี่ยม) ที่มีความถี่เท่ากับ f_c และสัญญาณอ้างอิงมีค่าเป็น f_0 กำหนดให้ f_0 เป็นความถี่ทางด้านเอาต์พุตและค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันทางด้านเอาต์พุตซึ่ง สามารถเปลี่ยนจาก 0 ถึง V_s โดยการปรับค่า Modulation Index จาก 0 ถึง 1

จากที่กล่าวมา ใน โครงการนี้เป็นโครงการเกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟสำรองซึ่งมีพิกัด 500 โวลต์แอมป์และเป็นแบบที่ใช้กับระบบเฟสเดียว ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นส่วนหนึ่งของเครื่องก็ต้องเป็นแบบเฟสเดียวด้วย

อินเวอร์เตอร์ คือหัวใจของแหล่งจ่ายไฟสำรอง สำหรับในขั้นตอนนี้ ก่อนที่เราจะศึกษา และทำความเข้าใจเกี่ยวกับรายละเอียดวงจรแต่ละวงจรดัง Block diagram ข้างบน เราพิจารณาถึง อุปกรณ์กำลังที่ใช้เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในวงจรกำลัง ซึ่งเลือกใช้ได้หลายแบบ โดยมีวิวัฒนาการเป็นขั้นตอนดังนี้

1. SCR
2. Power Transistor
3. GTO (Gate Turn off SCR)
4. IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

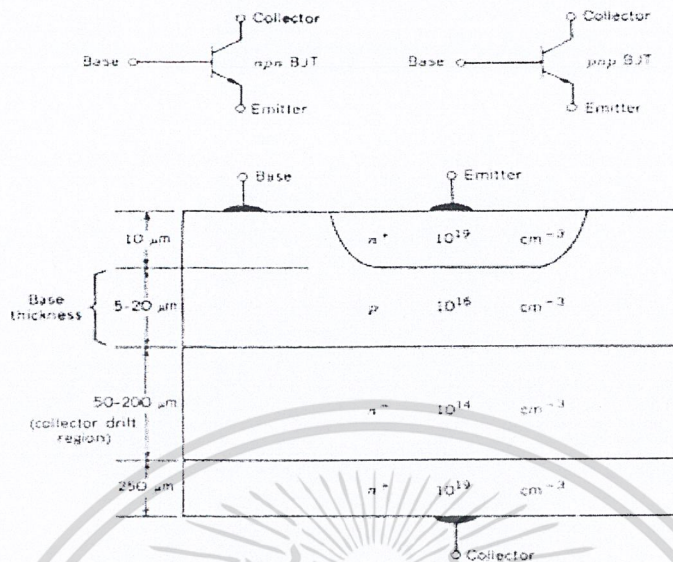
ซึ่งจะเห็นได้ว่าอุปกรณ์กำลังมีการพัฒนาการเรื่อยมาจากอดีตจนถึงปัจจุบัน ซึ่งแหล่งไฟสำรองในโครงการนี้จะใช้ ทรานซิสเตอร์กำลัง เป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ซึ่ง ง่ายได้งายและมีราคาถูก ดังนั้นก่อนที่จะอธิบายรายละเอียดของ บล็อก ไดอะแกรม จึงควรได้มีการศึกษาทฤษฎีพื้นฐานของ ทรานซิสเตอร์กำลังเสียก่อน

3.3 ทรานซิสเตอร์กำลัง(Power Bipolar Junction Transistor)

3.3.1 โครงสร้างพื้นฐานของทรานซิสเตอร์กำลัง

สำหรับทรานซิสเตอร์กำลังชั้นคอลเลกเตอร์คริสตีฟรอน หนาประมาณ $50-200 \mu m$ และเป็นชั้น n ความเข้มข้นสารเจือ $10^{14} cm^{-3}$ เพื่อต้องการกำหนด ศักดาพังทะลายให้สูง และชั้นนี้ต้องมีความหนาอย่างเพียงพอ เพื่อป้องกันไม่ให้เกิด พินชทรู เพราะดิพลีชันในชั้นนี้จะกว้างมาก ส่วนชั้น เบส ต้องทำให้หนา $5-20 \mu m$ เพื่อป้องกันการเกิดศักดาพังทะลายที่เกิดจาก ดิพลีชัน ที่แพร่ไปทางด้าน อิมิตเตอร์ ดังนั้นจึงต้องให้ความเข้มข้นสารเจือในชั้นนี้ค่อนข้างสูงด้วย จึงทำให้อัตราการขยายมีค่าต่ำ ซึ่งสามารถรองรับกระแสที่ผ่านจำนวนมากๆ ได้ กรณี เบสของทรานซิสเตอร์ ลอจิกจะมีค่าแคบ $1-2 \mu m$ และค่าความเข้มข้นสารเจือจะมีค่าต่ำ ค่าอัตราการขยาย β จะมีค่าสูง กรณีทรานซิสเตอร์กำลังที่ต้องการค่าอัตราการขยาย β สูง จะต้องทำเป็นวงจร คาร์ลิงตัน จึงจะได้ $\beta = \beta_1 \times \beta_2 + \beta_1 + \beta_2$

โครงสร้างของส่วนอิมิตเตอร์ และเบสจะต้องทำเป็นช่องนำกระแสเล็กๆจำนวนมาก เพื่อไม่ให้กระแสไปสะสมที่จุดๆเดียวจนเกิดความร้อน ซึ่งจะทำให้เกิดเซกกันคาร์เรียรกดาวน์ และ โครงสร้างแบบนี้จะช่วยลด พาราซิติคโอมท์มีกรีซิสแตนซ์ ทำให้เกิดความร้อนกระจายทั่วทั้งตัวอุปกรณ์



รูปที่ 3.5 ส่วนประกอบของทรานซิสเตอร์

3.3.2 คุณลักษณะสถานะคงตัว (Steady State)

พิจารณาสภาวะการทำงาน 3 ช่วงของทรานซิสเตอร์กำลัง

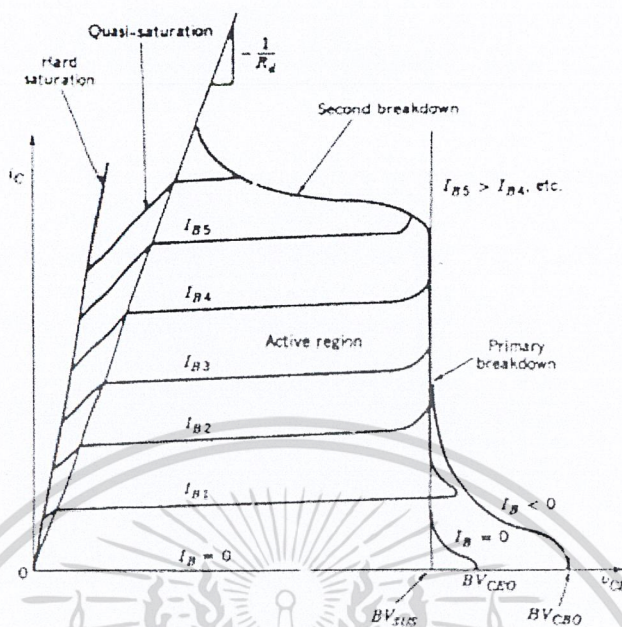
1. ช่วง คัทออฟ ทรานซิสเตอร์ออฟหรือ I_B ไม่เพียงพอทำให้รอยต่อ CB และรอยต่อ BE เป็นไบแอสดกลับ

2. ช่วง แอคทีฟ ใช้งานเป็นตัวขยาย (Amplifier) มี β คงที่รอยต่อ CB เป็น รีเวิร์ส และรอยต่อ BE เป็น ฟอว์เวิร์ส

3. ช่วง แซททูเรชั่น ใช้งานเป็น สวิตช์ มีค่า V_{CE} ต่ำรอยต่อ CB และรอยต่อ BE เป็น ฟอว์เวิร์ส ทั้งคู่สำหรับช่วง แซททูเรชั่น มีการจำแนกเป็น 2 ช่วง

3.1. ควอไซ-แซททูเรชั่น เกิดขึ้นเฉพาะทรานซิสเตอร์กำลังเพราะมี n^- สำหรับทรานซิสเตอร์ลอจิกชั้นนี้ไม่มีทำให้ ควอไซ-แซททูเรชั่น ก็ไม่มีในสภาวะนี้ค่าความต้านทานจะลดลงเพราะ เอฟเฟกทีฟ เบส มีค่ากว้างขึ้นเข้าไปในคริสฟรีจิน

3.2. ฮาร์ต-แซททูเรชั่น ค่าของ β จะลดลงอย่างมากเพราะเอฟเฟกทีฟ เบส กว้างมากจนมาชนกับ n^- ซึ่ง เพาเวอร์ ดิสซิเพชัน จะมีค่าสูงกว่าของ ควอไซ-แซททูเรชั่น

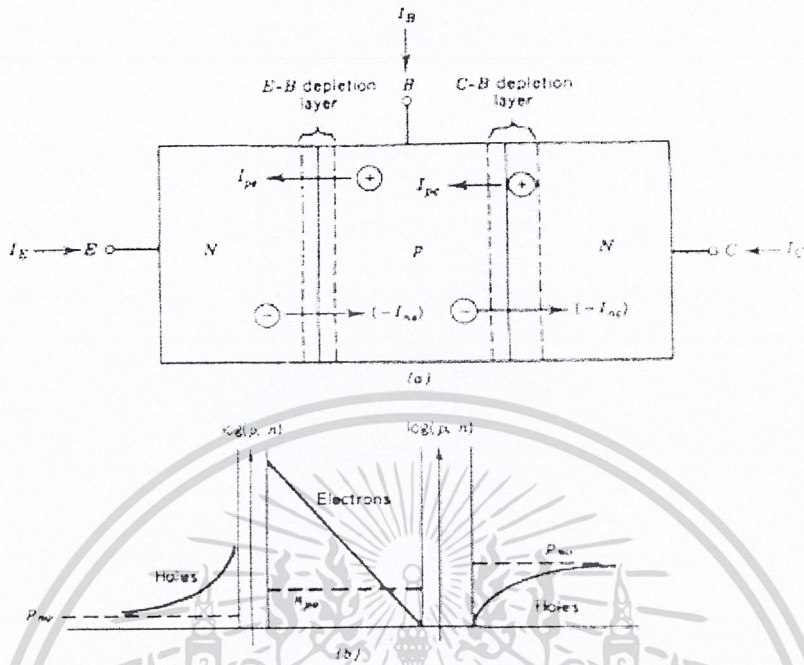


รูปที่ 3.6 การพลาสม่าของทรานซิสเตอร์

ดังนั้นการออกแบบขั้วกระแส เบส ที่ ควอไซ-แซททูเรชั่น โดยเฉพาะให้ใกล้จุดระหว่าง แอ๊กทีฟกับ ควอไซ-แซททูเรชั่น ถ้าอยู่ในฮาร์ด-แซททูเรชั่นจะมีผลกับออน-ออฟ ทำให้ความเร็วสวิทช์ช้าลงมีลอสสูงขึ้น

3.3.3 การทำงานของทรานซิสเตอร์

รอยต่อ BE จะเป็น ฟอว์เวิร์ส กระแสเนื่องจากโฮล (I_{p_b}) จะไหลจากเบสไปสู่ อิมิตเตอร์เนื่องจากอิมิตเตอร์ มีค่าความเข้มข้นสูงทำให้อิเล็กตรอนจำนวนมากฉีดเข้าไปในเบสเป็นกระแส ($-I_{n_c}$) เนื่องจากเบสมีความกว้าง W_b น้อยกว่า L_{nb} [$L_{nb} = (D_{nb} \tau_{nb})^{1/2}$] อิเล็กตรอนจำนวนน้อยจะมีการรวมตัวใหม่ (Recombination) ส่วนนี้กลายเป็นกระแสเบส (I_{p_b})



รูปที่ 3.7 a) แบบจำลองของทรานซิสเตอร์ b) ประจุที่รอยต่อ

- เมื่อ I_{SB} = กระแสรีคอมไบเนชัน ในเนื้อสาร
- I_{VB} = กระแสรีคอมไบเนชัน ที่ผิว
- I_{PB} = กระแสHoleจากเบส
- I_{PE} = กระแสประสิทธิภาพอิมิตเตอร์
- $I_B = I_{PE} + I_{SB} + I_{VB}$
- $= -I_C - I_E$
- $= -I_{nC} + I_{nE} + I_{pE}$

อิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะไปยังรอยต่อคอลเลคเตอร์ของ โดยอิทธิพลของสนามไฟฟ้าที่มีค่าสูงเนื่องจากการไบแอสกลับของรอยต่อ BC ทำให้อิเล็กตรอนในบริเวณนี้ต้องถูกกำจัดออกให้ป็นศูนย์ซึ่งจะได้ว่า

$$\beta = h_{FE} = I_C / I_B$$

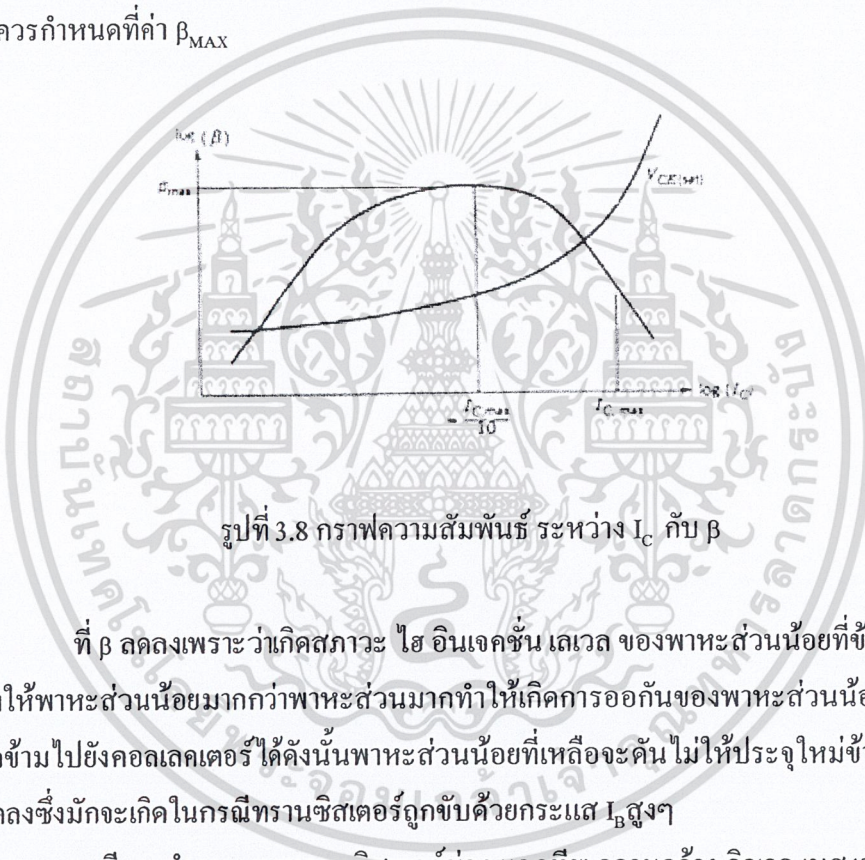
$$I_C = \beta I_B + I_{CBO} \approx \alpha I_E$$

โดยอัตราขยายกระแสเบสรวม $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$

อัตราขยายกระแสอิมิตเตอร์รวม $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ระหว่าง I_C กับอัตราขยาย β เมื่อ I_C มีค่าสูงขึ้น V_{CE} (Sat) ดังนั้นสถานะอนสเทท ทำให้เพาเวอร์ สูง $= V_{CE} \times I_C$ ซึ่งในช่วงแรก I_C เพิ่มค่าของอัตราขยาย β จะเพิ่มขึ้นด้วยแต่ช่วงหลังอัตราขยาย β จะลดลงที่อัตราขยาย β ลดลงเพราะสถานะ ไฮอินเจกชันเลเวล ของพาหะส่วนน้อยที่ข้ามเข้ามาในเบสและทำให้พาหะส่วนน้อยมากกว่าพาหะส่วนมากของเบสจะเกิดการสะสมของพาหะส่วนน้อยเนื่องจากไม่สามารถข้ามไปคอลเลคเตอร์ได้หมดคั้งนั้นพาหะส่วนน้อยที่เหลือจะคั้งไม่ให้ประจุใหม่ข้ามเข้ามาอีกทำให้ β ลดลงทำให้เพิ่ม I_B แต่ I_C ก็ไม่เพิ่มขึ้นมักจะเกิดในกรณีทรานซิสเตอร์ถูกขับด้วย I_B สูงๆคั้งนั้นในการใช้งานควรกำหนดคั้งค่า β_{MAX}

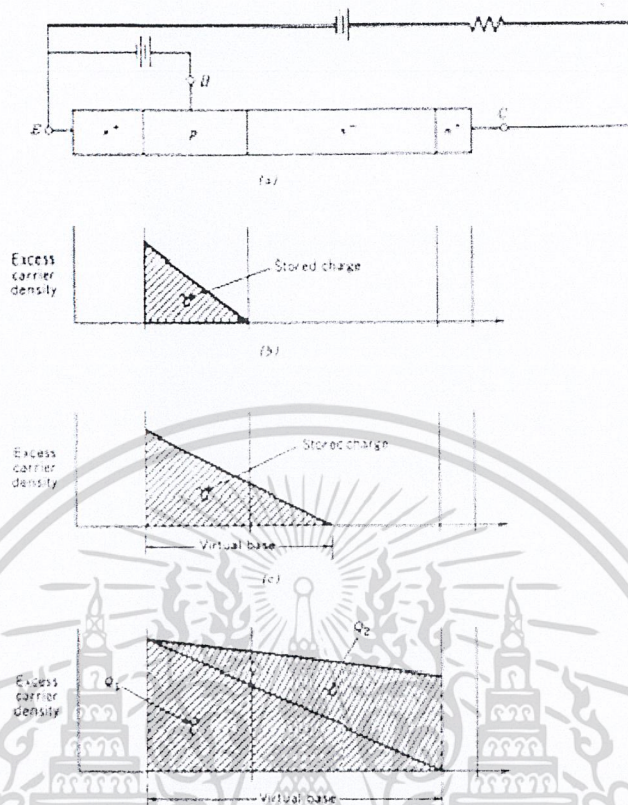


รูปที่ 3.8 กราฟความสัมพันธ์ ระหว่าง I_C กับ β

ที่ β ลดลงเพราะว่าเกิดสถานะ ไฮ อินเจกชัน เลเวล ของพาหะส่วนน้อยที่ข้ามเข้ามาในเบสและทำให้พาหะส่วนน้อยมากกว่าพาหะส่วนมากทำให้เกิดการออกกันของพาหะส่วนน้อยเนื่องจากไม่สามารถข้ามไปยังคอลเลคเตอร์ได้คั้งนั้นพาหะส่วนน้อยที่เหลือจะคั้งไม่ให้ประจุใหม่ข้ามเข้ามาอีกทำให้ β ลดลงซึ่งมักจะเกิดในกรณีทรานซิสเตอร์ถูกขับด้วยกระแส I_B สูงๆ

กรณีการทำงานของทรานซิสเตอร์ช่วง แอ็กทีฟ ความกว้าง ภูมิภาค เบส เท่ากับความหนาเบสที่ขบรอยต่อ แอ็กทีฟ กับ คอว ไช- แซททูเรชัน จะมีค่า โอห์มมิก รีซิสแตนซ์ (R_D) เกิดขึ้นในส่วน ครีฟได้

$$I_C = \frac{V_{CE}}{R_D}$$

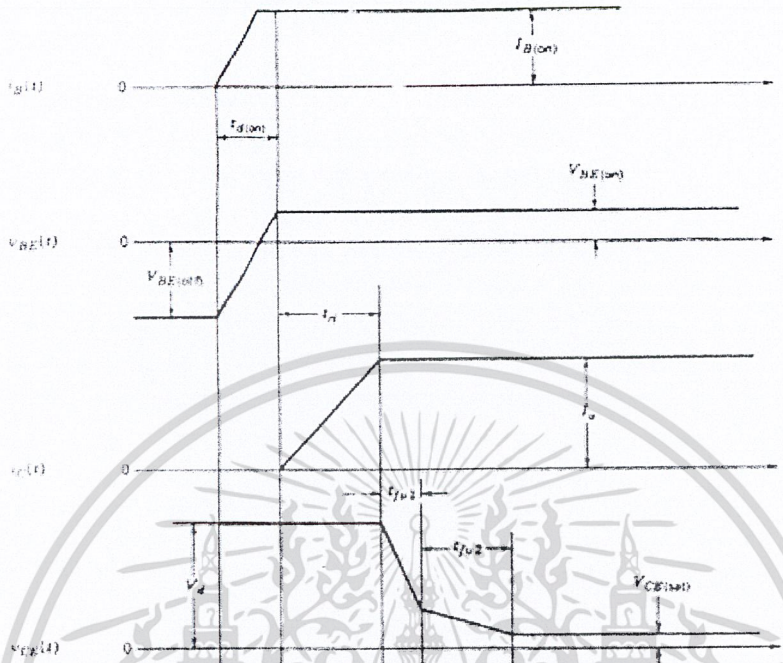


รูปที่ 3.9 การถ่ายเทประจุที่รอยต่อทรานซิสเตอร์

กรณี คิว-แซททูเรชัน ความกว้าง ภูมิภาค เบส ขยายเข้ามาใน n^- เกิดในกรณี ดับเบิ้ล อินเจคชัน ทำให้ช่วงที่ n^- มีประจุทำตัวเหมือน ฟอว์เวิร์ส นอกนั้นเป็น รีเวิร์ส ซึ่ง ประจุส่วนเกินที่เกิดขึ้นทำให้เกิดการสูญเสียพลังงาน

กรณี ฮาร์ด-แซททูเรชัน ความกว้าง ภูมิภาค เบส = ความหนาเบสรวมกับความหนา n^- รอยต่อ EB และรอยต่อ BC เป็น ฟอว์เวิร์ส ทั้งคู่ ส่วน Q_2 จะทำตัวเหมือนประจุฟอว์เวิร์ส จึงสามารถกระโดดข้ามไป n^+ และมีค่า L_n ค่าหนึ่งจะเกิดขึ้นกรณี โอเวอร์ไดรฟ์ ดังนั้น เพาเวอร์ ดิสซิเพชัน ที่เกิดจากประจุสะสมใน n^+ มากเกินไปเพาเวอร์ ดิสซิเพชันสภาวะอนสแตท กรณี ฮาร์ด-แซททูเรชัน มีค่ามากกว่าคิว-แซททูเรชัน

3.3.4 คุณลักษณะสวิทซ์ซิง (Switching Characteristic)



รูปที่ 3.10 คุณลักษณะสวิทซ์ซิงสภาวะเทรินออน

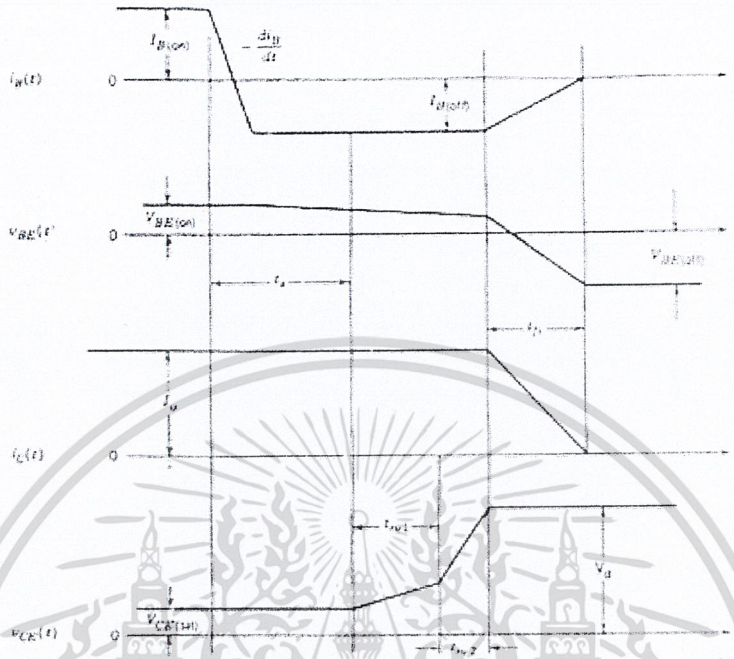
ช่วง $t_d(on)$ สภาวะเทรินออฟ เกิดการเทรินออนดิเลย์ เพราะมีประจุลบอยู่ที่รอยต่อ BE ดังนั้นต้อง คายประจุออก จนกระทั่งรอยต่อ BE พอร์เวิร์ส เมื่อ $V_{BE}=0$, I_B เริ่มนำกระแส ช่วง t_r กระแส I_C มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มเติมยังอยู่สภาวะ คัทออฟ ช่วง t_{fv1} กระแส I_C เริ่มคงที่ตัดคาตคร่อม V_{CE} เริ่มลดลง ช่วง t_{fv2} เป็นช่วงควอไซ-แซททูเรชั่น ที่มี V_{CE} ต่ำ ช่วง $V_{CE}(Sat)$ เป็นช่วงฮาร์ด-แซททูเรชั่น ที่มี V_{CE} ลดลงต่ำสุด ดังนั้นการจับเบสที่ ควอไซ-สวิทซ์ซิง ได้เร็วโดยทำให้ t_{fv2} แคลลงนั้นคือทำให้การสูญเสียลดลงและถ้าการจับทรานซิสเตอร์ในช่วง $t_d(on)$ แคลลงกระทำโดยพัลส์โอเวอร์ชูต ทำให้ได้ I_B ช้นมากสภาวะเทรินออฟ เป็นการกำจัดประจุที่สะสมออกให้หมดถ้าปล่อยให้เกิดการ รีคอมไบเนชั่น เองจะช้าทำโดยป้อนพัลส์ลบเป็นการดึงประจุที่สะสมออกทางเบส

ช่วง t_r เป็นการกำจัดประจุ Q_2 ในสภาวะฮาร์ด-แซททูเรชั่น

ช่วง t_{fv1} กำจัดประจุสภาวะ ควอไซ-แซททูเรชั่น ใน คริป รีจัน ให้เป็นศูนย์

ช่วง t_{fv2} เป็นการกำจัดประจุในสภาวะ แอททิฟ

ช่วง t_{f1} กระแสที่ไหลออกจากเบสลดลงทำให้ I_C ลดลงและ V_{BE} เป็นลบอย่างรวดเร็ว



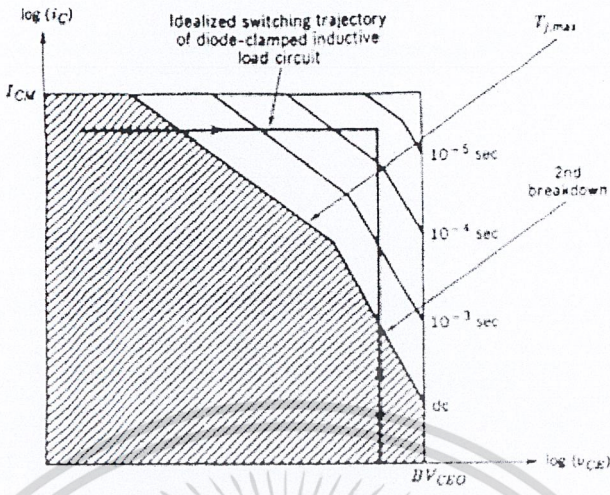
รูปที่ 3.11 คุณลักษณะสวิทช์ซึ่งสถานะ เทิร์น ออฟ

ดังนั้นถ้าเราขับเบสไม่ถึงโอเวอร์ โคร้ฟประจุในช่วงเวลา t_s จะไม่มีทำให้ ออฟสแตท เร็วการสูญเสียกำลังในทรานซิสเตอร์ต่ำและไม่เสียเวลาดึงประจุ

3.3.5 พื้นที่การใช้งานที่ปลอดภัย (Safe Operation Areas SOA)

3.3.5.1 Forward Biased Operating Area

พิจารณาการทำงานทรานซิสเตอร์ช่วงระหว่างการเทรินออฟ และสถานะอนสแตท ซึ่งเสถียรภาพการทำงานในทรานซิสเตอร์จะต้องมีเพาเวอร์ ดิสซิเพชั่น น้อยกว่าเพาเวอร์ ดิสซิเพชั่น ที่แสดงใน FBSOA curve



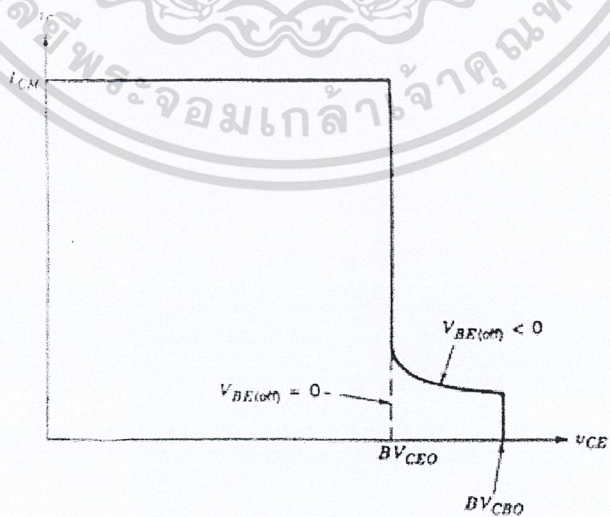
รูปที่ 3.12 กราฟ FBSOA

ตัวแปรที่สำคัญในการพิจารณา

- 1.ค่ากระแส I_C สูงสุด
- 2.ค่าศักดาสูงสุดของ V_{CE0}
- 3.ค่าอุณหภูมิสูงสุดกำหนดจากอุณหภูมิของรอยต่อ
- 4.ค่าเซคัน-เบรกคาวน์ ของทรานซิสเตอร์

พื้นที่ใต้ Curve ของ FBSOA เป็นพื้นที่การทำงานของทรานซิสเตอร์ที่ปลอดภัยเมื่อทรานซิสเตอร์ทำงานเป็น พัลส์ พื้นที่ FBSOA จะมีค่าเพิ่มขึ้น

3.3.5.2 RBSOA(Reverse Biased Operating Areas)



รูปที่ 3.12 กราฟ RBSOA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาการทำงานทรานซิสเตอร์ช่วง เทรินออฟ ซึ่งรอยต่อ BE เป็น ไบอัสกลับ พื้นที่ RBSOA มากกว่าพื้นที่ FBSOA ซึ่งค่าของ V_{CEO} มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น V_{CBO}

เนื่องจากสภาวะ ออฟ สเตท กระแส I_C มีค่าลดลงและมีกระแส $-I_B$ ทำให้ β มีค่าลดลง ดังนั้นทำให้ BV_{CEO} เพิ่มขึ้นเป็น BV_{CBO}

$$BV_{CBO} = \frac{BV_{CEO}}{\beta^{1/n}}$$

สำหรับกรณี npn ทรานซิสเตอร์มีค่า $n=4$ และ pnp ทรานซิสเตอร์มีค่า $n=6$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

โครงสร้างภายในของ MCS-51 และการเขียนโปรแกรมเบื้องต้น

ก่อนที่จะนำไมโครคอนโทรลเลอร์ใดไปใช้งานก็แล้วแต่ ผู้ออกแบบต้องมีความรู้เกี่ยวกับโครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์นั้น ๆ ด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 นั้นมีอยู่หลายเบอร์ให้เลือกใช้ ซึ่งแต่ละเบอร์จะมีความสามารถพิเศษมากน้อยแตกต่างกันไป ดังแสดงในตารางที่ 4.1 ซึ่งเป็นเบอร์พื้นฐานในตระกูลนี้ แต่ถ้าอยากทราบรายละเอียดของเบอร์อื่นๆ อีก อาจหาอ่านได้จากหนังสือคู่มือ (data book) ของบริษัทอินเทลในส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ได้

4.1 คุณสมบัติทั่วไปของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

คุณสมบัติทั่วไปที่สำคัญของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 มีดังนี้

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิต
- มีวงจรถ่ายข้อมูลและวงจรมินิโพรเซสเซอร์ภายในไอซีมีขนาด 32 บิต
- สามารถเชื่อมต่อหน่วยความจำข้อมูลภายนอก (external data memory) โดยอ้างตำแหน่งแอดเดรสได้ถึง 64 K
- สามารถเชื่อมต่อหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก (external program memory) โดยอ้างตำแหน่งแอดเดรสได้ถึง 64 K
- มีหน่วยความจำโปรแกรมในตัว (on-chip program memory) ขนาด 4 K โดยเฉพาะเบอร์ 8052 จะมีหน่วยความจำในส่วนนี้ถึง 8 K สำหรับเบอร์ 8031 และ M8032 จะไม่มีหน่วยความจำในส่วนนี้
- มีหน่วยความจำข้อมูลในตัว (on-chip data memory) ขนาด 128 ไบต์ โดยเฉพาะเบอร์ 8032 และ 8052 จะมีหน่วยความจำในส่วนนี้ถึง 256 ไบต์

ตารางที่ 4.1 แสดงคุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ แต่ละเบอร์ในตระกูล MCS-51

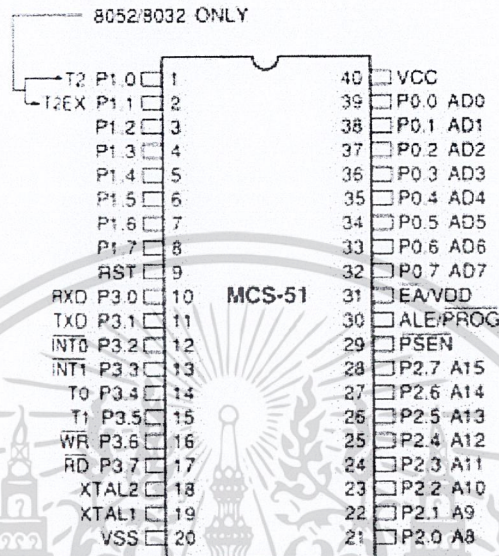
ชื่อเบอร์	หน่วยความจำภายใน		จำนวนไทเมอร์ / เคาน์เตอร์	จำนวนอินเทอร์รัปต์
	เก็บโปรแกรม	เก็บข้อมูล		
8052AH	8K × 8 ROM	256 × 8 RAM	3 × 16-Bit	6
8051AH	4K × 8 ROM	128 × 8 RAM	2 × 16-Bit	5
8051	4K × ROM	128 × 8 RAM	2 × 16-Bit	5
8032AH	ไม่มี	256 × 8 RAM	3 × 16-Bit	6
8031AH	ไม่มี	128 × 8 RAM	2 × 16-Bit	5
8031	ไม่มี	128 × 8 RAM	2 × 16-Bit	5
8751H	4K × 8 EPROM	128 × 8 RAM	2 × 16-Bit	5
8751H-12	4K × 8 EPROM	128 × 8 RAM	2 × 16-Bit	5

- หน่วยความจำข้อมูลภายในบางส่วนสามารถถึงข้อมูลระดับบิตได้ด้วย ทำให้การควบคุมหรือการตรวจสอบสถานะบิตทำได้ง่าย ส่งผลให้การเขียนโปรแกรมทำได้ง่ายมากขึ้น
- มีไทเมอร์/เคาน์เตอร์ (timer/counters) ขนาด 16 บิต จำนวน 2 ตัว โดยเฉพาะเบอร์ 8032 หรือ 8052 จะมีไทเมอร์/เคาน์เตอร์จำนวน 3 ตัว
- การอินเทอร์รัปต์สามารถทำได้จาก 5 แหล่งกำเนิด โดยเฉพาะเบอร์ 8032 และ 8052 จะทำการอินเทอร์รัปต์ได้จาก 6 แหล่งกำเนิด โดยการอินเทอร์รัปต์ยังสามารถจัดระดับความสำคัญได้เป็น 2 ระดับ
- มีพอร์ตสื่อสารอนุกรมภายในตัวเอง ซึ่งทำงานเป็นแบบฟูลดูเพล็กซ์ (full duplex)
- มีคำสั่งในการคำนวณทางคณิตศาสตร์และทางตรรกศาสตร์
- คำสั่งโดยส่วนใหญ่ใช้เวลาการทำงานเพียง 1 ไมโครวินาที เมื่อใช้คริสตอลความถี่ 12 เมกะเฮิร์ตซ์
- ต้องการแหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์ เพียงชุดเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 โครงสร้างภายนอกของ MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ทุกเบอร์จะมีตำแหน่งขาพื้นฐานที่เหมือนกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.1 สำหรับหน้าที่การใช้งานของแต่ละขามีดังนี้



รูปที่ 4.1 แสดงการจัดตำแหน่งขาต่างๆ ของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51

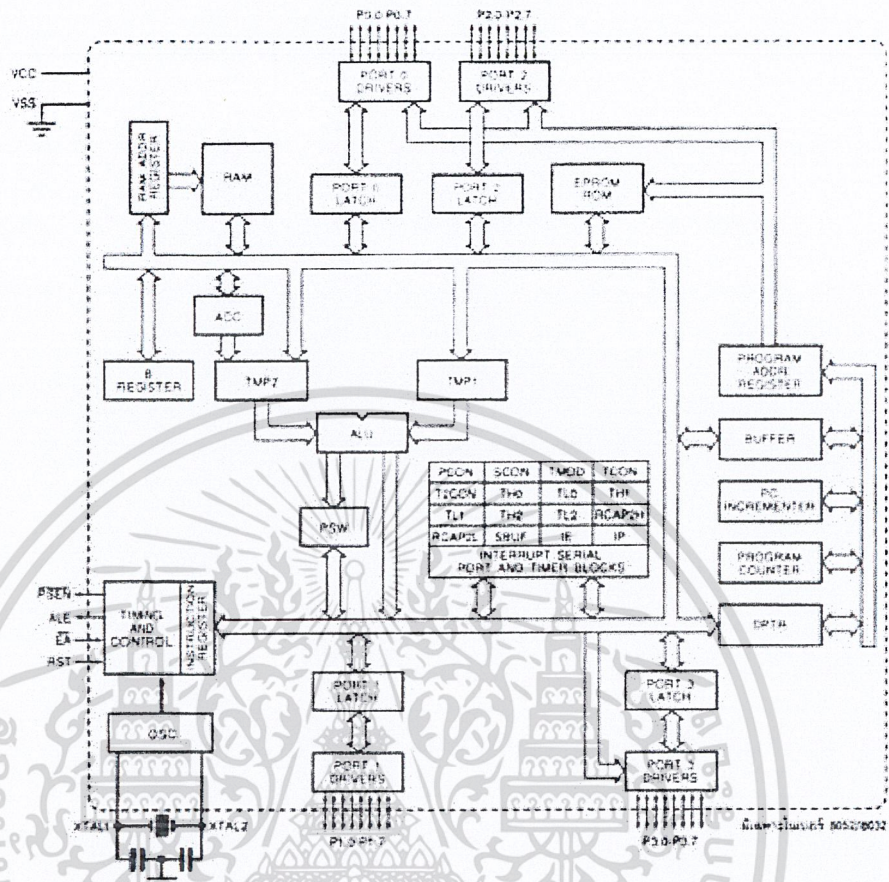
- ขา Vcc เป็นขาป้อนแรงดันไฟเลี้ยง +5 โวลต์
- ขา Vss เป็นขากราวด์
- ขาพอร์ต 0 (Port 0) มี 8 ขา ได้แก่ขา P0.0 – P0.7 เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทางสำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้ขาพอร์ตเหล่านั้นอยู่ในสถานะปล่อยลอย ซึ่งในสถานะนี้เองที่สามารถนำมาใช้เป็นพอร์ตอินพุตอิมพีแดนซ์สูงได้ นอกจากพอร์ตนี้จะใช้งานเป็นพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแล้วมันยังถูกใช้ในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกด้วย โดยทำหน้าที่ในการกำหนดตำแหน่งแอดเดรสไบต์ค่า (A0-A7) ซึ่งจะใช้งานเป็นแบบมัลติเพล็กซ์กับการรับส่งข้อมูลขนาด 8 บิต (D0-D7)
- ขาพอร์ต 1 (Port 1) มี 8 ขา ได้แก่ขา P1.0-P1.7 เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทาง สำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุต นอกจากนี้สำหรับเบอร์ 8032 และ 8052 ขาพอร์ต P1.0 และ P1.1 จะถูกนำมาใช้งานเป็นขา T2 และ T2EX ตามลำดับด้วย

- ขาพอร์ต 2 (Port 2) มี 8 ขาได้แก่ขา P2.0 - P2.7 เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทางสำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ตนี้จะใช้งานเป็นพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแล้วมันยังถูกใช้งานในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกด้วย โดยทำหน้าที่ในการกำหนดตำแหน่งแอดเดรสไบต์สูง (A8 - A15)
- ขาพอร์ต 3 (Port 3) มี 8 ขาได้แก่ขา P3.0 - P3.7 เป็นขาพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทางสำหรับใช้งานทั่วไป โดยถ้าใช้งานเป็นอินพุตพอร์ตต้องทำการเขียนค่า 1 ไปยังแต่ละบิตของพอร์ต เพื่อกำหนดให้เป็นพอร์ตอินพุตนอกจากพอร์ตนี้จะใช้งานเป็นพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแล้วมันยังถูกใช้งานในหน้าที่พิเศษต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.2
- ขารีสต (RST) ใช้สำหรับการรีเซ็ตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยการรีเซ็ตต้องคงสถานะเป็น 1 อย่างน้อยนาน 2 เมกไซคลิก ในขณะที่ออสซิลเลเตอร์ยังทำงานอยู่
- ขา ALE/PROG เป็นขาสัญญาณเพื่อทำหน้าที่ควบคุมการแลตช์ (latch) ค่าตำแหน่งแอดเดรสไบต์ต่ำ (Address Latch Enable) เมื่อต้องการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก นอกจากนี้ขานี้ยังทำหน้าที่เป็นอินพุตรับพัลส์ในการโปรแกรม (program pulse input) ในส่วนของหน่วยความจำ EPROM สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 ที่มีหน่วยความจำโปรแกรมภายในเป็น EPROM

ตารางที่ 4.2 แสดงหน้าที่พิเศษของแต่ละขาของพอร์ต P3

ขาพอร์ต	หน้าที่พิเศษ
P 3.0	RXD (serial input port)
P 3.1	TXD (serial output port)
P 3.2	INT0 (external interrupt 0)
P 3.3	INT1 (external interrupt 1)
P 3.4	TO (Timer 0 external input)
P 3.5	T1 (Timer 1 external input)
P 3.6	WR (external data memory write strobe)
P 3.7	RD (external data memory read strobe)

- ขา PSEN (program Store Enable) ทำหน้าที่เป็นสัญญาณสไตรบเพื่ออ่านคำสั่งจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลคำสั่งจากหน่วยความจำภายนอก ขานี้จะส่งสัญญาณสไตรบจำนวน 2 ครั้งในแต่ละเมซินไซเคิล แต่ในขณะที่ติดต่อกับหน่วยความจำข้อมูลภายนอกจะไม่มี การส่งสัญญาณสไตรบแต่อย่างใด
- ขา EA / VPP (External Access enable/ VPP) เป็นขาสำหรับการเลือกใช้หน่วยความจำโปรแกรม จากภายในหรือจากภายนอก โดยถ้ามีสถานะเป็น 0 จะหมายถึงให้ไมโครคอนโทรลเลอร์รับคำสั่งจากหน่วยความจำภายนอกที่ตำแหน่งแอดเดรส 0-0FFFH (0-1FFFFH ถ้าเป็นเบอร์ 8052) อย่างไรก็ตามถ้าบิตป้องกัน (security bit) ในหน่วยความจำ EPROM ถูกโปรแกรมไว้ ไมโครคอนโทรลเลอร์จะไม่รับคำสั่งจากหน่วยความจำภายนอกเลย นอกจากนี้ขานี้ยังทำหน้าที่รับแรงดันไฟสำหรับการโปรแกรม (Vpp) ขนาด 21 โวลต์เพื่อใช้ในระหว่างการโปรแกรม EPROM
- ขา XTAL1 และขา XTAL2 เป็นขาอินพุตและเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์ชันออสซิลเลเตอร์แอมพลิไฟเออร์ (inverting oscillator amplifier) สำหรับใช้ร่วมกับคริสตัลภายนอก



รูปที่ 4.2 แสดงโครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51

4.3 โครงสร้างภายในของ MCS-51

โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 แสดงดังในรูปที่ 4.2 โดยส่วนที่มีเครื่องหมายดอกจัน (*) จะมีเฉพาะในเบอร์ 8032 และ 8052 เท่านั้น

4.3.1 การจัดหน่วยความจำ

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 แบ่งชนิดหรือหน้าที่ของหน่วยความจำออกเป็น 2 ส่วน คือ หน่วยความจำโปรแกรม (program memory) และหน่วยความจำข้อมูล (data memory)

หน่วยความจำโปรแกรมจะใช้สำหรับเก็บโปรแกรมควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งบางเบอร์จะมีหน่วยความจำในส่วนนี้อยู่ในตัว โดยอาจจะมีย่านไม่เท่ากันหรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นหน่วยความจำต่างชนิดกัน เช่น บางเบอร์เป็น ROM และบางเบอร์อาจเป็น EPROM และบางเบอร์อาจไม่มีหน่วยความจำในส่วนนี้เลย โปรแกรมการทำงานจะถูกเก็บไว้ยังหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกทั้งหมด

สำหรับหน่วยความจำข้อมูลจะใช้สำหรับเก็บข้อมูลหรือค่าตัวแปรต่างๆ จากการทำงานของโปรแกรม ซึ่งใน MCS-51 ทุกเบอร์จะมีหน่วยความจำในส่วนนี้อยู่จำนวนหนึ่ง แต่อาจมีขนาดมากน้อยต่างกันไปในแต่ละเบอร์สำหรับบริหารจัดการโครงสร้างของหน่วยความจำทั้งในส่วนของหน่วยความจำโปรแกรมและหน่วยความจำข้อมูลแสดงไว้ดังรูปที่ 4.3

4.3.2 หน่วยความจำโปรแกรม

หน่วยความจำโปรแกรมสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนคือ หน่วยความจำโปรแกรมภายในและหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก หน่วยความจำโปรแกรมภายในจะถูกเลือกใช้งานถ้าขาสัญญาณ EA มีค่าเป็น 1 โดยจะถูกใช้งานในช่วงแอดเดรส 0-0FFFH (หรือช่วงแอดเดรส 0-1FFFH ในเบอร์ 8052) นอกเหนือจากช่วงแอดเดรสนี้จะใช้หน่วยความจำโปรแกรมภายนอกทั้งหมด ในกรณีตรงกันข้ามถ้าขาสัญญาณ EA มีค่าเป็น 0 ในช่วงแอดเดรส 0-0FFFH (หรือ ช่วงแอดเดรส 0-1FFFH ในเบอร์ 8052) จะถูกใช้จากหน่วยความจำภายนอก หรือกล่าวได้ว่าถ้าขาสัญญาณ EA มีค่าเป็น 0 จะเป็นการเลือกใช้หน่วยความจำโปรแกรมภายนอกทั้งหมดตลอดช่วงแอดเดรส

4.3.3 หน่วยความจำข้อมูล

หน่วยความจำข้อมูลสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ หน่วยความจำข้อมูลภายในและหน่วยความจำข้อมูลภายนอก สำหรับหน่วยความจำข้อมูลภายในยังแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนย่อยคือ ส่วนที่ใช้เก็บข้อมูลทั่วไปและส่วนที่ใช้เป็นรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษหรือ SFR (Special Function Register) โดยส่วนที่ใช้เก็บข้อมูลทั่วไปจะถูกใช้สำหรับเก็บข้อมูลหรือค่าตัวแปรต่างๆ จากการทำงานของโปรแกรม ส่วนรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษจะถูกใช้งานเป็นรีจิสเตอร์ควบคุมการทำงานและบอกสถานะการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ทุกเบอร์จะมีหน่วยความจำข้อมูลภายในขนาด 128 ไบต์เป็นอย่างน้อย และบางเบอร์อาจมีถึงขนาด 256 ไบต์

ตำแหน่ง แอดเดรส	(MSB)	บิตแอดเดรส								(LSB)	รีจิสเตอร์ หน้าที่พิเศษ
0F8H	FF	FE	FD	FC	FB	FA	F9	F8		IOCON	
0F0H	F7	F6	F5	F4	F3	F2	F1	F0		B	
0E0H	E7	E6	E5	E4	E3	E2	E1	E0		ACC	
	CY	AC	F0	RS1	RS0	OV	F1	P			
0D0H	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0		PSW	
0CDH	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									TH2	
0CCH	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									TL2	
0CBH	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									RCAP2H	
0CAH	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									RCAP2L	
	TF2	EXF2	RCLK	TCLK	EXEN2	TR2	C/T2	CP/RL2			
0C8H	CF	CE	CD	CC	CB	CA	C9	C8		T2CON	
	PCT		PT2	PS	PT1	PX1	PT0	PX0			
0B8H	BF	—	BD	BC	BB	BA	B9	B8		IP	
0B0H	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0		P3	
	EA		ET2	ES	ET1	EX1	ET0	EX0			
0A8H	AF	—	AD	AC	AB	AA	A9	A8		IE	
0A0H	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0		P2	
99H	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									SBUF	
	SM0	SM1	SM2	REN	TB8	RB8	T1	R1			
98H	9F	9E	9D	9C	9B	9A	99	98		SCON	
90H	97	96	95	94	93	92	91	90		P1	
8DH	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									TH1	
8CH	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									TH0	
8BH	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									TL1	
8AH	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									TL0	
89H	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									TMOD	
	TF1	TR1	TF0	TR0	IE1	IT1	IE0	IT0			
88H	8F	8E	8D	8C	8B	8A	89	88		TCON	
87H	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									PCON	
83H	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									DPH	
82H	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									DPL	
81H	ไม่สามารถเข้าถึงได้ระดับบิต									SP	
80H	87	86	85	84	83	82	81	80		P0	

รูปที่ 4.4 แสดงการจัดหน่วยความจำและตำแหน่งของรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 รีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษ (SFR)

รีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษมีบทบาทอย่างมากในการควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ และทำให้การเขียนโปรแกรมสามารถทำได้สะดวกมากขึ้น รีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษทำหน้าที่สำคัญคือควบคุมการทำงานในส่วนต่างๆ ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์และทำหน้าที่แสดงสถานะการทำงาน ซึ่งในรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษบางตัวยังสามารถเข้าถึงได้ในระดับบิต (bit addressable) ด้วย ดังแสดงรูปการจัดหน่วยความจำและตำแหน่งของรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษต่าง ๆ ในรูปที่ 4.4

4.3.5 รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไป

รีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปมีไว้สำหรับผู้เขียนโปรแกรมสามารถนำข้อมูลไปพักไว้ชั่วคราวหรือใช้งานทั่วไปได้ตามต้องการ ซึ่งรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปนี้มีอยู่ด้วยกัน 8 ตัวคือ รีจิสเตอร์ R0 – R7 โดยรีจิสเตอร์ทั้ง 8 ตัวถูกจัดให้อยู่รวมกันและมีให้เลือกใช้ถึง 4 แบนก์ (bank) นั่นคือมีรีจิสเตอร์ใช้งานทั่วไปถึง 32 ตัวให้ใช้งาน เพียงแต่การเลือกรีจิสเตอร์ R0 – R7 ในแบนก์ใดแบนก์หนึ่งจะถูกกำหนดจากบิต RS0, RS1 ในรีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษ PSW ดังนั้นการเลือกจึงเลือกได้เพียงแบนก์เดียว ในขณะที่ขณะหนึ่ง อย่างไรก็ตามค่าข้อมูลที่เก็บไว้ในรีจิสเตอร์แบนก์ใดก็ตามที่มีชื่อเดียวกันแต่อยู่คนละแบนก์ก็จะมีผลซึ่งกันและกันเลย ทำให้ผู้เขียนโปรแกรมใช้งานรีจิสเตอร์ทั่วไปนี้ได้ทั้ง 32 ตัวอย่างเต็มที่และไม่ยุ่งยากในการเขียนโปรแกรม

4.4 การเขียนโปรแกรมภาษาแอสเซมบลี

โปรแกรมภาษาแอสเซมบลีสามารถเขียนขึ้นภายใต้โปรแกรมเวิร์ดโปรเซสเซอร์ ซึ่งมีชื่อว่า XAMPLE01.A52 โปรแกรมนี้เรียกว่าซอร์สโค้ดโปรแกรม (source code program) ในแต่ละบรรทัดจะบรรจุซึ่งสาระสำคัญต่าง ๆ ในรูปของคำสั่ง คำสั่งที่ถูกเขียนขึ้นเรียกว่านิวมอนิก (mnemonic) นอกจากนี้ในแต่ละบรรทัดประกอบด้วยคำสั่งไมโครคอนโทรลเลอร์แล้วยังมีส่วนของคำอธิบาย (comment) ด้วย คำอธิบายเหล่านี้มีประโยชน์อย่างยิ่งเพื่อให้ผู้อื่นทำความเข้าใจได้กับแต่ละคำสั่งที่เขียนขึ้นหรือแม้แต่ตัวผู้เขียนโปรแกรมเอง เมื่อต้องการพัฒนาโปรแกรมเพิ่มเติมจะได้ไม่สับสน

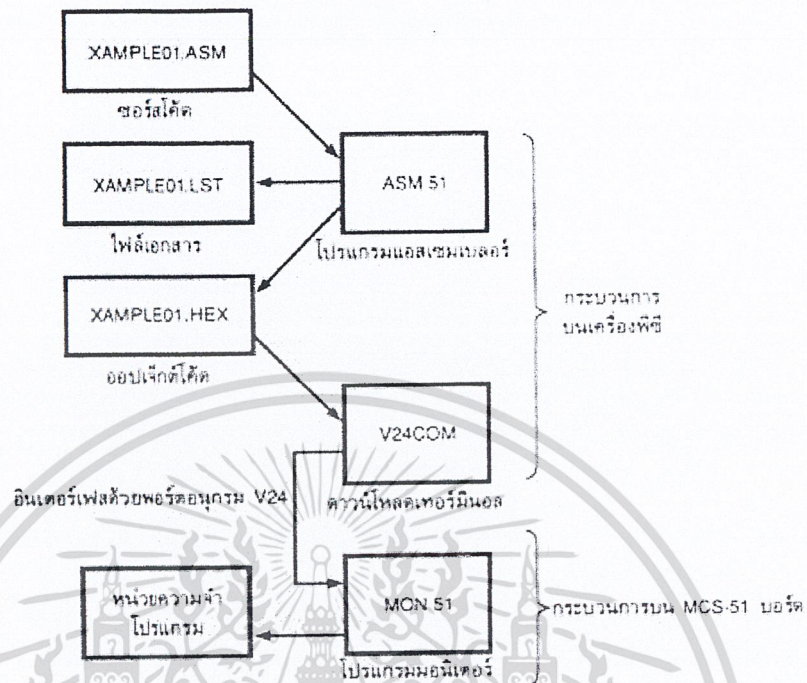
โปรแกรมแอสเซมบลียังไม่สามารถนำมาใช้งานกับไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ทันที แต่ต้องนำมาทำการแปลงจากซอร์สโค้ดไฟล์เป็นภาษาเครื่อง (machine code) ทั้งคำสั่งต่างๆ, ข้อมูลและการอ้างแอดเดรสทั้งหมดถูกแปลงไปเป็นโปรแกรมภาษาเครื่องที่ไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถเข้าใจได้ หรือเรียกว่า ออปเจกต์โค้ด (object code) โดยใช้โปรแกรมแอสเซมเบลอร์ในที่นี้คือ EASM51.EXE มาใช้งาน หรืออาจกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งคือโปรแกรมแอสเซมเบลอร์ทำการสร้างไฟล์ใหม่ขึ้นมาอีกไฟล์

หนึ่ง โดยการนำเอาอปเจ็คต์โค้ดมาแทนที่คำสั่งหรือนิวโมนิกที่เขียนขึ้น โดยไม่สนใจคำอธิบายต่าง ๆ ที่เขียนไว้หรือตัดส่วนนี้ออกไปไม่นำมาใช้งานเลย

เอาต์พุตไฟล์ที่ได้จากการแอสเซมเบลอร์จะมีนามสกุลเป็น .HEX ตัวอย่างเช่น XAMPLE01.HEX ไฟล์ที่ถูกแปลงเป็นภาษาเครื่องแล้วจะอยู่ในรูปของเลขฐานสิบหกจำนวน 2 หลักเรียงตามลำดับคำสั่งต่าง ๆ ที่เขียนขึ้น ไฟล์นี้เองที่สามารถประมวลผลได้ทันที เมื่อมันถูกส่งผ่านไปเก็บไว้ที่หน่วยความจำบน MCS-51 บอร์ด โดยการติดต่อผ่านโปรแกรม V24COM เพื่อส่งข้อมูลผ่านพอร์ตสื่อสารอนุกรม

นอกจาก EASM51 จะทำการสร้างอปเจ็คต์โค้ดขึ้นมาไฟล์หนึ่งแล้วมันยังสร้างไฟล์เอกสาร (list file) ขึ้นมาชุดหนึ่งมีนามสกุล .LST ตัวอย่างเช่น XAMPLE01.LST ไฟล์เอกสารนี้สร้างขึ้นเพื่อรวบรวมและแสดงอปเจ็คต์โค้ดที่สร้างโดยโปรแกรมแอสเซมเบลอร์จากซอร์สโค้ดโปรแกรมและข้อมูลอื่น ๆ ที่สำคัญ ดังนั้นไฟล์เอกสารนี้เป็นประโยชน์อย่างยิ่ง เมื่อต้องการศึกษาการทำงานของโปรแกรมและการทำงานภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ ตลอดจนตรวจสอบโปรแกรมที่เขียนขึ้นเพื่อพัฒนาในครั้งต่อไป ถึงแม้ว่าไฟล์เอกสารนี้จะไม่สามารถนำมาใช้งานกับไมโครคอนโทรลเลอร์แต่มันก็มีประโยชน์ดังได้กล่าวมาแล้ว รูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นถึงกระบวนการในการแปลงโปรแกรมภาษาแอสเซมบลี จนกระทั่งเป็นโปรแกรมที่สามารถประมวลผลได้ทันทีกับ MCS-51 บอร์ด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงกระบวนการต่างๆที่เกิดขึ้นจากซอร์สโค้ดที่เขียนบนเครื่องพีซีจนเป็น ออบเจกต์โค้ดซึ่งถูกไหลมาเก็บไว้ในหน่วยความจำโปรแกรมบน MCS-51 บอร์ด

4.4.1 การใช้งานรีจิสเตอร์

โดยปกติไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 จะทำการประมวลผลข้อมูลครั้งละ 1 ไบต์ ซึ่งกระทำกับรีจิสเตอร์ภายในโดยที่รีจิสเตอร์แต่ละตัวเก็บข้อมูลได้ขนาด 1 ไบต์เช่นกัน เช่นรีจิสเตอร์ A ซึ่งเป็นแอกคิวมูลเตอร์ (accumulator) ทำหน้าที่เป็นรีจิสเตอร์กลางสำหรับการคำนวณทางคณิตศาสตร์หรือทางลอจิกของตัวกระทำ 2 ตัว ตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการบวกค่า 10 กับข้อมูลตัวหนึ่ง ให้ทำการไหลข้อมูลไปเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ A ก่อน จากนั้นให้ใช้คำสั่งนำค่า 10 ไปบวกกับ A ผลที่ได้จากการบวกข้อมูลและค่า 10 จะถูกเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ A นอกจากรีจิสเตอร์ A ทำการบวกด้วยการกำหนดค่าโดยตรงแล้วมันยังทำการคำนวณร่วมกับรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตตัวอื่นๆ ได้อีกด้วย

ทั้งไมโครโปรเซสเซอร์และไมโครคอนโทรลเลอร์จะมีรีจิสเตอร์สำหรับใช้งานในคำสั่งพิเศษ โดยผู้เขียนโปรแกรมอาจกำหนดขึ้นได้เอง โดยที่กำหนดให้อยู่ในตำแหน่งแอดเดรสพิเศษ ในที่นี้มีค่ามากกว่า 07FH ขึ้นไป ตัวอย่างเช่น แอกคิวมูลเตอร์ถูกกำหนดให้ใช้หน่วยความจำภายในที่ 0E0H รีจิสเตอร์เหล่านี้เรียกว่า รีจิสเตอร์หน้าที่พิเศษ (special function registers หรือ SFRs) จำนวนของรีจิสเตอร์พิเศษอาจจะมีไม่เท่ากันในไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละเบอร์ในตระกูล MCS-51 ขึ้นอยู่กับค่า

สิ่งที่ทำการตั้งค่าไว้เพราะรีจิสเตอร์พิเศษเหล่านี้ถูกรวมอยู่หรือใช้พื้นที่ในส่วนของหน่วยความจำภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งหน่วยความจำภายในหรือแรมภายในจะมีขนาดไม่เท่ากันในแต่ละเบอร์

นอกจากรีจิสเตอร์พิเศษหรือ SFR แล้วยังมีรีจิสเตอร์ สำหรับใช้งานทั่วไปอีก 8 ตัว คือ รีจิสเตอร์ R0 ถึง R7 รีจิสเตอร์ทั้ง 8 ตัว ถูกบรรจุอยู่ในแรมภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ในรูปของแบงก์ (bank) และใช้สำหรับเก็บข้อมูลชั่วคราวระหว่างการประมวลผล ในที่นี้จะใช้รีจิสเตอร์เฉพาะแบงก์ศูนย์เท่านั้น และหลังจากรีเซตระบบทุกครั้ง รีจิสเตอร์ที่แบงก์ศูนย์จะถูกเลือกโดยอัตโนมัติ

4.5 การจัดสรรหน่วยความจำบน MCS-51 บอร์ด

ไมโครคอนโทรลเลอร์แต่ละเบอร์ในตระกูล MCS-51 มีขนาดของหน่วยความจำไม่เท่ากัน ทำให้การจัดสรรพื้นที่ในหน่วยความจำสำหรับเก็บ โปรแกรมและข้อมูลแตกต่างกัน

4.5.1 หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรม

หน่วยความจำสำหรับเก็บ โปรแกรมสามารถขยายได้สูงถึง 64 กิโลไบต์ มีหน้าที่เก็บคำสั่งต่าง ๆ สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ มันสามารถใช้เก็บตารางข้อมูลและค่าคงที่ได้ในการใช้งาน ในที่นี้จะใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์โดยใช้หน่วยความจำโปรแกรมภายนอกเท่านั้น ที่ขา 31 หรือ ค่า EA (external access enable) จึงถูกต่อลงกราวด์ไว้เพื่อกำหนดให้ไม่ใช้งานหน่วยความจำโปรแกรมภายในที่มีอยู่แล้วและเมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ต้องการติดต่อกับหน่วยความจำ โปรแกรมภายนอกมันจะส่งสัญญาณลอจิก Low ที่ขา 29 หรือขา PSEN ออกมา

หน่วยความจำโปรแกรมไม่จำเป็นต้องเป็นเซมอโปรวาต้องเป็นรอมหรืออีพรอม เช่นเดียวกับตำแหน่งแอดเดรสที่ว่าแต่ละแอดเดรส อาจอยู่ในรูปของหน่วยความจำหรือเป็นตำแหน่งของพอร์ตอินพุตเอาต์พุตก็ได้ หน่วยความจำ โปรแกรมในที่นี้ถูกแบ่งออกเป็น 2 ช่วงดังนี้ คือช่วงแอดเดรสค่า 00000H ถึง 04000H เป็นส่วนของอีพรอม IC5 และช่วงแอดเดรสจาก 04000H ถึง 08000H เป็นหน่วยความจำ แรม IC6 ของระบบ คำสั่งต่างๆ จะถูกป้อนให้ไปเก็บไว้และทำการประมวลผลจากที่แรมนี้

4.5.2 หน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูล

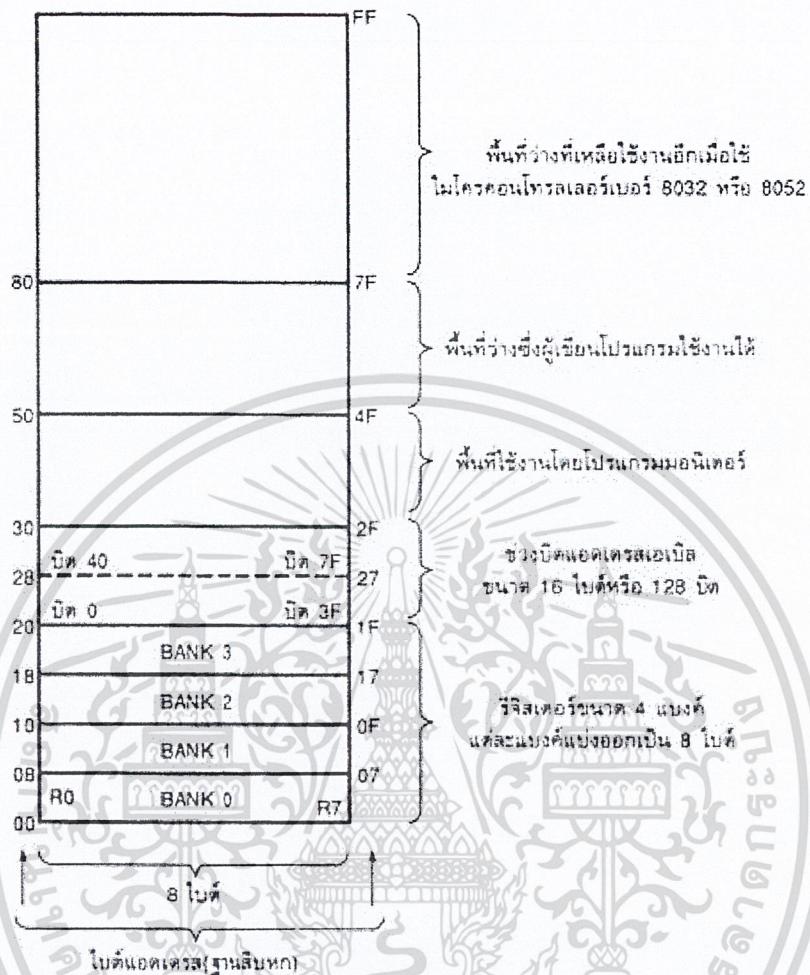
ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 สามารถทำการอ่านและเขียนข้อมูลจากหน่วยความจำข้อมูลที่มีขนาดสูงสุดได้ 64 กิโลไบต์ หน่วยความจำในส่วนนี้ทำหน้าที่เก็บข้อมูลใช้งานจำนวนมากเป็นส่วนใหญ่ ซึ่งในบางครั้งอาจเรียกได้ว่าแรมบน MCS-51 บอร์ด หรือ IC6 เป็นผู้ทำหน้าที่นี้ หน่วยความจำข้อมูลบนบอร์ด MCS-51 กำหนดให้มีตำแหน่งใช้งานได้ตั้งแต่ 00000H ถึง 08000H ซึ่งตามที่กล่าวมาแล้วหน่วยความจำสำหรับเก็บ โปรแกรมโดยใช้แรมถูกกำหนดให้เริ่มต้นที่ตำแหน่ง

04000H เป็นต้นไป นั่นคือ โปรแกรมทดลองหรือ โปรแกรมที่ดาวน์โหลดจากคอมพิวเตอร์จะต้องเริ่มประมวลผลที่ตำแหน่ง 04000H ขึ้นไปเสมอ

การประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ส่วนใหญ่แล้วสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องใช้หน่วยความจำข้อมูลมากเท่าใดนัก ทำให้เมื่อต้องการใช้หน่วยความจำข้อมูลมากเท่าใดนัก ทำให้เมื่อต้องการใช้หน่วยความจำก็อาศัยแรมภายในที่มีอยู่แล้วมากกว่าที่จะใช้งานแรมที่อยู่ภายนอกขนาดของแรมภายในมีขนาด 128 ไบต์ สำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 8031 และ 8051 และมีขนาด 256 ไบต์ สำหรับเบอร์ 8032 และ 8052 แต่ในที่นี้จะใช้ใช้แรมภายในนี้สูงสุดไม่เกิน 128 ไบต์ ดังนั้นจึงไม่มีปัญหาไม่ว่าผู้อ่านจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ใดมาทำการศึกษา

ในส่วนของแรมภายในประกอบด้วยรีจิสเตอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ หน่วยความจำสแต็คสำหรับใช้งานและจัดการระบบภายในตัวที่อยู่ในส่วนของแรมภายในด้วย ดังนั้นขนาดของหน่วยความจำภายในที่ผู้เขียนโปรแกรมใช้งานได้จริงจึงน้อยกว่า 128 ไบต์ ในช่วงแอดเดรสระหว่าง 20H ถึง 2FH เรียกว่าบิตแอดเดรสเอเบิล (bit addressable range) ในส่วนนี้ใช้งานในการจัดแจงหน่วยโยกย้ายถ่ายเทเปิดข้อมูลของคำสั่งไปยังแอดเดรส, เปลี่ยนหรือเรียกใช้บิตใดบิตหนึ่ง ส่วนประกอบสุดท้ายที่ใช้แรมภายในก็คือ โปรแกรมมอนิเตอร์ซึ่งบรรจุอยู่ในอีพรอม ซึ่งการประมวลผลในส่วนนี้ต้องใช้งานแรมภายในบางส่วนด้วยเช่นกัน รูปที่ 4.6 แสดงการแบ่งแอดเดรสของแรมภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แผนที่แสดงการจัดแบ่งช่วงแอดเดรสใช้งานของแรมภายใน ซึ่งมีขนาด 128 ไบต์ขึ้นอยู่กับเบอร์ของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

เครื่องชาร์จแบตเตอรี่ (BATTERY CHARGER)

5.1 แบตเตอรี่ (BATTERY)

แบตเตอรี่ เป็นแหล่งสะสมพลังงาน ไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ซึ่งจะจ่ายพลังงานออกมาในรูปแบบของกระแสไฟตรง แบตเตอรี่ในความหมายทางไฟฟ้าจะต้องประกอบด้วยเซลล์ที่นำมาต่ออนุกรมกัน

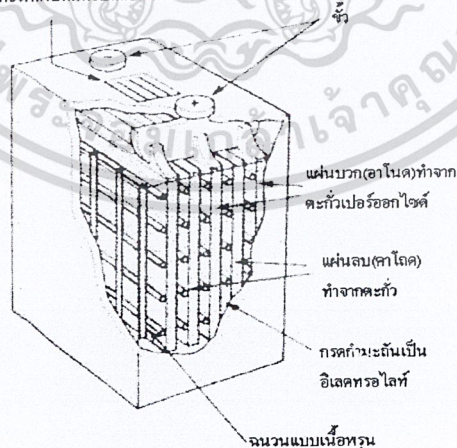
เซลล์ของแบตเตอรี่แบ่งได้เป็น

1) เซลล์ปฐมภูมิ (PRIMARY CELL) เซลล์ชนิดนี้เมื่อสร้างเสร็จก็สามารถนำไปใช้เพื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าได้ทันที และเมื่อนำไปใช้แล้วพลังงาน ไฟฟ้าที่จ่ายออกมาก็จะหมดไป จะไม่สามารถนำเซลล์ชนิดนี้กลับมาใช้ได้อีก

2) เซลล์ทุติยภูมิ (SECONDARY CELL) เซลล์ชนิดนี้เมื่อสร้างขึ้นมาแล้วจะต้องนำไปทำการประจุไฟหรือชาร์จไฟเสียก่อน จึงจะทำการจ่ายกระแสไฟออกมาได้ และเมื่อใช้กระแสไฟฟ้าไป (DISCHARGE) จนกระทั่งกระแสอ่อนลง ก็สามารถนำไปประจุไฟใหม่ได้ เพื่อนำกลับไปใช้อีก

จากคุณสมบัติของเซลล์ทุติยภูมิที่กล่าวว่า เมื่อเซลล์ถูกใช้จนหมดไฟแล้วสามารถจะนำไปประจุไฟใหม่เพื่อจะใช้ได้ต่อไป ด้วยคุณสมบัติอันนี้ เราจึงนำเซลล์ของแบตเตอรี่ชนิดทุติยภูมิมาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงให้กับวงจรภาคอินเวอร์เตอร์ (INVERTER) ได้ ซึ่งแบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการนี้ได้กล่าวแล้วว่าใช้แบตเตอรี่ชนิดกรด - ตะกั่ว (LEAD ACID) ขนาดพิกัด 45 A-Hr 12 โวลต์ 1 ลูก

รูปร่างสำหรับทดสอบและเติมอิเล็กโทรไลต์



รูปที่ 5.1 แสดง โครงสร้างของเซลล์แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซลล์แบบตะกั่ว-กรด จะประกอบด้วยแผ่นคาโทด (CATHODE) และแผ่นแอโนด (ANODE) วางสลับกันโดยจะจุ่มอยู่ในสารอิเล็กโทรไลต์ (ELECTROLYTE) ซึ่งจะทำมาจากสารละลายกรดกำมะถันแผ่นเพลทจะวางสลับกันเพื่อจะได้มีพื้นที่ผิวสัมผัสกับสารอิเล็กโทรไลต์ได้มาก โดยที่มีปริมาตรน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และการที่มีผิวสัมผัสระหว่างแผ่นอิเล็กโทรด และ สารอิเล็กโทรไลต์มากเท่าใด ปฏิกริยาเคมีก็จะเกิดมากขึ้นเท่านั้น นอกจากนี้ค่าความต้านทานภายในเซลล์ก็จะมีค่าน้อยลงด้วย ดังนั้นเราจึงใช้แบบที่เป็นแผ่น บางๆ และคั่นด้วยฉนวนแบบมีรูพรุน

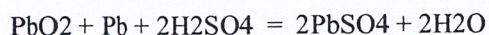
อิเล็กโทรดที่เป็นแอโนด จะสร้างขึ้นมาจากตะกั่วบริสุทธิ์ และคาโทดจะสร้างจากส่วนผสมของตะกั่วและตะกั่วเปอร์ออกไซด์ ในขณะที่เซลล์คายประจุให้กระแสไฟฟ้าออกมาอะตอมของตะกั่วจากแผ่นแอโนดจะแตกตัวเป็นไอออนที่มีประจุบวกเข้าไปรวมอยู่ในสารอิเล็กโทรไลต์ และปล่อยอิเล็กตรอนให้ไหลสู่ขั้วลบที่นำมาต่อจากภายนอก ดังแสดงในรูปที่ 5.2



ที่คาโทด ตะกั่วเปอร์ออกไซด์จะแตกตัวเป็นไอออนของตะกั่ว ซึ่งจะมีทั้งไอออนประจุบวกและไอออนประจุลบ ไอออนที่มีประจุบวกจะดึงเอาอิเล็กตรอนจากวงจรภายนอกมารวมตัวกลายเป็นไอออนของตะกั่วที่มีประจุบวก ซึ่งเป็นชนิดเดียวกับที่แอโนด ทำให้เกิดกระแสไหลจากคาโทดไปวงจรภายนอก ไอออนของตะกั่วจากแผ่นอิเล็กโทรดทั้งสอง จะทำปฏิกิริยากับกรดกำมะถันซึ่งเป็นอิเล็กโทรไลต์ กลายเป็นตะกั่วซัลเฟตและก๊าซไฮโดรเจน (ซึ่งจะรวมกับไอออนของออกซิเจนจากคาโทดกลายเป็นน้ำ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

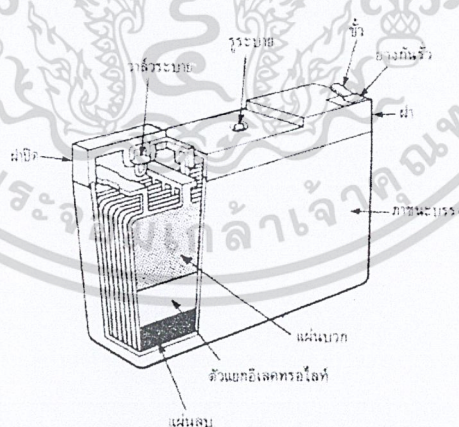
เราสามารถเขียนสูตรของปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้น ได้ดังนี้



ซึ่งแสดงว่าปฏิกิริยานี้เป็นปฏิกิริยาที่ผันกลับได้ ดังนั้นจึงสามารถที่จะประจุเซลล์ใหม่ได้ โดยการต่อวงจรซึ่งจะจับอิเล็กตรอนให้ไหลจากคาโทดกลับไปสู่อโนด

สูตรทางเคมีแสดงให้เห็นว่าสารละลายอิเล็กโทรไลต์จะเจือจางลง โดยโมเลกุลของน้ำที่เกิดขึ้น ซึ่งเป็นขณะเดียวกับที่เซลล์คายประจุ ทำให้เราสามารถใช้เป็นวิธีหาสถานะการประจุและการคายประจุของเซลล์ได้ โดยวัดความถ่วงจำเพาะของอิเล็กโทรไลต์ ซึ่งจะบอกว่าเซลล์ใกล้จะถึงสถานะที่คายประจุจนหมดหรือยัง เพื่อที่จะได้ทำการประจุไฟไปใหม่ โดยค่าความถ่วงจำเพาะของเซลล์ที่มีประจุเต็มที่จะมีค่าประมาณ 1.25 และค่าความถ่วงจำเพาะของเซลล์ที่คายประจุจนหมดจะมีค่าประมาณ 1.2 โดยเราจะใช้ไฮโดรมิเตอร์ในการวัดแรงดันของเซลล์ซึ่งโดยปกติมีค่าประมาณเท่ากับ 2 โวลต์

เซลล์แบบตะกั่ว-กรดนี้มีโครงสร้างแบบที่กล่าวมาเป็นระยะเวลาอันยาวนานแล้วการปรับปรุงที่เกิดขึ้นเร็วๆนี้ได้ปรับปรุงให้เซลล์มีอายุการใช้งานนานขึ้น โดยที่แบตเตอรี่ที่มีการผุกร่อนอย่างดี และมีอิเล็กโทรไลต์เป็นของแข็ง ได้ถูกผลิตขึ้นมาแล้วซึ่งไม่ต้องมีการบำรุงรักษาเลย จึงสามารถนำไปใช้ที่ใดก็ได้ นับว่ามีประโยชน์ในการใช้แทนที่หรือใช้อย่างปกติแทนเซลล์ปฐมภูมิเนื่องจากสามารถประจุไฟใหม่ได้ โครงสร้างสามารถแสดงดังรูป 5.3



รูปที่ 5.3 โครงสร้างของแบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรดที่มีการปิดผนึก

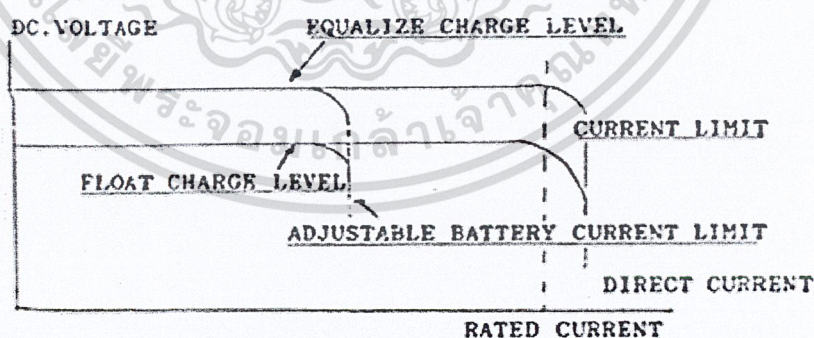
การประจุเซลล์แบบตะกั่ว-กรด โดยการป้อนกระแสกลับทางเข้าไปในแบตเตอรี่เพื่อบังคับให้ปฏิกิริยาเคมีเกิดขึ้น โดยจะเกิดจากทางขวามือไปทางซ้ายมือ ซึ่งจะเปลี่ยนตะกั่วซัลเฟตให้กลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นตะกั่วและกรดกำมะถันตามเดิม วิธีการป้องกันกระแสกลับทางทำได้โดยการต่อคาโทดและอโนดเข้ากับขั้วบวกและขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟภายนอก ซึ่งจะมีแรงดันของแหล่งจ่ายไฟภายนอกอยู่ในช่วง 1.1-1.25 ของแรงดันเซลล์ปกติ

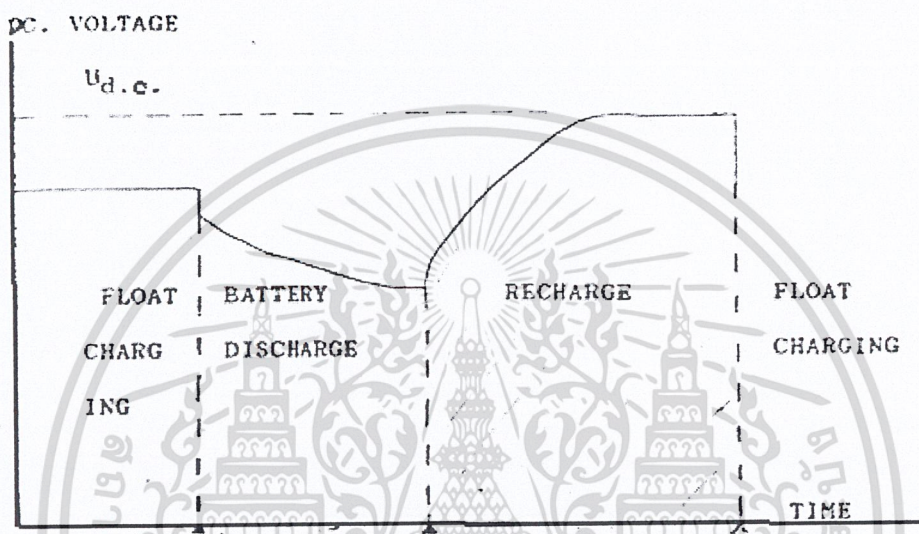
กระแสที่ป้อนเข้าไปเมื่อประจุไปใหม่นั้นจะขึ้นอยู่กับแรงดันที่ป้อนเข้าไป นอกจากนี้ยังขึ้นอยู่กับสถานะของเซลล์อีกด้วยว่าคายประจุหรือยัง ถ้าแรงดันที่ป้อนเข้าประจุไฟมีค่าสูงและเซลล์คายประจุหมดเต็มที่แล้ว ก็จะทำให้กระแสที่ไหลเข้าประจุเซลล์มีค่ามากตามไปด้วยหรือถ้าเซลล์ถูกใช้แบบเป็นวงรอบ คือจากสถานะประจุเต็มไปสู่สถานะหมดประจุเต็มที่แล้วจึงค่อยประจุใหม่อีกครั้งหนึ่ง ในการประจุจะใช้กระแสมาก แต่ถ้าเซลล์ถูกใช้งานพร้อมกับประจุไฟเข้าตลอดเวลา กระแสที่ใช้ในการประจุจะมีค่าต่ำ

แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด เป็นแบบที่นิยมใช้กันซึ่งมักจะพบเห็นในรถยนต์ทั่วไป ส่วนแบตเตอรี่อีกชนิดหนึ่งคือ แบตเตอรี่แบบนิเกิล-แคดเมียม (Ni-Cd) ซึ่งจะต่างกันอยู่ตรงแรงดันไฟฟ้าต่อเซลล์คือแบบตะกั่ว-กรด จะให้แรงดันประมาณ 2.2V/ เซลล์ แต่แบบ นิเกิล-แคดเมียม จะให้แรงดันประมาณ 1.4 V/ เซลล์ ดังที่กล่าวมาแล้วคือ ลักษณะการชาร์จแบตเตอรี่มีอยู่ 2 ลักษณะคือ โพลทชาร์จ และ อีควอลไลซ์ชาร์จ ซึ่งระดับแรงดันก็จะต่างกัน โดยที่โพลทชาร์จจะเป็นการชาร์จทั่วไปตามปกติ เช่น แบตเตอรี่แรงดัน 48 V ก็จะใช้โพลทชาร์จที่แรงดันประมาณ 51.6 V ส่วนการอีควอลไลซ์ชาร์จนั้นจะใช้แรงดันที่สูงกว่า คือ ประมาณ 54 V ซึ่งลักษณะการชาร์จทั้ง 2 จะแตกต่างกัน คือ อีควอลไลซ์ชาร์จจะต้องการภายหลังจากการดีสชาร์จ (DISCHARGE) จ่ายไฟให้กับโหลดไปแล้ว ดังนั้นเพื่อเป็นการประหยัดเวลาในการชาร์จจึงต้องชาร์จที่ระดับแรงดันสูงกว่าปกติ ซึ่งลักษณะการชาร์จจะแสดงดังรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงการชาร์จแบตเตอรี่

โดยที่อันตรายที่จะเกิดกับแบตเตอรี่ก็เช่น การชาร์จเกิน (กระแสเกิน) ดังนั้นภายในตัวเรกติฟายจึงต้องมีตัวจำกัดกระแส โดยจะไปลดระดับแรงดันไฟฟ้าถ้ากระแสเกิน แต่ในขณะที่เกิดไฟดับแล้วแบตเตอรี่จ่ายให้กับโหลด ค่าศักย์ค่าไฟฟ้าที่ขั้วของแบตเตอรี่จะค่อยๆลดลง ซึ่งถ้าต้องการแรงดันเอาต์พุตคงที่ ก็จะต้องอาศัยอุปกรณ์ควบคุมแรงดันเป็นตัวช่วย ซึ่งลักษณะวัฏจักรของการชาร์จและดิสชาร์จจะแสดงได้ดังรูป 5.5



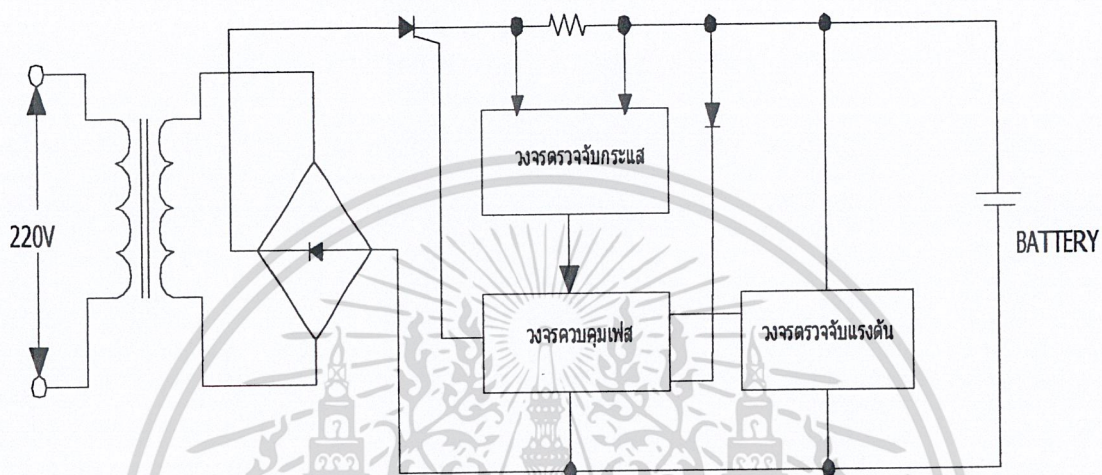
รูปที่ 5.5 แสดงคุณสมบัติของแบตเตอรี่

จากที่กล่าวมาแล้วว่าแบตเตอรี่ในแหล่งจ่ายไฟสำรองจะทำหน้าที่เก็บไฟฟ้าไว้ในตัวเองและนำออกมาใช้จ่าย ให้กับโหลดแทนแหล่งจ่ายเมื่อเกิดสภาวะผิดปกติขึ้น แต่เนื่องจากถ้าแบตเตอรี่ดังกล่าวนั้นจ่ายกระแสไฟฟ้ออกไปมากก็ทำให้ค่าแรงดันของตัวมันเองลดต่ำลง ซึ่งจากการที่แรงดันของลดต่ำลงถ้าเราต้องการชาร์จแบตเตอรี่ใหม่ก็จะมีลักษณะคล้ายการลัดวงจร ดังนั้นเราจึงต้องชาร์จแบตเตอรี่ขณะที่แรงดันยังไม่ตกลงจนหมด

เครื่องชาร์จแบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการนี้จะมีคุณสมบัติคือ สามารถชาร์จกระแสได้สูงที่สุด 5 แอมป์ และกระแสที่ชาร์จออกไปนั้นจะถูกจ่ายออกไปเป็นแบบพัลส์ ซึ่งจะทำให้แบตเตอรี่และเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ปลอดภัย เนื่องจากคุณสมบัติของแบตเตอรี่ คือเมื่อแบตเตอรี่ มีแรงดันอยู่ในระดับต่ำแล้ว เวลาชาร์จกระแสให้กับแบตเตอรี่ก็จะเหมือนกับการชอตเอาต์พุตของเครื่องชาร์จจะเป็นผลให้มีกระแสไหลสูงมากในการชาร์จเริ่มแรก

5.2 หลักการทำงานเบื้องต้นของวงจรชาร์จแบตเตอรี่

จากรูปที่ 5.6 เป็นบล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของวงจรชาร์จแบตเตอรี่ที่มีส่วนประกอบและหน้าที่การทำงานดังนี้



รูปที่ 5.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมเบื้องต้นของวงจรชาร์จแบตเตอรี่

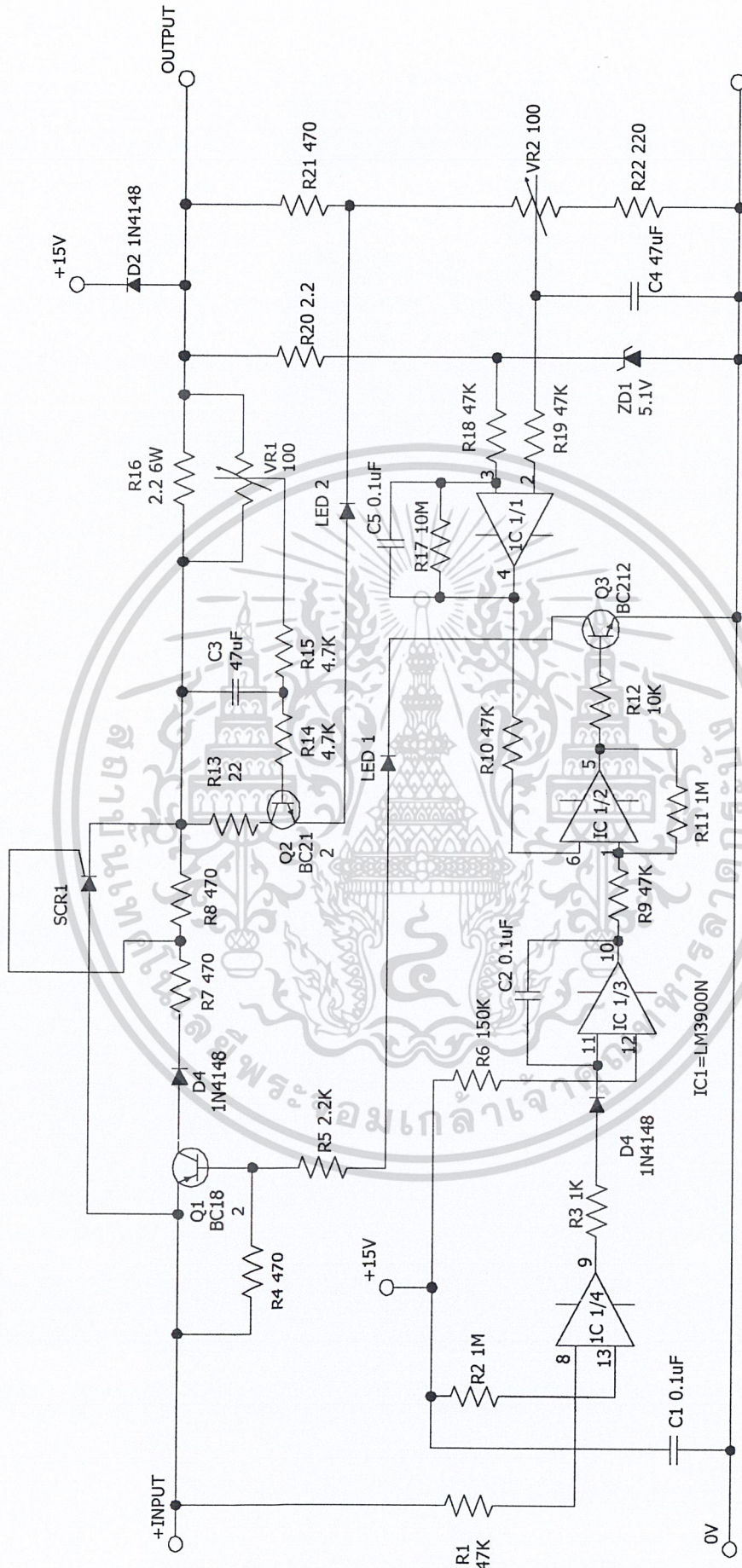
หม้อแปลงและไดโอดบริดจ์จะทำการลดแรงดันไฟฟ้า และจัดเรียงกระแสให้เป็นกระแสตรงให้ได้ตามขนาดที่ต้องการแล้วนำไปเข้า ไทริสเตอร์ซึ่งเป็นตัวนำกระแสไฟฟ้าที่จะจ่ายให้แกแบตเตอรี่ที่ถูกควบคุมการกระตุ้นจากวงจรควบคุมเฟส ส่วนวงจรตรวจจับกระแสจะตรวจวัดกระแสที่เข้าแบตเตอรี่ว่ามีขนาดกี่แอมป์แปร์ แล้วส่งค่าที่วัดได้ให้กับภาคควบคุมเฟส โดยที่การตรวจวัดกระแสไฟฟ้านี้จะอยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้า นั่นคือวัดค่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม ตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมกับวงจรและใช้สูตร $I=E/R$ เมื่อ E คือแรงดันไฟฟ้ามีหน่วยเป็น โวลต์ I คือแรงดันไฟฟ้ามีหน่วยเป็นแอมป์แปร์ R คือค่าความต้านทานมีหน่วยเป็นโอห์ม ก็จะได้กระแสไฟฟ้าที่จะจ่ายไปยังแบตเตอรี่ได้ส่วนที่เป็นวงจรตรวจวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมอยู่ที่แบตเตอรี่และนำค่าที่ได้ส่งไปยังวงจรควบคุมเฟสต่อไป ที่วงจรควบคุมเฟสเป็นภาคที่บังคับให้ไทริสเตอร์ให้นำกระแสตามที่กำหนดไว้ โดยจะนำค่าที่รับได้จากภาคตรวจวัดกระแสและภาคตรวจวัดแรงดัน นำมาเปรียบเทียบกับค่าที่ตั้งเอาไว้ ซึ่งจะเป็นข้อมูลเพื่อนำไปบังคับการไหลของกระแสไฟฟ้าไปยังแบตเตอรี่ที่ตัวไทริสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรจากรูป 5.7 ไอซีออปแอมป์ที่ใช้เป็นแบบ นอร์ตัน ออปแอมป์ ซึ่งโดยคุณลักษณะของ ออปแอมป์แบบนี้ ค่าแรงดันเอาต์พุตจะถูกควบคุมโดยอินพุตที่อยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้า ทั้งขาอินเวอร์ตติ้ง ซึ่งแรงดันเอาต์พุต จะมีค่าเป็นผลคูณของการขยายของ ออปแอมป์ กับผลต่างระหว่างกระแสอินพุตทั้งสองด้านที่ IC 1/4 จะต่อเป็นวงจรเปรียบเทียบกับแรงดัน โดยขาที่ 8 ของ IC 1/4 ต่อกับแรงดันที่อินพุตของวงจร โดยผ่าน R1 และขา 13 ของ IC 1/4 ต่อกับแรงดันเอาต์พุตที่จ่ายให้กับแบตเตอรี่ โดยผ่าน R2 และจะได้แรงดันพัลส์ที่ขา 9 ส่งเข้าขา 11 ของ IC 1/3 ที่ IC 1/3 ต่อเป็นตัวแปลงสัญญาณจากพัลส์เป็นพินเลี้ยง โดยที่ขา 12 ต่อกับไฟบวกที่เอาต์พุตขณะที่มีกระแสเข้ามาที่ขา 11 จะทำให้เกิดช่วงขึ้นของสัญญาณสามเหลี่ยมและขณะที่ขา 9 มีกระแสเข้ามาจะเป็นช่วงตกของสัญญาณสามเหลี่ยมเอาต์พุตที่ได้จะส่งต่อไปยังขา 1 ของ IC 1/2

IC 1/1 ต่อเป็นวงจรขยายค่าผิดพลาด โดยที่ขา 2 ของ IC 1/1 จะต่อกับ VR 2 ซึ่งต่อกับ R21 , R22 เพื่อแบ่งแรงดันจากเอาต์พุตที่จ่ายให้กับแบตเตอรี่ และนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันที่ขา 3 ของ IC 1/1 ที่ต่อกับชุด R20 , ZD1 , R18 ซึ่งเป็นแรงดันที่ผ่านการเรกูเรตด้วยซีเนอร์ไดโอดแล้วและอัตราขยายแบบนี้จะมีค่าเป็นอัตราส่วนของ R17 ต่อ R18 ส่วน C5 เป็นตัวป้องกันความถี่ที่ไม่ต้องการ โดยเอาต์พุตของ IC 1/1 ที่ขา 4 จะเป็นสัญญาณไฟตรงที่เปลี่ยนแปลงระดับแรงดันขึ้นลง จากการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าที่ VR 2 ที่ผ่านการฟิลเตอร์โดย C4 แล้ว (จากแรงดันเอาต์พุตที่จ่ายให้กับแบตเตอรี่เป็นแบบพัลส์) และนำเอาต์พุตของ IC 1/1 ต่อกับขา 6 ของ IC 1/2 เป็นวงจรกำเนิดพัลส์โดยต่อแบบนอนอินเวอร์ตติ้งแอมป์ทำให้ขณะที่ขา 1 ของ IC 1/2 มีระดับสูงกว่าขา 6 ทำให้ได้เอาต์พุตเป็นบวกสูงสุด โดยเอาต์พุตของ IC 1/2 นี้จะนำไปใช้ในการกระตุ้นที่ SCR1 โดยผ่าน Q3 , LED1 , Q1 , D4 , R7 และ R8 โดย R8 จะต่อคร่อมระหว่างเกตกับแคโทดและนำแรงดันที่ตกคร่อมนี้ไปใช้ในการกระตุ้น SCR1 ให้ทำการนำกระแสจ่ายแก่แบตเตอรี่

R16 จะเป็นตัวต้านทานที่มีกระแสไหลผ่านไปยังแบตเตอรี่ จะใช้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม R16 ไปตรวจสอบขนาดกระแสไฟฟ้าโดยใช้ VR1 เป็นตัวปรับขนาดการตรวจจับกระแสที่ตกคร่อม R16 ผ่าน R15 , R14 โดยมี C3 เป็นฟิลเตอร์เพื่อทำให้ที่ขาเบสของ Q2 เป็นระดับแรงดันไฟฟ้าที่เรียบขึ้นจากการที่กระแสไหลมากขึ้น ทำให้ Q2 นำกระแสมากขึ้น ระดับแรงดันที่แอนโอดของ LED2 สว่างขึ้นได้



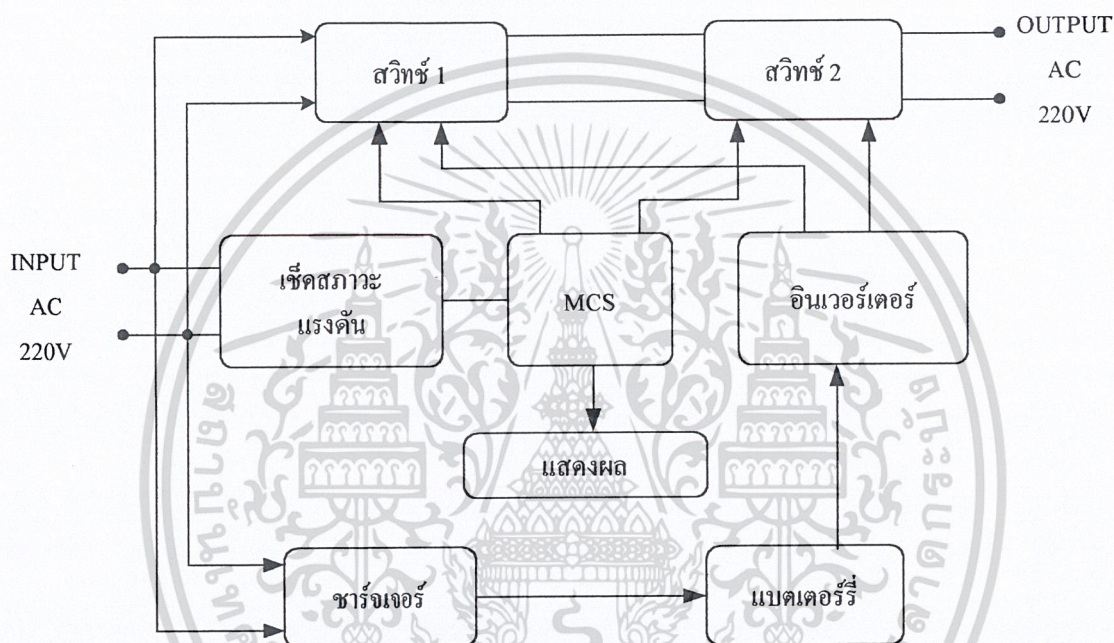
รูปที่ 5.7 วงจรเครื่องซาวด์แบบเตอริ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6 การออกแบบ

6.1 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟสำรองแบบออนไลน์และสเทเบิลไลชเชอร์

6.1.1 บล็อกไดอะแกรม



รูปที่ 6.1 บล็อกไดอะแกรมของแหล่งจ่ายไฟสำรองแบบออนไลน์และสเทเบิลไลชเชอร์

เมื่อทำการเช็คสถานะของแรงดันอินพุท อยู่ในสภาวะปกติ (AC 220 V) MCS จะทำให้สวิทช์ 1 นำไฟอินพุทผ่านตัวมัน ไปให้สวิทช์ 2 เพื่อจ่ายโหลด ในกรณีไฟตกหรือไฟเกิน MCS จะตัดสัญญาณจากอินพุทแล้วให้สวิทช์ 1 ดึงไฟจากเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ผ่านตัวมันและสวิทช์ 2 ไปจ่ายให้โหลด เมื่อเกิดสภาวะไฟดับ MCS จะทำให้สวิทช์ 2 ดึงไฟจากอินเวอร์เตอร์ผ่านตัวมันเพื่อจ่ายให้โหลด

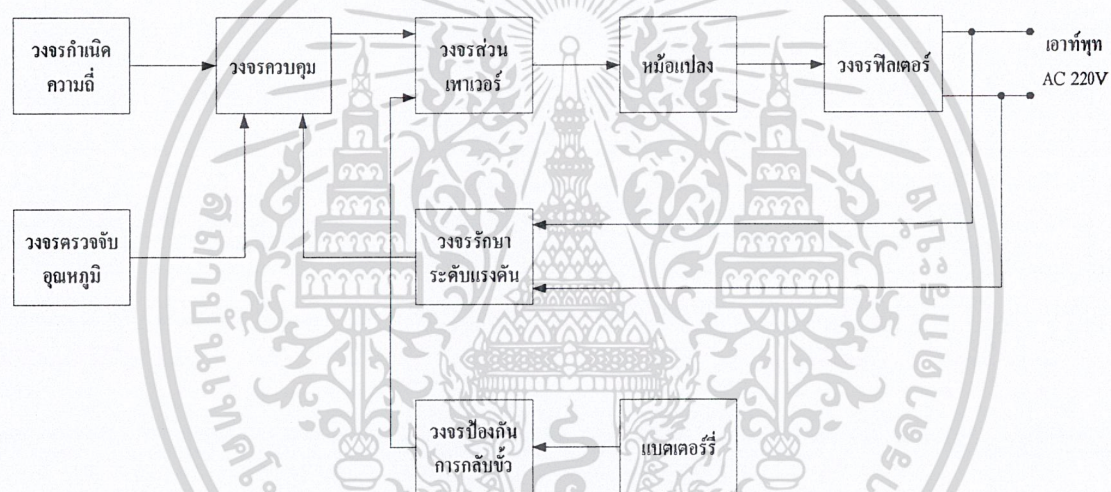
6.2 บล็อกไดอะแกรมของส่วนอินเวอร์เตอร์

บล็อกไดอะแกรมแสดงการเชื่อมโยงการทำงานในส่วนต่างๆของอินเวอร์เตอร์ชุดนี้ แบตเตอรี่จะถูกต่อผ่านส่วนป้องกันการกลับขั้วก่อนส่งไปยังส่วนเพาเวอร์ ซึ่งส่วนเพาเวอร์นี้จะเปลี่ยนแรงดันไฟตรงจากแบตเตอรี่ไปเป็นสัญญาณไฟสลับขนาดไม่สูงนัก เพื่อจ่ายให้กับขดเสถียรคาร์ทริดจ์ของหม้อ

แปลงก็จะทำให้เกิดแรงดันไฟสลับขึ้นที่ขดไฟรมารีในระดับ 220-240 โวลต์ โดยที่ส่วนเพาเวอร์จะได้รับแรงดันควบคุมมาจากส่วนควบคุมอีกทอดหนึ่ง ซึ่งส่วนควบคุมนี้จะรับการควบคุมมาจากหลายๆ ส่วนของวงจร เช่น วงจรตรวจจับอุณหภูมิ วงจรควบคุมแรงดัน และวงจรกำเนิดความถี่

วงจรถูกกำเนิดความถี่ของอินเวอร์เตอร์ชุดนี้ถูกกำหนดตายตัวที่ 100 เฮิรตซ์ด้วยคริสตอล เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาเนื่องจากแรงดันและอุณหภูมิแปรเปลี่ยน ที่อาจทำให้ความถี่ของวงจรเปลี่ยนแปลง

สำหรับส่วนของวงจรควบคุมแรงดันนั้นจะทำงานประสานกับวงจรตรวจจับแรงดัน ซึ่งจะตรวจสอบแรงดันเอาท์พุทแล้วส่งการควบคุมมาให้วงจรควบคุมแรงดัน เพื่อปรับให้แรงดันเอาท์พุทอยู่ในสภาวะปกติตลอดเวลา ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 บล็อกไดอะแกรมของส่วนอินเวอร์เตอร์

6.3 การทำงานของวงจร

สำหรับผังวงจรสมบูรณ์ได้แสดงไว้ในรูปที่ 6.3 และ 6.4 จากรูปจะเห็นส่วนที่ซ้ำกันอยู่ 4 ชุด ซึ่งแต่ละชุดก็คือแต่ละโมดูลของส่วนเพาเวอร์ที่จะมาเชื่อมต่อกับบอร์ดแม่อีกอีกที แต่ละชุดประกอบด้วยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 2N3771 ชุดละ 4 ตัว ขนานกัน เพาเวอร์โมดูลทั้ง 4 ชุดนี้ทำงานแบบพหุขด โดยมีโมดูล 1 และ 2 ทำงานพร้อมกัน สลับกับโมดูล 3 และ 4 สาเหตุที่ต้องแบ่งแยกย่อยหลายชุด(2 ชุดต่อจังหวะ ในที่นี้) ก็เพราะว่าสามารถจัดหาและจัดทำได้ง่ายกว่าการที่จะต้องเลือกใช้เพียงชุดเดียว แต่หาซื้ออุปกรณ์ยาก ราคาแพง และจัดทำลำบาก อาจเกิดความเสียหายได้ง่าย

ชุดโมดูลเหล่านี้จะต่อผ่านขดเซคันดารีทั้ง 4 ชุด ของหม้อแปลงหลัก T2 ซึ่งอยู่ในวงจรอนุกรมกับเบตเตอร์ โดยแต่ละชุดจะถูกสั่งให้ตัดหรือต่อวงจรกับเบตเตอร์จากวงจรควบคุม จึงเกิดเป็นแรงดันไฟสลับขึ้นที่ขดลวดทางด้านเซคันดารี และเหนี่ยวนำไปเป็นแรงดันไฟสลับเอาท์พุททางด้านไพร์มารีต่อไป

ในส่วนของวงจรควบคุมนี้จะมีคริสตอล X'tal1 3.579545 เมกะเฮิรตซ์ เป็นตัวกำเนิดความถี่คิงที่ โดย IC 4060 จะหารความถี่ลงมาจากเหลือเพียง 200 เฮิรตซ์ และส่งให้ IC 2/1 และ IC 2/2 (IC 4013) ไบสเตเบิลทอนความถี่ลงครึ่งหนึ่งเป็น 100 เฮิรตซ์ และ 50 เฮิรตซ์ตามลำดับ ซึ่งความถี่ 50 เฮิรตซ์จากขา 12 และ 13 ของ IC 2/2 นี้จะต่างเฟสกัน 180 องศา

สัญญาณนาฬิกาฐานเวลา 50 เฮิรตซ์ที่ต่างเฟสกันนี้จะต่อผ่านแอนด์เกต IC 3/1 และ IC 3/2 (IC 4081) ซึ่งได้ออกแบบให้มีการเปิดเกตในแต่ละรอบความถี่ไม่ซ้อนทับกัน กำหนดด้วยค่าคงตัวเวลา R2 และ C3 เพื่อป้องกันไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีโอกาทำงานพร้อมกัน เป็นการลดกำลังงานไปในตัว นอกจากนี้สัญญาณนาฬิกาฐานเวลานี้ยังต้องผ่านแอนด์เกต IC 3/2 และ IC 3/4 อีก ด้าน ซึ่งเป็นค่าสำคัญที่คอยสัญญาณควบคุมจากวงจรควบคุมความปลอดภัยต่างๆ เพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์เอาท์พุทก่อนที่จะส่งไปไบแอสให้กับทรานซิสเตอร์ Q2 และ Q4 (BC679) และสัญญาณนี้จะถูกขยายให้แรงขึ้นอีกครั้งด้วย Q3 และ Q5 (2N3055) ให้มีกำลังพอเพียงก่อนส่งไปไบแอสให้กับชุดโมดูลเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในขั้นสุดท้ายต่อไป

สัญญาณนาฬิกา 100 เฮิรตซ์จาก IC 2/1 จะถูกส่งไปยังเอาต์พุตกลับเฟส (ขา 2) ของ IC 4/1 LM324 ซึ่งต่อเป็นวงจรถ่ายกลับเฟส เพื่อให้ได้เอาท์พุท (ขา 1) เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยมสำหรับเปรียบเทียบกับแรงดันที่ขา 5 ของ IC 4/2 ซึ่งสัญญาณที่ขา 5 นี้อาจจะถูกส่งมาจาก วงจรรักษาแรงดัน หรือวงจรจำกัดอุณหภูมิ โดยผ่านออร์เกตที่สร้างขึ้นจากไดโอด D3, D5

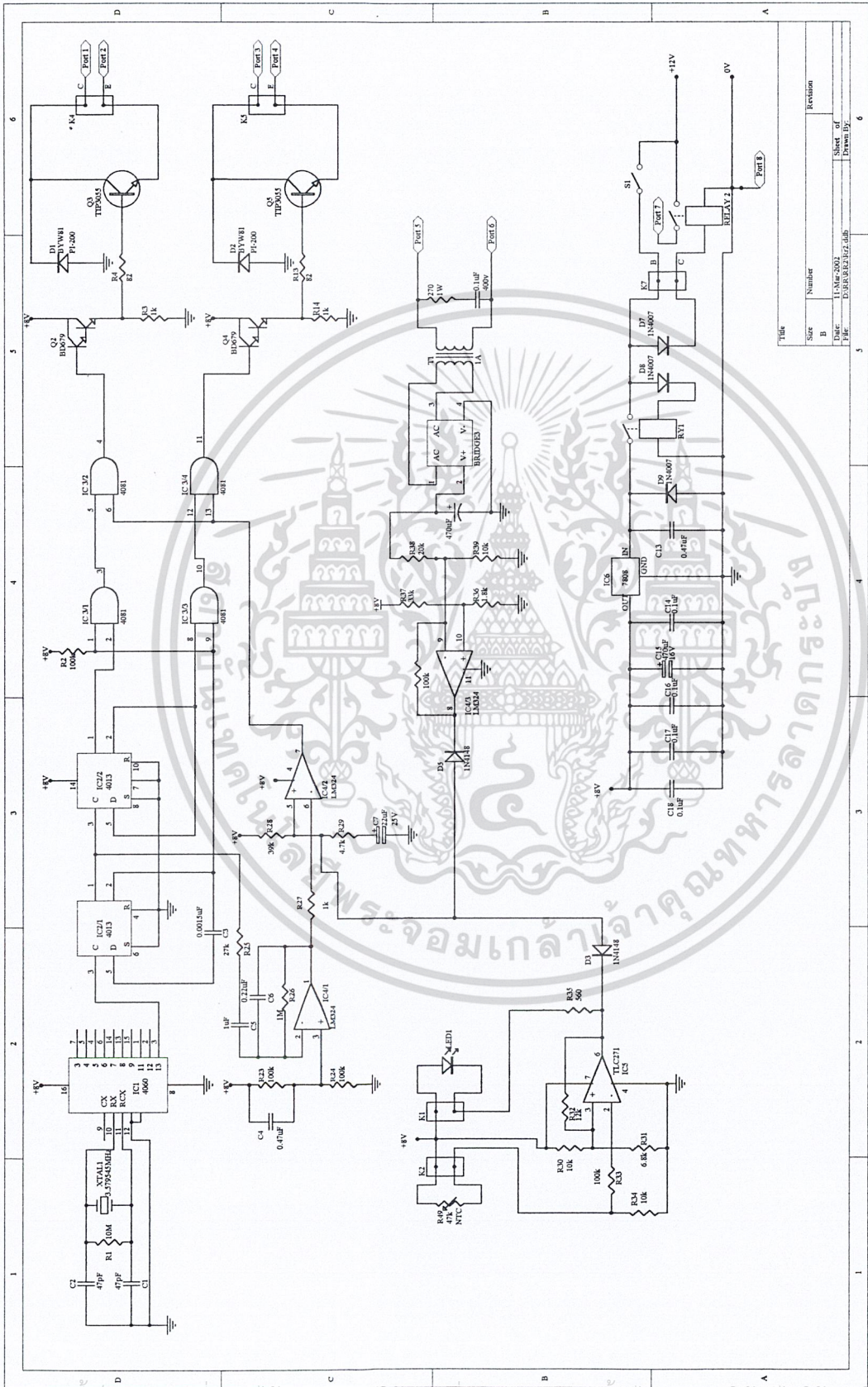
เอาท์พุทที่ได้จากขา 7 ของ IC 4/2 วงจรเปรียบเทียบจะเป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่มีค่าควิตีแฟกเตอร์ขึ้นอยู่กักระดับแรงดันตกคร่อม R29 และ R27 สัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมนี้จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการปิดเปิดเกตให้กับ IC 3/2 และ IC 3/3 ซึ่งถ้าหากขนาดความกว้างของพัลส์จาก IC 4/2 แคบ ช่วงเวลาการนำกระแสของชุดโมดูลเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละชุดก็จะสั้นนั้นก็หมายถึง แรงดันไฟสลับที่เกิดขึ้นทางด้านไพร์มารีก็จะมีค่าน้อยไปด้วย และในทำนองกลับกัน IC 4/2 กว้างขึ้น แรงดันไฟสลับที่เกิดขึ้นทางด้านไพร์มารีก็จะมากขึ้น

ตัวการที่สร้างความเปลี่ยนแปลงให้กับขนาดความกว้างของพัลส์เอาท์พุท IC 4/2 ก็คือสัญญาณที่มาจาก IC 5 วงจรจำกัดอุณหภูมิ และ IC 4/3 วงจรแรงดัน โดยผ่านไดโอด D3 และ D5 ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

ในส่วนของวงจรจำกัดอุณหภูมิ ขาอินพุตกลับเฟสของ IC5 TLC271 (ขา 2) จะถูกป้อนด้วยแรงดันที่แปรผกผันกับต้านทานแบบ NTC(negative temperature coefficient) และจะถูกติดตั้งไว้บนแผ่นระบายความร้อนของชุดโมดูลเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ชุดใดชุดหนึ่งส่วนขาอินพุตของ IC5 นั้นจะได้รับแรงดันคงที่จากวงจรแบ่งแรงดัน R30 และ R31 ในขณะที่อุณหภูมิเริ่มสูงขึ้น ค่าความต้านทานของ R49 ก็จะต่ำลง และเป็นผลทำให้แรงดันเอาต์พุต (ขา 6) ของ IC5 ลดต่ำลงใกล้เคียงกับกราวด์ ทำให้สามารถลดระดับแรงดันที่ขาไม่กลับเฟส(ขา 5 IC4/2)ลงสู่กราวด์ได้โดยผ่านมาทางไดโอด D3 พัลส์เอาต์พุตของ IC4/2 ก็จะแคบลง ทำให้ค่ากระแสเฉลี่ยที่ผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และแรงดันไฟสลับทางด้านเอาต์พุตลดต่ำลง ทั้งนี้ก็เพื่อให้อุณหภูมิที่เกิดขึ้นมีแนวโน้มลดลง ป้องกันการเสียหายที่จะเกิดขึ้นเนื่องจากอุณหภูมิสูงเกินไป สำหรับค่าความต้านทาน R32 นั้นถูกต่อเป็นวงจรป้อนกลับให้ IC5 สำหรับสร้างฮิสเตอร์ซิสทางความร้อนประมาณ 10 องศาเซลเซียส นั่นคือสมมติถ้า IC 5 จะหยุดการทำงานที่ 60 องศาเซลเซียส IC 5 จะเริ่มทำงานอีกทีก็ต่อเมื่ออุณหภูมิลดลงเหลือ 50 องศาเซลเซียส

สำหรับในส่วนของวงจรรักษาแรงดัน IC4/3 ก็จะเปรียบเทียบกับระดับแรงดันคงที่ที่ขาอินพุตไม่กลับเฟส(ขา 10) กับแรงดันที่ขาอินพุตกลับเฟส (ขา 9) ที่ส่งมาจากส่วนวงจรเช็คสถานะ แรงดันที่ขา 9 นั้นขึ้นอยู่กับปริมาณแรงดันจากหม้อแปลง T1 ซึ่งป้อนกลับมาจากหม้อแปลงหลัก T2

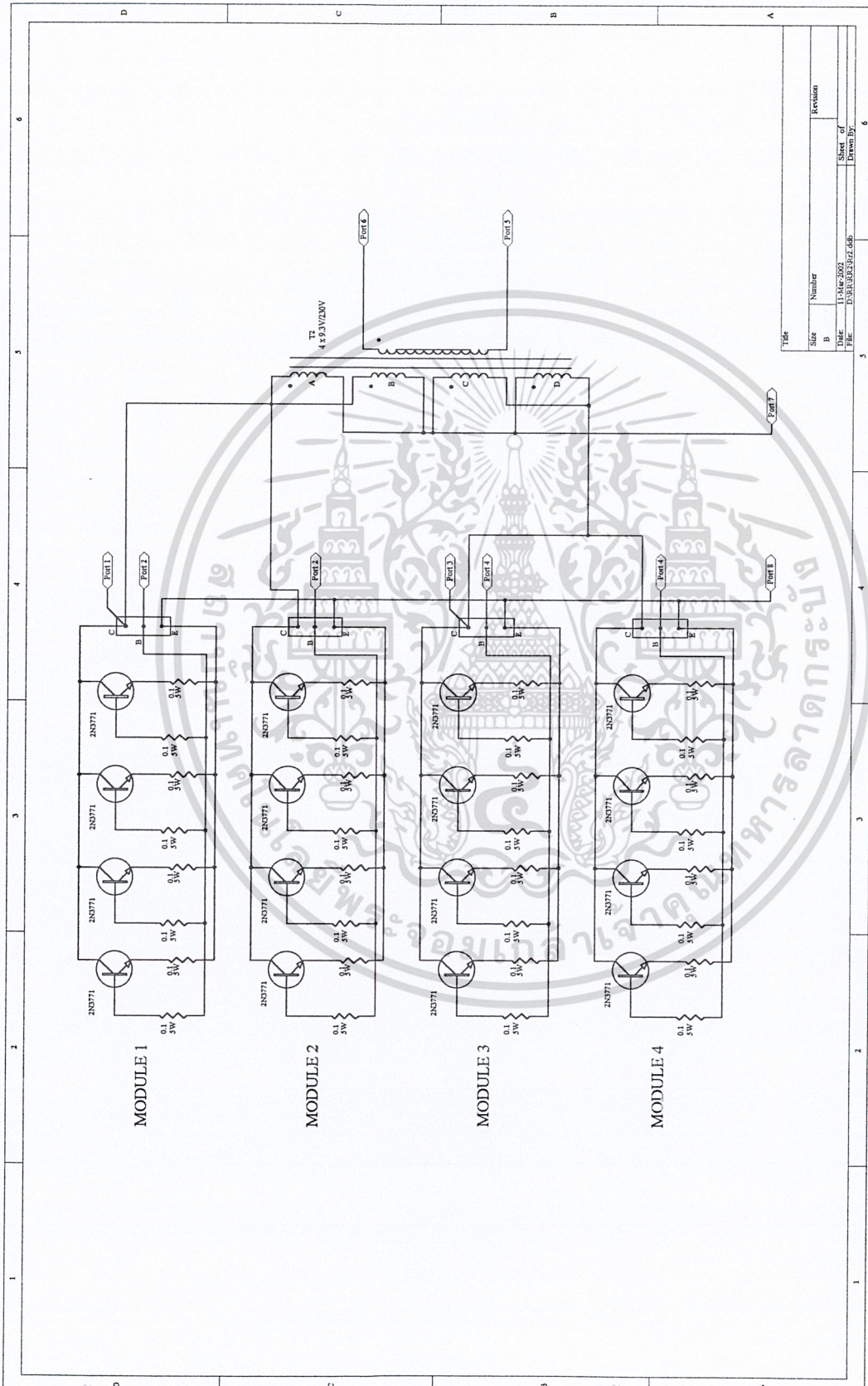
ในกรณีที่มีการป้อนแรงดันกลับขั้ว จึงต้องมีอุปกรณ์ป้องกันการกลับขั้ว จากวงจรจะใช้วิธีง่ายๆ แต่ได้ผลและไม่สูญเสียพลังงานในรูปความร้อน(ในกรณีที่ใช้อุปกรณ์โซลิดสเตท) โดยการใส่รีเลย์แรงดันต่ำที่มีขนาดหน้าสัมผัสทนกระแสได้สูง (RELAY2) ซึ่งวงจรทั้งหมดแสดงในรูปที่ 6.3



Title		Revision	
Size	Number		
Page	of	Sheet	of
10	10	10	10

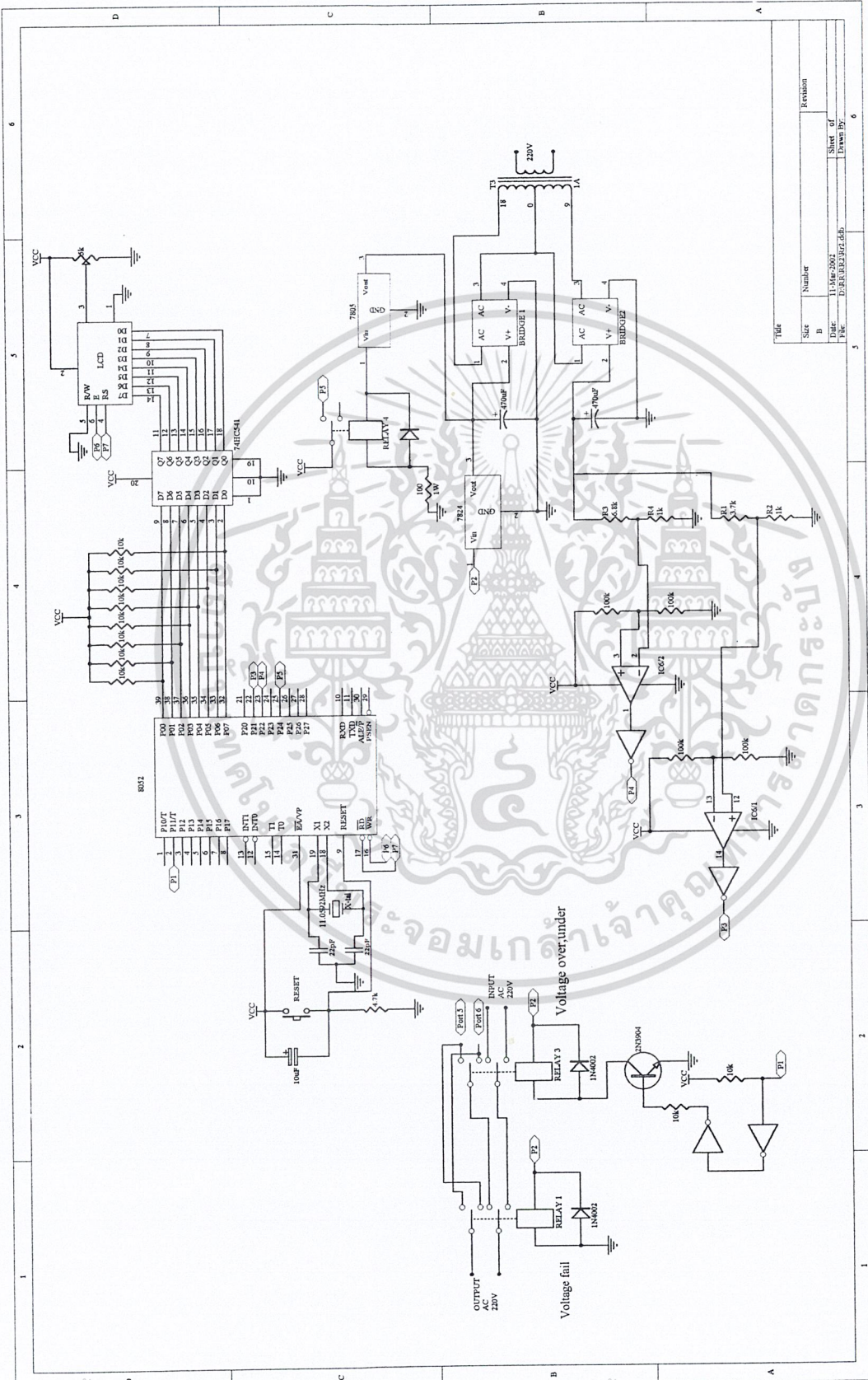
รูปที่ 6.3 วงจรรวมของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.4 วงจรส่วนเพาเวอร์

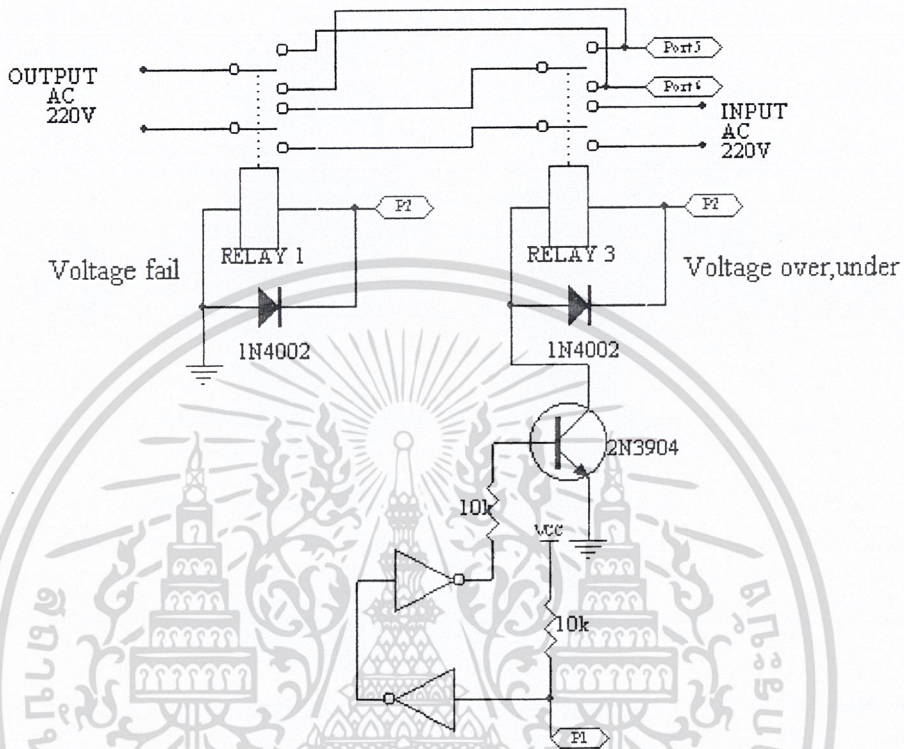
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญูญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.5 วงจรส่วนควบคุมและวงจรถัดสถานะไฟไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 วงจรควบคุมการสับสวิตช์



รูปที่ 6.6 วงจรควบคุมการสับสวิตช์

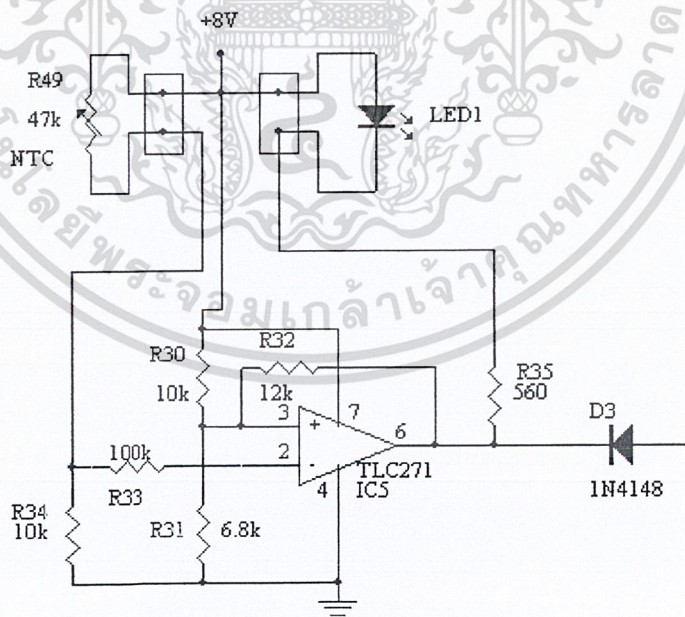
วงจรควบคุมการสับสวิตช์แสดงดังรูปที่ 6.6 ในสภาวะปกติ (มีไฟไลน์ 220V) รีเลย์ 1 จะทำงาน ส่วนรีเลย์ 3 ไม่ทำงานเอาท์พุทที่จ่ายให้โหลดจะเป็นไฟไลน์ เมื่อเกิดสภาวะไฟดับรีเลย์ 1 และ 2 จะไม่ทำงาน เมื่อรีเลย์ 1 ไม่ทำงานสวิตช์จะเชื่อมต่อนำไฟจากอินเวอร์เตอร์มาจ่ายที่โหลด เมื่อเกิดสภาวะไฟตกหรือไฟเกิน รีเลย์ 1 และ 3 จะทำงานสวิตช์จะเชื่อมต่อนำไฟจากอินเวอร์เตอร์มาจ่ายที่โหลดแทนไฟไลน์ จากที่กล่าวข้างต้นสามารถเขียนเป็นตารางได้ดังนี้

สภาวะ	รีเลย์ 1	รีเลย์ 3	แรงดันเอาต์พุตมาจาก
ไฟปกติ	ทำงาน	ไม่ทำงาน	ไฟไลน์
ไฟดับ	ไม่ทำงาน	ไม่ทำงาน	อินเวอร์เตอร์
ไฟตก	ทำงาน	ทำงาน	อินเวอร์เตอร์
ไฟเกิน	ทำงาน	ทำงาน	อินเวอร์เตอร์

ตารางที่ 6.1 แสดงสภาวะการทำงานของรีเลย์และสภาวะแรงดันที่มาจากเอาต์พุต

ในการควบคุมให้รีเลย์ทำงานนั้นจะถูกสั่งมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ ไมโครคอนโทรลเลอร์ จะทำการเช็คสภาวะจากวงจรเช็คสภาวะไฟไลน์ เมื่อเกิดสภาวะไฟตกหรือไฟเกิน ไมโครคอนโทรลเลอร์ จะจ่ายแรงดันที่พอร์ต P1.1 (P1) เป็น HIGH (+5V) เป็นผลทำให้ทรานซิสเตอร์ 2N3904 ทำงาน ทำให้รีเลย์ 3 ทำงาน ส่วนรีเลย์ 1 นั้นจะถูกจ่ายไฟตรงมาจากวงจรเช็คสภาวะไฟไลน์ทำให้รีเลย์ 1 ทำงาน

6.5 วงจรจำกัดอุณหภูมิ



รูปที่ 6.7 วงจรจำกัดอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของวงจรจำกัดอุณหภูมิดังรูปที่ 6.7 จากวงจรเราจะใช้ IC TLC271 ในการเปรียบเทียบแรงดันและใช้ตัวต้านทานแบบ NTC (Negative Temperature Coefficient) ที่วงจร R49 จะเป็นตัวต้านทานแบบ NTC ที่ 25 องศาจะมีความต้านทานเท่ากับ $47k\Omega$ จากคุณสมบัติของตัวต้านทานนี้เมื่ออุณหภูมิเพิ่ม 1 องศาความต้านทานจะลดลง 932.5Ω จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถทำการออกแบบวงจรจำกัดอุณหภูมิได้ดังนี้

กำหนดอุณหภูมิที่ต้องการจำกัดเท่ากัน 60 องศา ที่อุณหภูมิ 60 องศาหาค่าความต้านทาน R49 จากอุณหภูมิ 25 องศาเพิ่มไป 35 องศา

$$35 * 932.5\Omega = 32.637 k\Omega$$

ดังนั้นที่ 60 องศาจะได้ค่าความต้านทาน (R49) เท่ากับ

$$47k\Omega - 32.677k\Omega = 14.362k\Omega$$

กำหนดให้ $R34 = 10k\Omega$

จากวงจร DIVIDER จะได้ค่า

$$\begin{aligned} V_B &= R49 * V_{CC} / (R34 + R49) \\ &= 10k\Omega (8V) / (14.367k\Omega + 10k\Omega) \\ &= 3.23V \end{aligned}$$

แรงดันที่ได้นี้จะนำไปคำนวณหาค่าความต้านทาน R30 และ R31 เพื่อให้แรงดันอ้างอิงเท่ากับ $4.716V$ กำหนดให้ $R30 = 10k\Omega$ คำนวณหาค่า R31

จากสมการ DIVIDER $V_B = R31 * V_{CC} / (R30 + R31)$

$$\begin{aligned} \text{จะได้} \quad R31 &= V_B * R30 / (V_{CC} - V_B) \\ &= 3.23V * 10k\Omega / (8V - 3.23V) \\ &= 7.09k\Omega \end{aligned}$$

เลือกค่า $R31 = 6.8 k\Omega$

จากวงจรที่ออกแบบเมื่ออุณหภูมิมากกว่า 60 องศาเอาท์พุทที่ IC TLC271 จะเป็น LOW ซึ่งจะมีผลทำให้วงจรเปิดปิดเกททำงานน้อยลง ทำให้วงจรภาคเพาเวอร์ทำงานน้อยลงเป็นผลทำให้อุณหภูมิน้อยลง

6. วงจรเช็คสถานะไฟไลน์

วงจรเช็คสถานะไฟไลน์แสดงดังรูปที่ 6.10 การเช็คสถานะจะทำการเช็คสถานะอยู่ 3 โหมด

1) สถานะไฟดับ

จากวงจรที่รีเลย์ 4 จะรับแรงดัน 5V มาจากไอซีเลกทูเรเตอร์ ในสถานะไฟปกติจะแรงดันจ่ายให้กับรีเลย์ 4 ทำงาน สวิตซ์ที่ต่อไฟ VCC จะไม่ต่อกับขา P2 เมื่อเกิดสถานะไฟดับรีเลย์ 4 จะไม่ทำงานทำให้สวิตซ์ที่ต่อไฟ VCC จะต่อกับขา P2 ซึ่งขา P2 นี้จะต่อกับพอร์ต P2.0 ทำให้พอร์ต P2.0 มีสถานะเป็น HIGH เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ ตรวจสอบที่พอร์ต P2.0 ที่สถานะเป็น HIGH จะทำการแสดงข้อความ VOLTAGE FAIL ซึ่งการทำงานข้างต้นนี้จะทำงานพร้อมกับรีเลย์ 1 เพื่อสับสวิตซ์นำไฟจากอินเวอร์เตอร์มาจ่ายโหลดแทนไฟไลน์

2) สถานะไฟตก

จากวงจรการเช็คสถานะไฟตกจะอาศัยวงจรเปรียบเทียบที่ IC6/1 โดยที่สถานะปกติแรงดันที่ขา 13 จะน้อยกว่าขา 12 เป็นผลทำให้เอาท์พุทขา 14 เป็น HIGH เมื่อผ่านนอตเกตจะเปลี่ยนเป็น LOW เมื่อเกิดสถานะตกแรงดันที่ขา 13 จะมากกว่าขา 12 เป็นผลทำให้เอาท์พุทขา 14 เป็น LOW เมื่อผ่านนอตเกตจะเปลี่ยนเป็น HIGH ที่ P3 ซึ่งที่จุด P3 จะต่อกับพอร์ต P2.1 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ เช็คสถานะที่พอร์ต P2.1 พบว่าเป็น HIGH ไมโครคอนโทรลเลอร์ จะเซตที่พอร์ต P1.1 (P1) เป็นสถานะ HIGH เป็นผลทำให้รีเลย์ 3 ทำงาน และต่อสวิตซ์นำไฟจากอินเวอร์เตอร์ไปจ่ายที่โหลดแทนไฟไลน์ ในการออกแบบและการคำนวณการเช็คสถานะไฟตกสามารถแสดงได้ดังนี้

จากรูป 6.10 ที่หม้อแปลง T3 เมื่อสถานะไฟปกติแรงดันอินพุททางด้าน PRIMARY เท่ากับ 220V ทางด้าน SECONDARY เท่ากับ 9V

$$\text{จากสมการ} \quad V1/V2 = N1/N2 = a$$

$$\text{แทนค่า} \quad 220V/9V = a$$

$$\text{ดังนั้น} \quad a = 24.44$$

กำหนดแรงดันไฟตกที่ยอมรับได้เท่ากับ 180V

ดังนั้นจะได้แรงดันที่ SECONDARY เท่ากับ

$$VS = 180/24.44 = 7.364V$$

เมื่อผ่านวงจรเรกติไฟร์แบบบริดจ์จะได้แรงดันเท่ากับ

$$VS1 = 1.414 \times 7.364V = 10.415V$$

กำหนดแรงดันอ้างอิงที่ IC6/1 ขา 13 เท่ากับ 2V คำนวณหาค่าความต้านทานที่ทำให้แรงดันที่ขา 12 เท่ากับ 2V ให้ $R_2 = 1k\Omega$ หาค่า R_1

จากสมการ DIVIDER จะได้

$$V_B = R_2 * V_{S1} / (R_1 + R_2)$$

ดังนั้น

$$R_1 = R_2 * (V_{S1} - V_B) / V_B$$

$$= 1k\Omega * (10.415V - 2V) / 2V$$

$$= 4.207k\Omega$$

3) สภาวะไฟเกิน

จากวงจรการเช็คสภาวะไฟเกินจะอาศัยวงจรเปรียบเทียบที่ IC6/2 โดยที่สภาวะปกติแรงดันที่ขา 3 จะน้อยกว่าขา 2 เป็นผลทำให้เอาต์พุตขา 1 เป็น HIGH เมื่อผ่านนอตเกตจะเปลี่ยนเป็น LOW เมื่อเกิดสภาวะเกินแรงดันที่ขา 3 จะมากกว่าขา 2 เป็นผลทำให้เอาต์พุตขา 1 เป็น LOW เมื่อผ่านนอตเกตจะเปลี่ยนเป็น HIGH ที่ P4 ซึ่งที่จุด P4 จะต่อกับพอร์ต P2.2 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ เช็คสภาวะที่พอร์ต P2.2 พบว่าเป็น HIGH ไมโครคอนโทรลเลอร์ จะเซตที่พอร์ต P1.1 (P1) เป็นสภาวะ HIGH เป็นผลทำให้รีเลย์ 3 ทำงาน และต่อสวิทช์นำไฟจากอินเวอร์เตอร์ไปจ่ายที่โหลดแทนไฟไลน์ ในการออกแบบและการคำนวณการเช็คสภาวะไฟตกสามารถแสดงได้ดังนี้

จากรูป 6.10 ที่หม้อแปลง T3 เมื่อสภาวะไฟปกติแรงดันอินพุตทางด้าน PRIMARY เท่ากับ 220V ทางด้าน SECONDARY เท่ากับ 9V

จากสมการ $V_1/V_2 = N_1/N_2 = a$

แทนค่า $220V/9V = a$

ดังนั้น $a = 24.44$

กำหนดแรงดันไฟเกินที่ยอมรับได้เท่ากับ 250V

ดังนั้นจะได้แรงดันที่ SECONDARY เท่ากับ

$$V_S = 250V / 24.44 = 10.229V$$

เมื่อผ่านวงจรเรกติไฟแบบบริดจ์จะได้แรงดันเท่ากับ

$$V_{S1} = 1.414 * 10.229V = 14.436V$$

กำหนดแรงดันอ้างอิงที่ IC6/2 ขา 2 เท่ากับ 2V คำนวณหาค่าความต้านทานที่ทำให้แรงดันที่ขา 3 เท่ากับ 2V ให้ $R_4 = 1k\Omega$ หาค่า R_3

จากสมการ DIVIDER จะได้

$$V_B = R_4 * V_{S1} / (R_3 + R_4)$$

$$\begin{aligned}
 \text{ดังนั้น} \quad R_3 &= R_4 \cdot (V_{S1} - V_B) / V_B \\
 &= 1\text{k}\Omega (14.436\text{V} - 2\text{V}) / 2\text{V} \\
 &= 6.238\text{k}\Omega
 \end{aligned}$$

6.7 หม้อแปลง

สำหรับหม้อแปลงที่ใช้ในโครงการนี้ เพื่อแปลงสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาด 9.3 โวลต์ เป็นสัญญาณที่มีขนาด 220 โวลต์ซึ่งเป็นสัญญาณที่ใช้ในการทดลอง ในโครงการนี้เลือกใช้หม้อแปลงแบบแกนเทอร์อยด์



รูปที่ 6.8 การแปลงแรงดันของหม้อแปลง

พิกัดต่างๆของหม้อแปลง

1.VA ของหม้อแปลง อินเวอร์เตอร์ในโครงการนี้มีขนาด 500 VA

2.พิกัดของแรงดันและกระแสทางด้านปฐมภูมิ

ทางด้านปฐมภูมิรับแรงดันสี่เหลี่ยมจากการขับทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีขนาดแรงดัน 9.3

โวลต์

กระแสทางด้านปฐมภูมิจะมีค่า

$$VA = V \times I$$

$$I_p = \frac{VA}{V} = \frac{500}{9.3} = 53.76\text{A}$$

กระแสด้านทุติยภูมิจะมีค่า

$$VA = V \times I$$

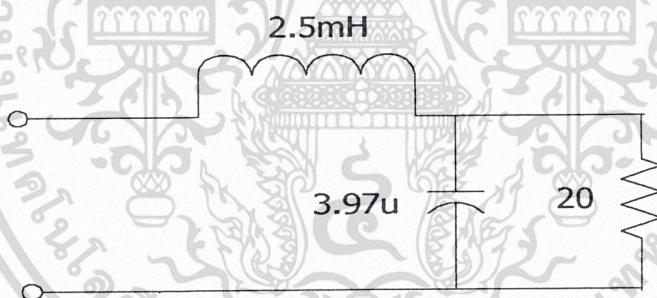
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_s = \frac{VA}{V} = \frac{500}{220} = 2.27A$$

6.8 วงจรกรองสัญญาณ (Filter)

ในการพิจารณา หาค่า ตัวเก็บประจุ (C) ตัวเหนี่ยวนำ (L) จะต้องเลือกให้เหมาะสมเพื่อที่จะไม่ให้แรงดันที่ออกจากวงจรกรองสัญญาณ มีค่าไม่สูงจนเกินไปซึ่งถ้าหากใช้ค่าไม่เหมาะสมแล้วจะทำให้เกิดการโอเวอร์ช็อต (Overshoot) หรือแรงดันค่าสูง อาจทำให้เกิดความเสียหายได้ และจะทำให้เกิดปัญหาในส่วนของวงจรควบคุมแรงดันอีกด้วย

ในวงจรกรองสัญญาณ จะรับแรงดันที่มาจากหม้อแปลง มีลักษณะคล้ายรูปสี่เหลี่ยม จากนั้นจะผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L) และผ่านตัวเก็บประจุ (C) ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เท่ากับสัญญาณสี่เหลี่ยมมูลฐาน คือ 50 Hz สัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้มาจากทรานซิสเตอร์มีความถี่ 50 Hz กรองโดยอาศัยหลักการของวงจรกรองที่ผ่านได้เฉพาะความถี่ต่ำกำหนดให้มีการคัทออฟที่ความถี่ 50 Hz สัญญาณที่มีความถี่มากกว่า 50 Hz ไม่สามารถผ่านไปได้แต่สัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ต่ำกว่า 50 Hz สามารถผ่านไปได้ดังนั้นเราจึงต้องเลือก C, L ที่สอดคล้องกับความถี่คัทออฟ ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้



รูปที่ 6.9 วงจรกรองสัญญาณ

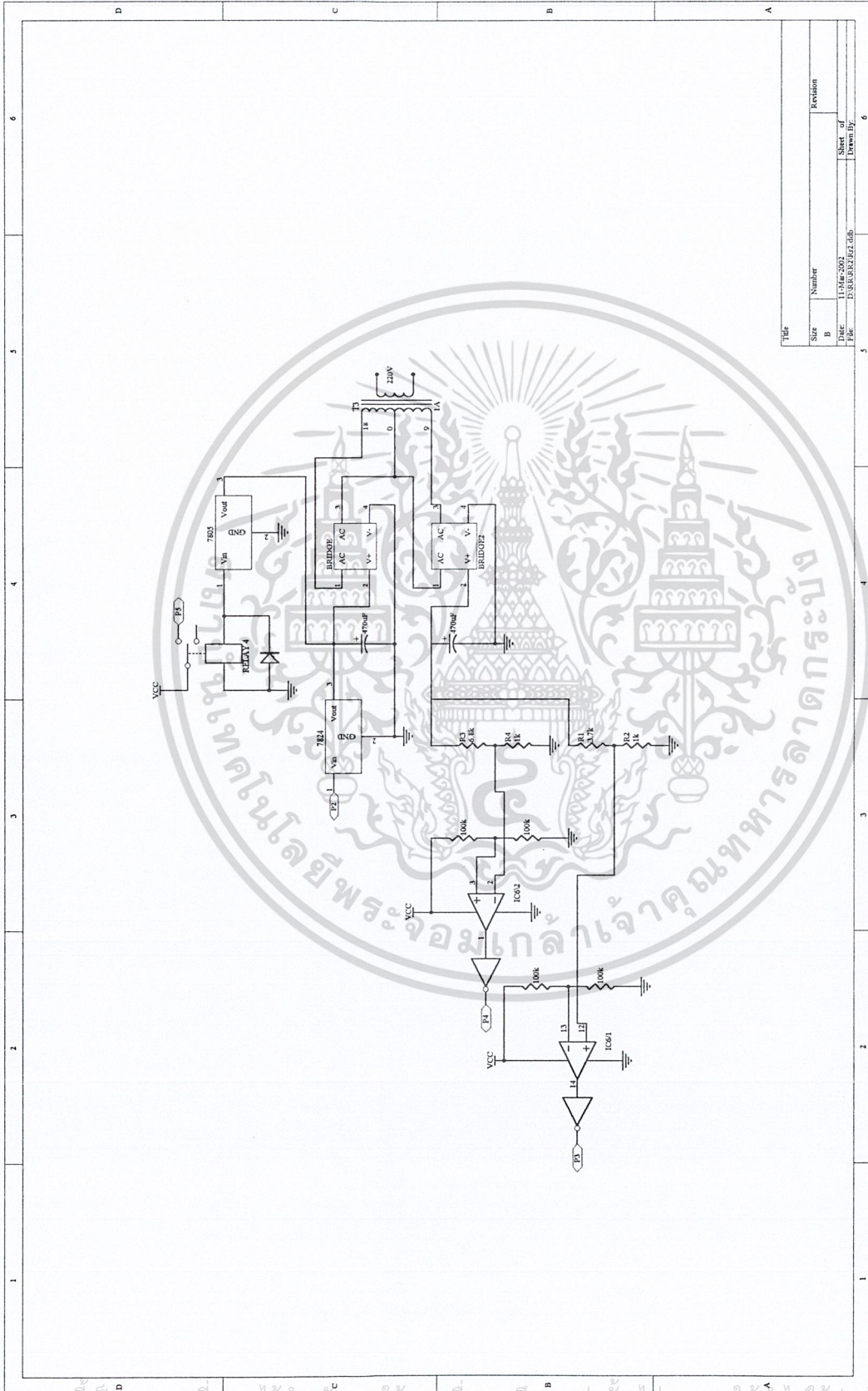
$$\frac{XL}{ZL} = 0.04, \quad ZL = 20, \quad XL = 0.8$$

$$L = \frac{XL}{2\pi f_v}, \quad L = \frac{0.8}{2\pi \times 50} = 2.5mH$$

$$\frac{XC}{ZL} = 20, \quad XC = 400$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_c XC}, \quad C = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 400} = 3.97\mu F$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title	Number	Revision
Size	B	
File	1004-0001	Sheet 1
Path	D:\1004\1004_0001.dwg	Sheet 1

รูปที่ 6.10 วงจรเสิร์กทภาวะไฟไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.9 โพรซาร์ท

จากรูปที่ 6.11 แสดงโพรซาร์ทส่วนโปรแกรมหลัก โดยที่โปรแกรมจะทำการเช็คสถานะที่ส่งมาจากวงจรเช็คสถานะไฟไลน์ในรูปแบบที่ เมื่อเกิดสถานะไฟดับ, ไฟตก หรือ ไฟเกิน เมื่อโปรแกรมตรวจเช็คว่าจะเกิดสถานะดังกล่าวแล้ว โปรแกรมก็จะไปทำงานในส่วนของโปรแกรมน้อยต่อไป

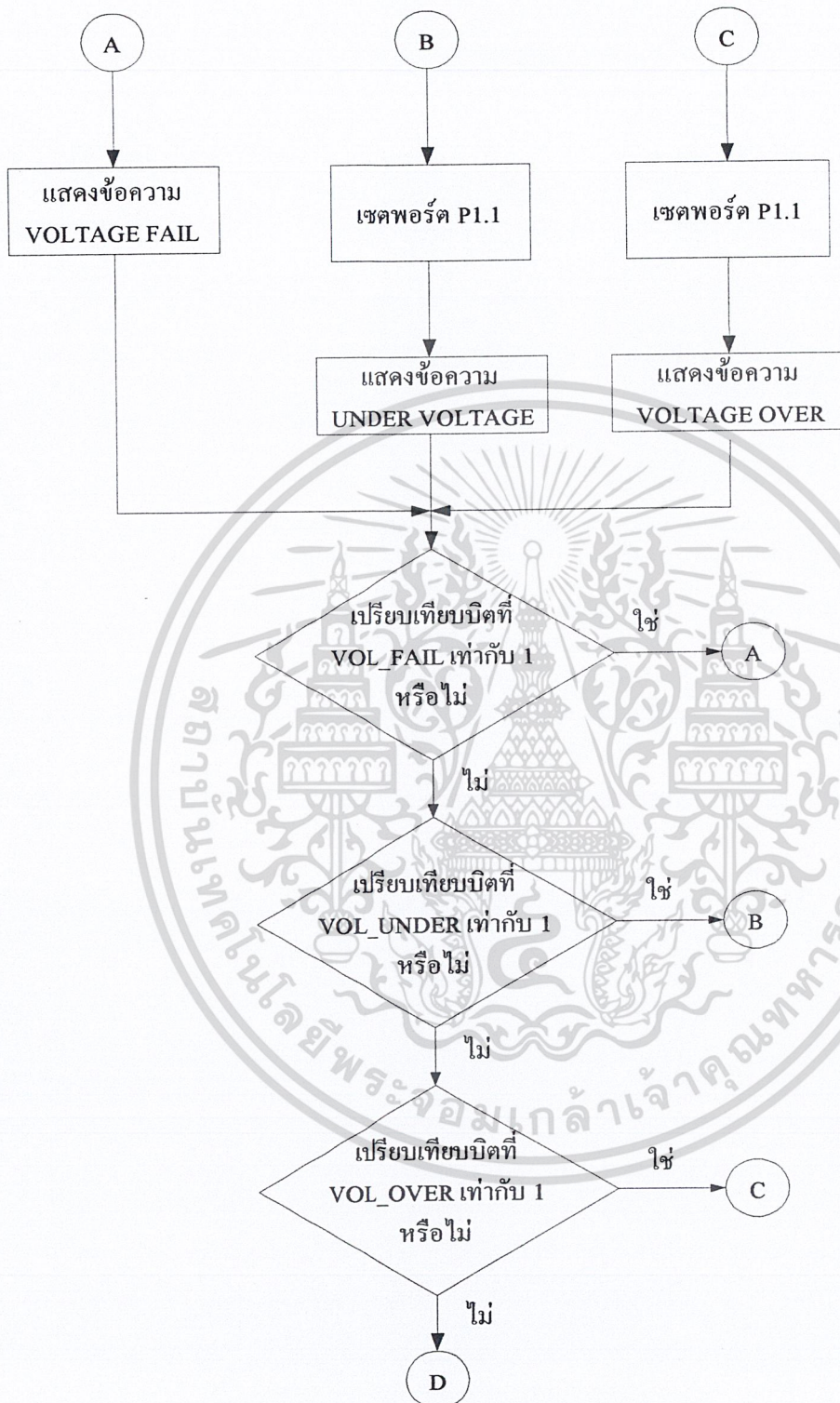
จากรูปที่ 6.12 แสดงโพรซาร์ทส่วนโปรแกรมน้อย เมื่อเกิดสถานะไฟดับ, ไฟตก หรือ ไฟเกิน โปรแกรมก็จะทำการเซตพอร์ต P1.1 เพื่อควบคุมรีเลย์ให้สับสวิทช์นำไฟจากอินเวอร์เตอร์ไปจ่ายโหลดแทนไฟไลน์ หลังจากทำการส่งค่าออกพอร์ตแล้ว โปรแกรมก็จะทำการเช็คสถานะจากวงจรเช็คสถานะไฟไลน์อีกครั้ง ถ้ายังเกิดสถานะไฟดับ, ไฟตก หรือ ไฟเกิน โปรแกรมก็จะทำงานซ้ำอีกจนกว่าไฟไลน์จะเป็นปกติ เมื่อเป็นสถานะปกติแล้วโปรแกรมก็จะกลับไปยังโปรแกรมหลักอีกครั้ง





รูปที่ 6.11 โพรซึร์ตของส่วน โปรแกรมหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.12 ไฟร์ชาร์ตของส่วนโปรแกรมย่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

ผลการทดลอง

จากการทดลองแหล่งจ่ายไฟสำรองโดยการใส่โหลดขนาดต่างๆ โดยการวัดแรงดันที่เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะ โหลดต่างๆ มีการบันทึกผลดังนี้

ภาวะโหลด	แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์
ไม่มีโหลด	256V
โหลดไฟ 100W	237V
โหลดไฟ 200W	217V
โหลดไฟ 300W	201V
โหลดไฟ 400W	186V
โหลดไฟ 500W	172V
แอดทีฟโหลด	250V
โหลดฟูลออร์เลสเซนส์	268V

ตารางที่ 7.1 ผลการทดลองแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะ โหลดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองแหล่งจ่ายไฟสำรอง โดยการใช้โหลดขนาดต่างๆ โดยการวัดแรงดันและกระแส ที่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะ โหลดต่างๆ และเปรียบเทียบแรงดันและกระแสของไฟไลน์ที่ภาวะ โหลดต่างๆ ซึ่งมีการบันทึกผลดังนี้

ภาวะโหลด	500W	400W	300W	200W	100W
กระแสที่ผ่านโหลดโดยใช้ไฟไลน์	2.2A	1.8A	1.2A	0.8A	0.4A
กระแสที่ผ่านโหลดโดยใช้ไฟจากอินเวอร์เตอร์	2A	1.5A	1.2A	0.8A	0.3A
แรงดันที่ตกคร่อมโหลดโดยใช้ไฟไลน์	220V	220V	220V	220V	220V
แรงดันที่ตกคร่อมโหลดโดยใช้ไฟจากอินเวอร์เตอร์	172V	186V	201V	217V	237V
กำลังวัตต์ที่ได้จากไฟไลน์	484W	396W	264W	176W	88W
กำลังวัตต์ที่ได้จากอินเวอร์เตอร์	344W	279W	241.2W	173.6W	71.1W
ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เปรียบเทียบกับไฟไลน์	71%	70%	91%	98%	80.8%

ตารางที่ 7.2 ผลการทดลองแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์เปรียบเทียบกับไฟไลน์ และประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์เปรียบเทียบกับไฟไลน์

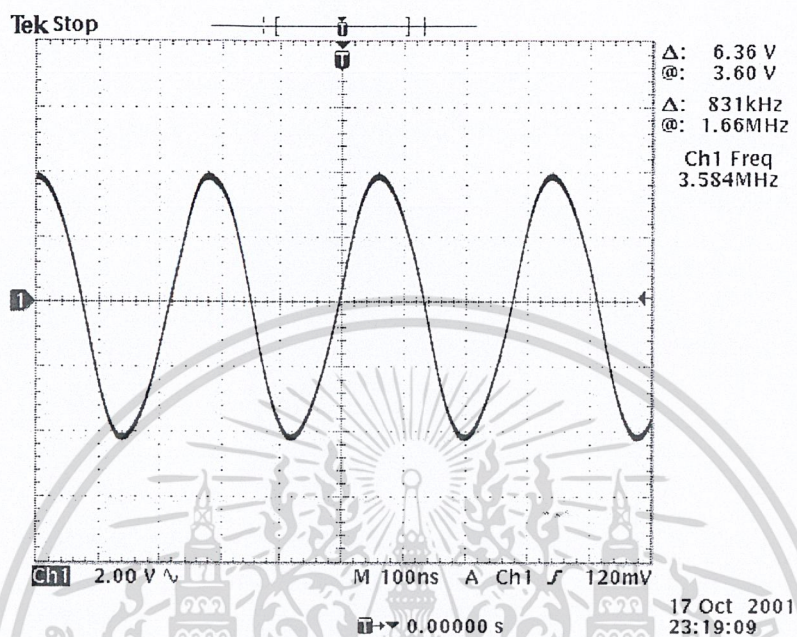
จากการทดลองวงจรเช็คสถานะไฟไลน์ผลของการเช็คสถานะมีดังนี้

สถานะ	แรงดันที่ทำการเช็คสถานะ	จากที่กำหนดไว้
ไฟตก	140 V	180V
ไฟเกิน	280 V	250 V

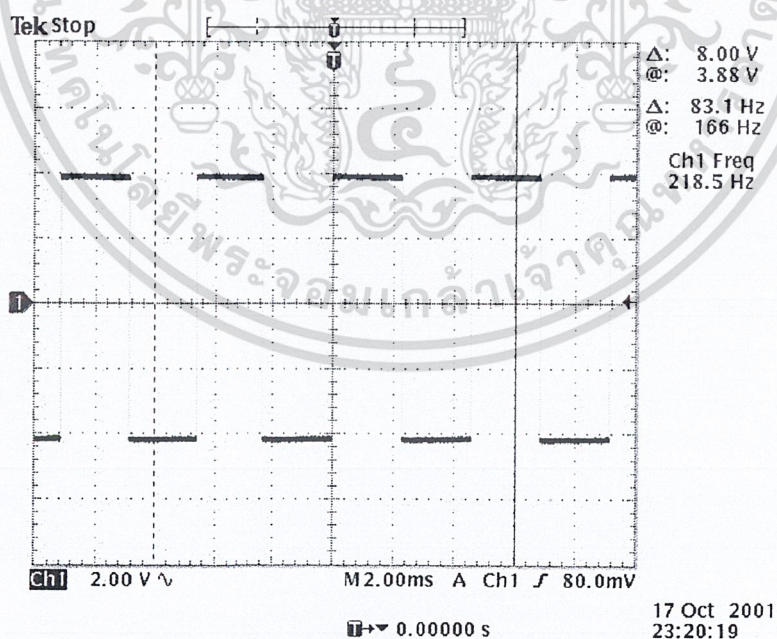
ตารางที่ 7.3 ผลการทดลองแรงดันที่ทำการเช็คสถานะไฟไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการทดลองวัดรูปคลื่นสัญญาณ ที่จุดต่างๆ ในวงจรแสดงได้ดังนี้

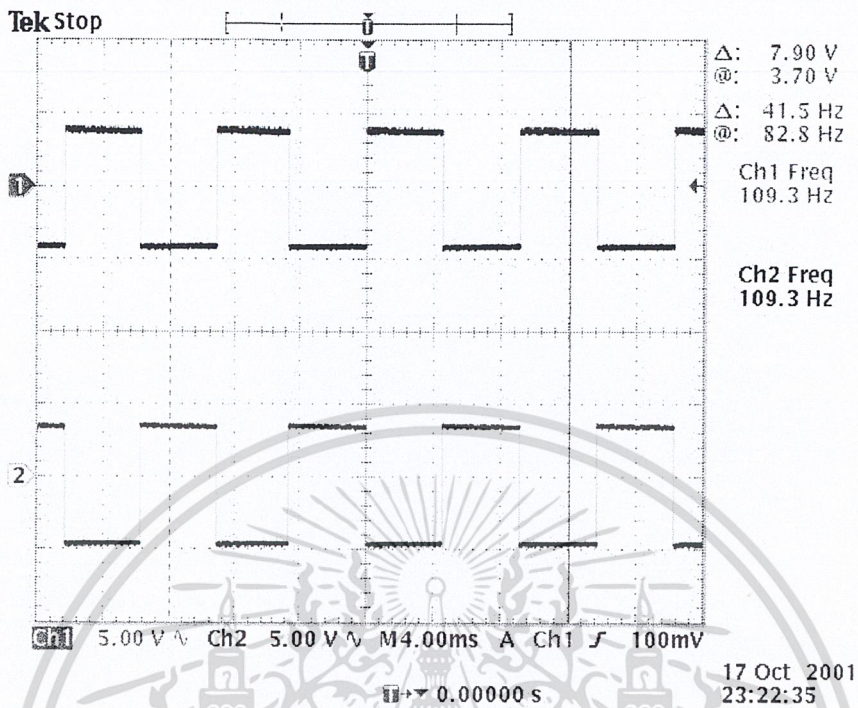


รูปที่ 7.1 สัญญาณที่ออกจากคริสตอล

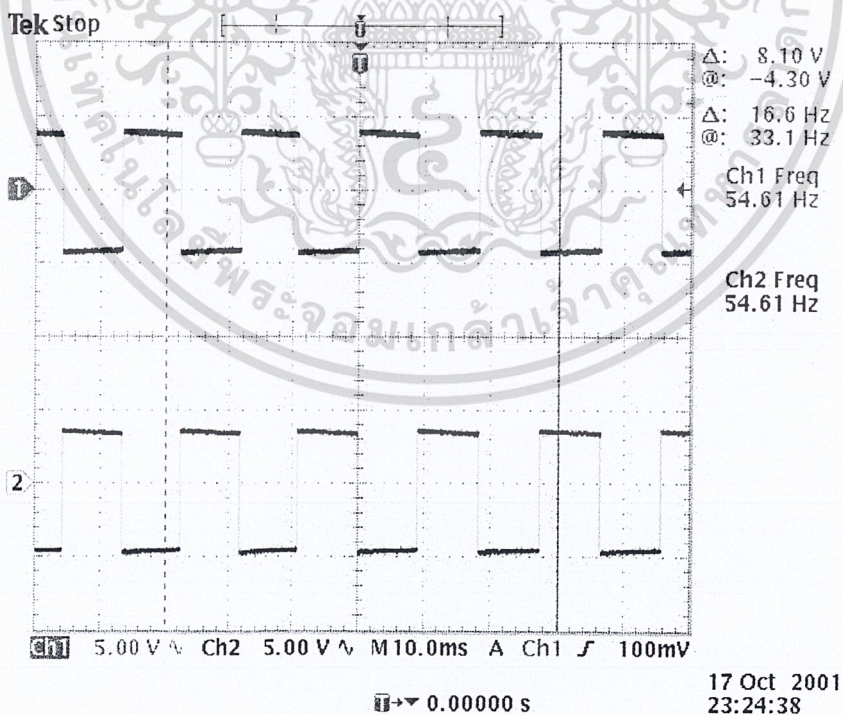


รูปที่ 7.2 สัญญาณที่ออกจากขา 3 ของ IC 4060

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

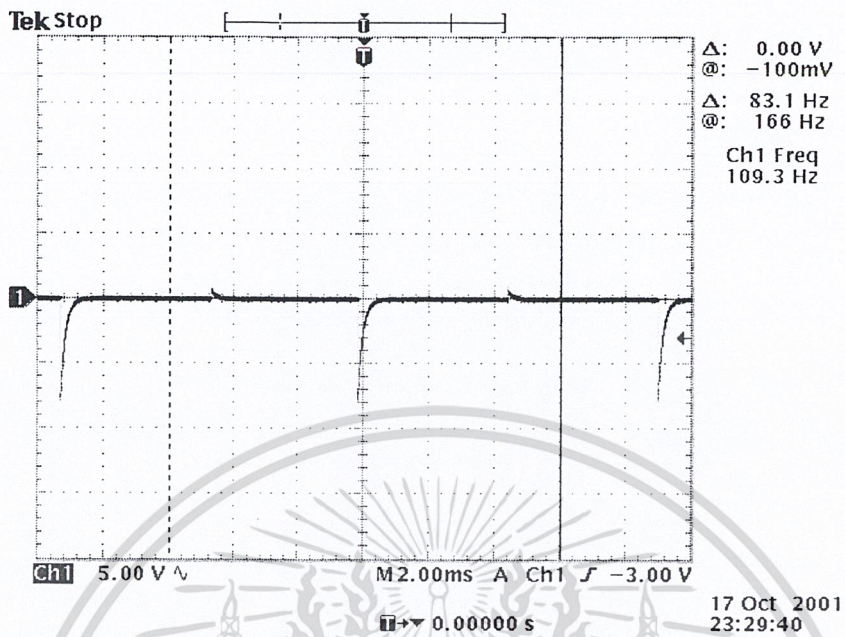


รูปที่ 7.3 สัญญาณที่ออกจากขา 1 และ 2 ของ IC 4013

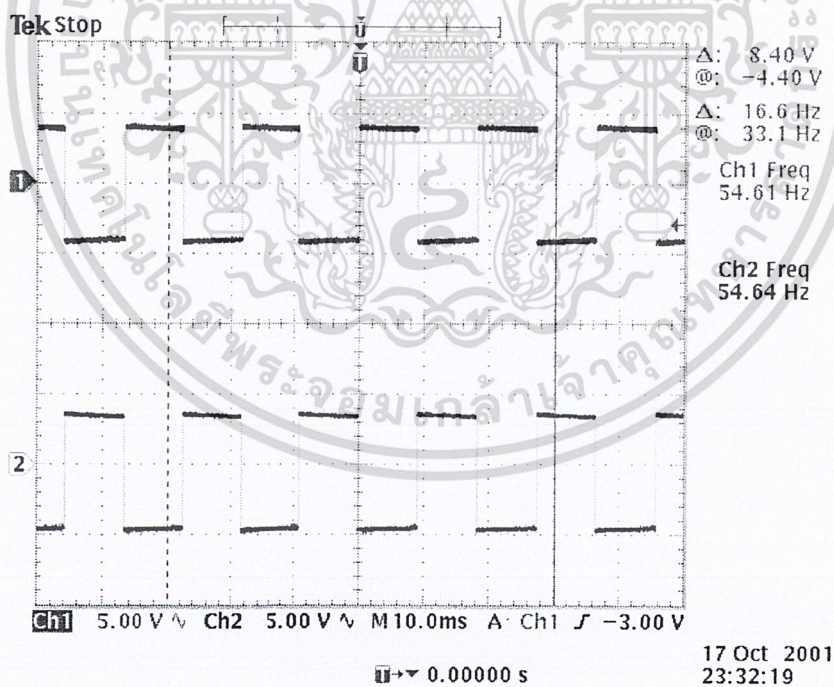


รูปที่ 7.4 สัญญาณที่ออกจากขา 12 และ 13 ของ IC 4013

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

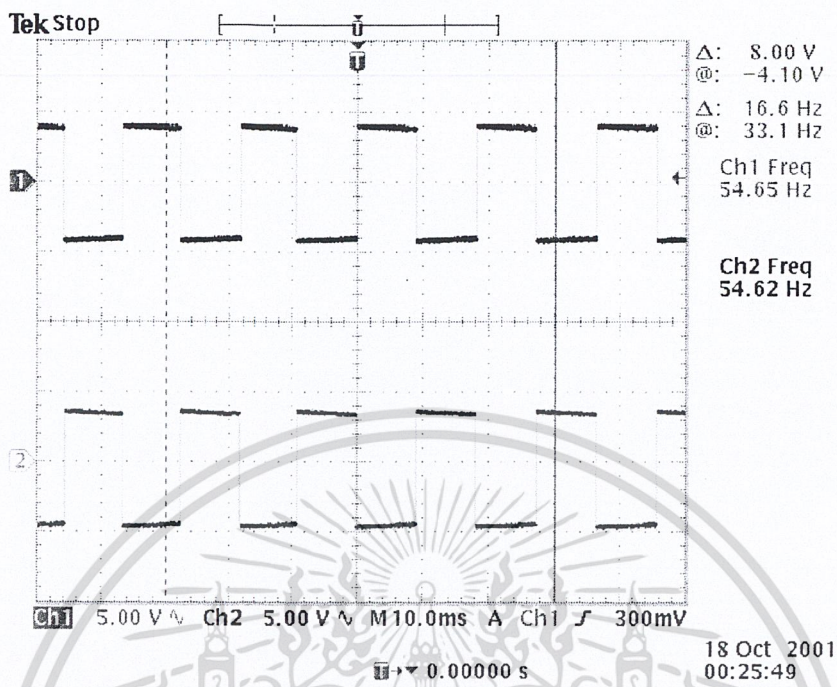


รูปที่ 7.5 สัญญาณที่ออกจากขา 1 และ 9 ของ IC 4081

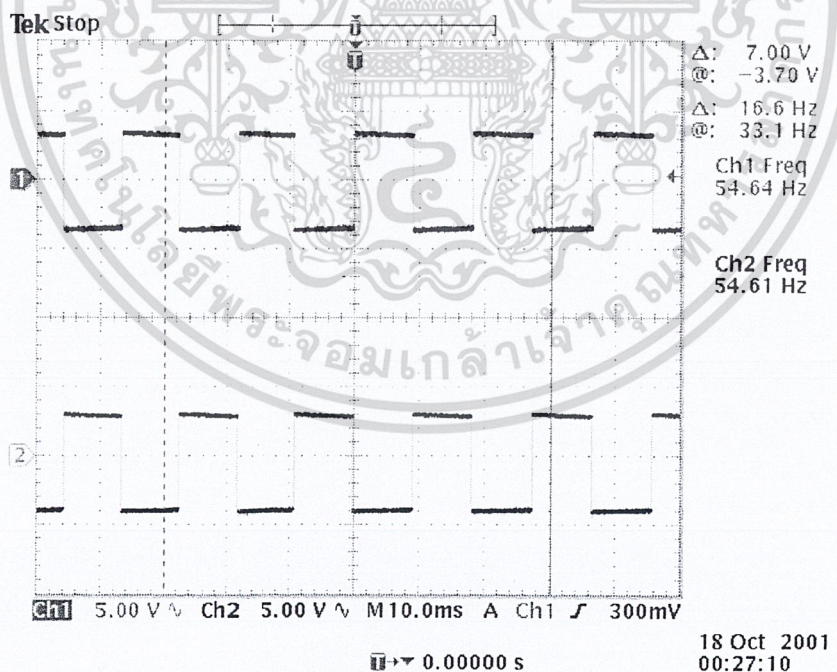


รูปที่ 7.6 สัญญาณที่ออกจากขา 3 และ 10 ของ IC 4081

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

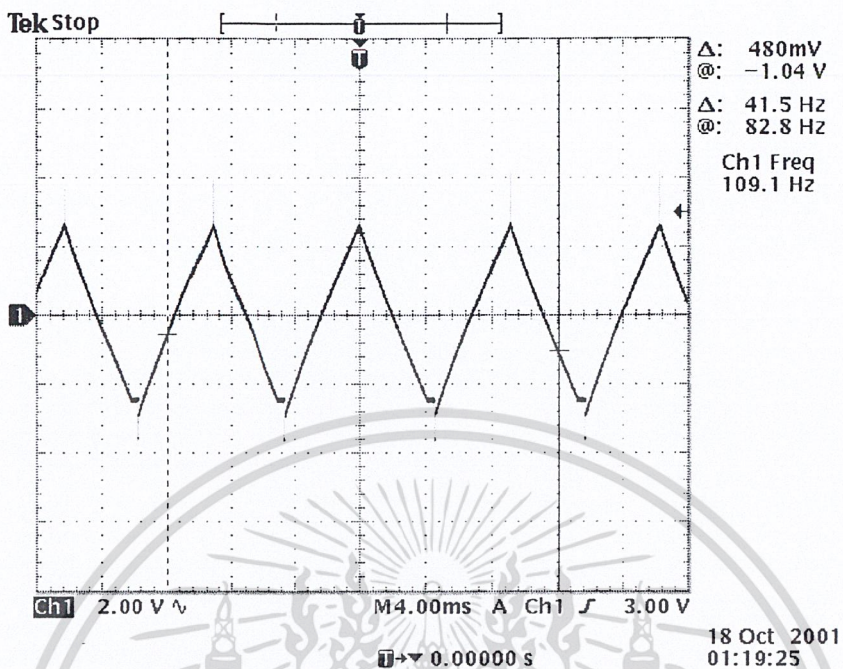


รูปที่ 7.7 สัญญาณที่ออกจากขา 4 และ 11 ของ IC 4081

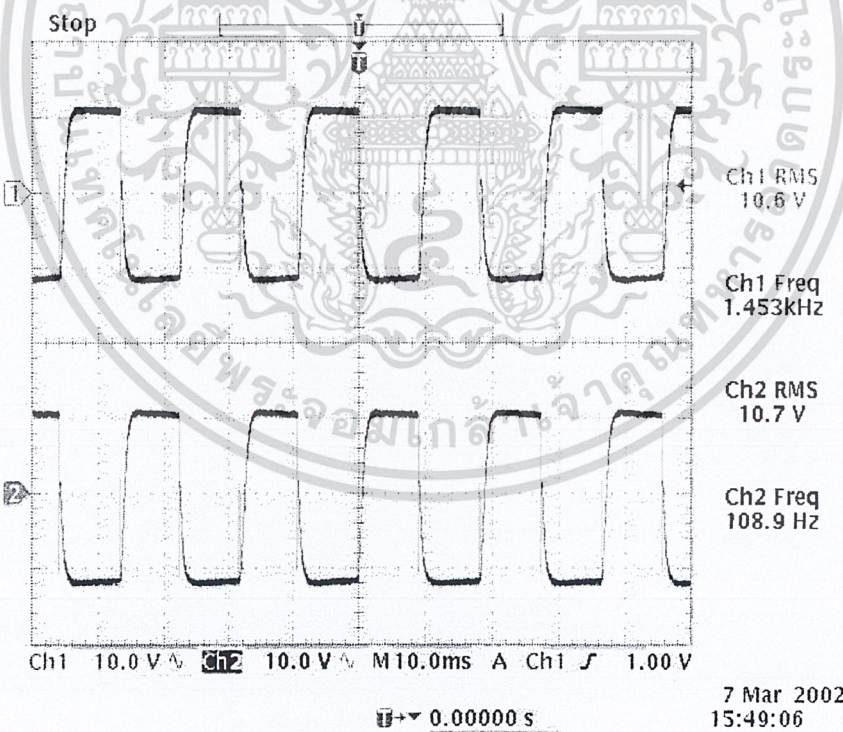


รูปที่ 7.8 สัญญาณที่ออกจากขาอิมิตเตอร์ของ Q2 และ Q4 (BD679)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

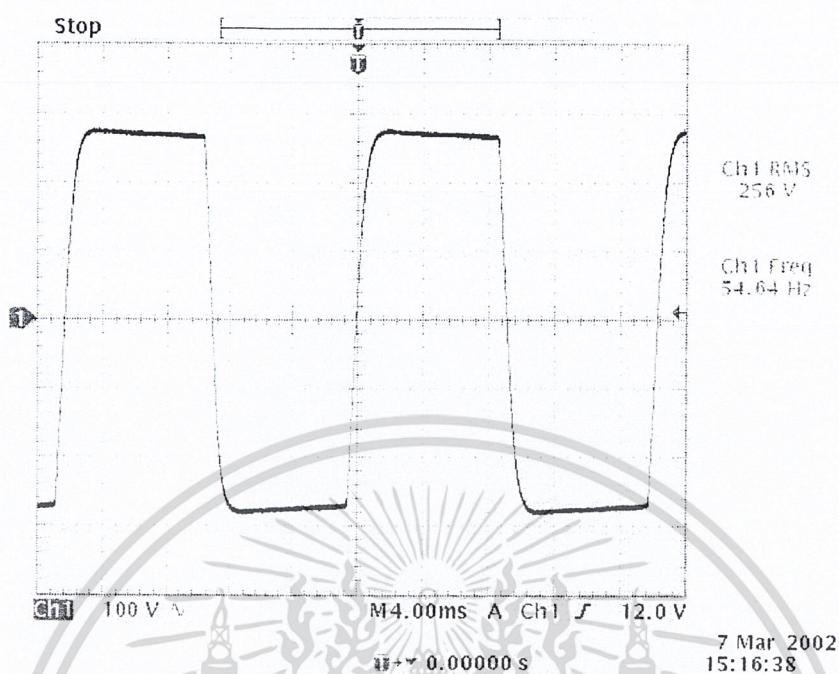


รูปที่ 7.9 สัญญาณที่ออกจากรขา I ของ IC LM324

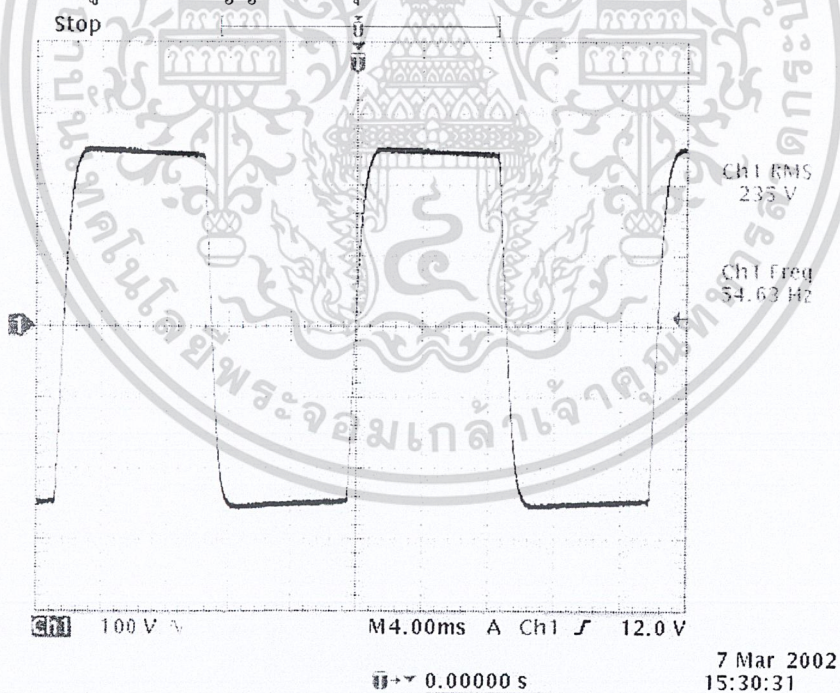


รูปที่ 7.10 สัญญาณที่ออกจากรภาคเพาเวอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

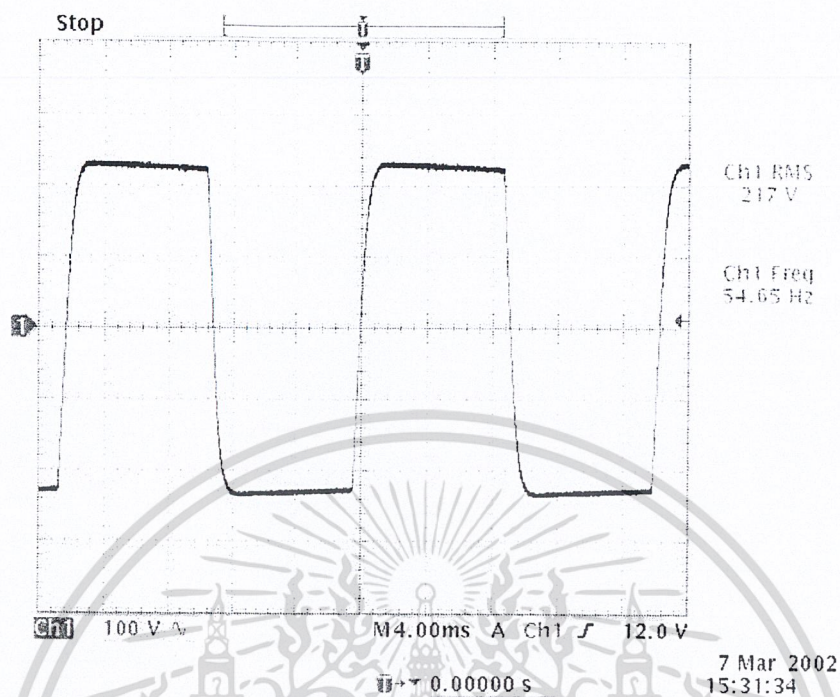


รูปที่ 7.11 สัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะไม่มีโหลด

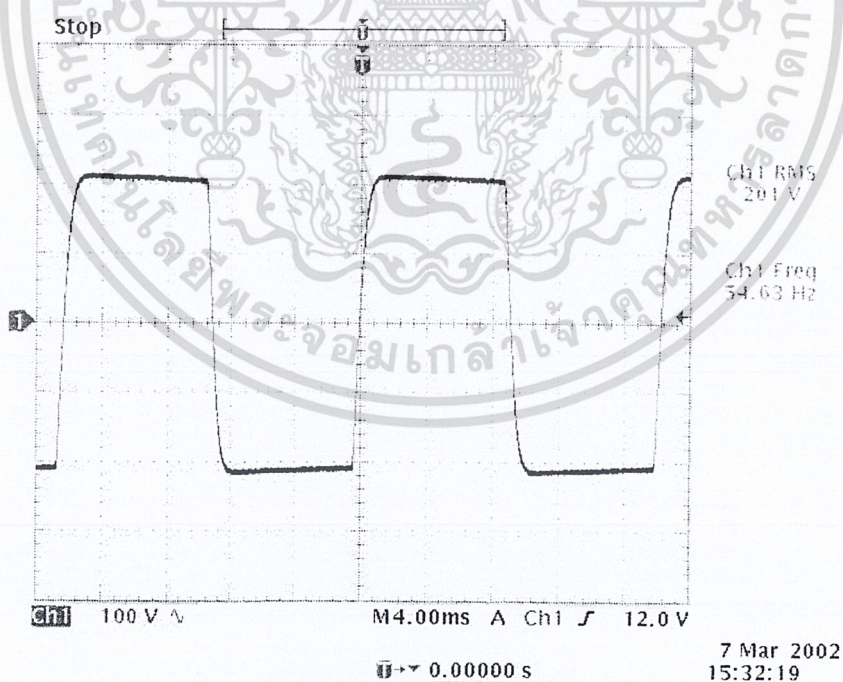


รูปที่ 7.12 สัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะ โหลด 100W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

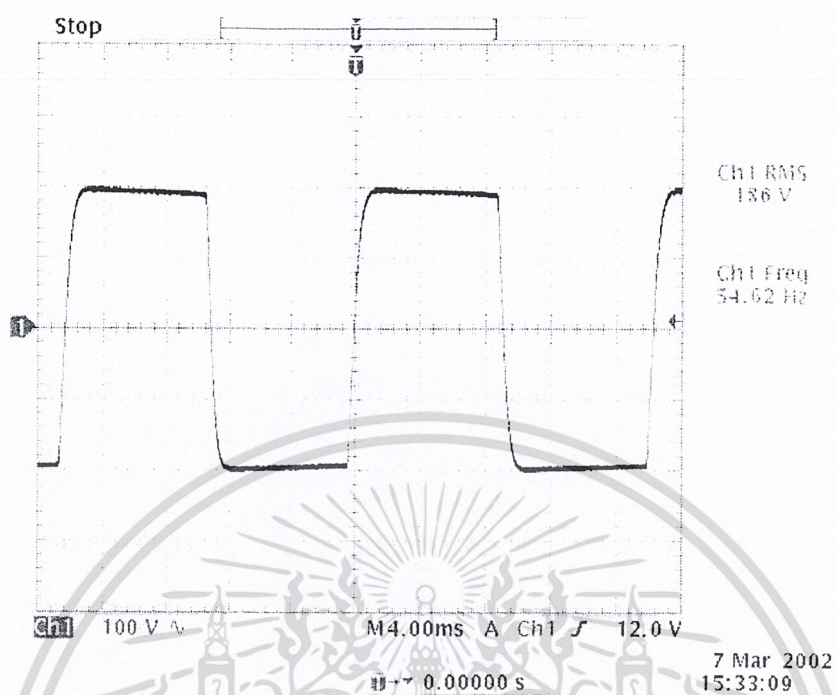


รูปที่ 7.13 สัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะ โหลด 200W

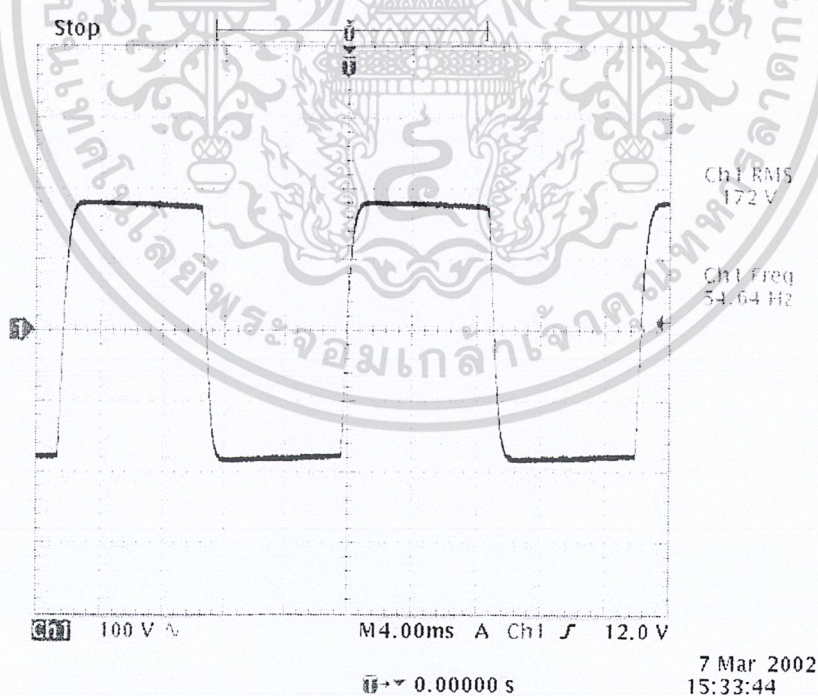


รูปที่ 7.14 สัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะ โหลด 300W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

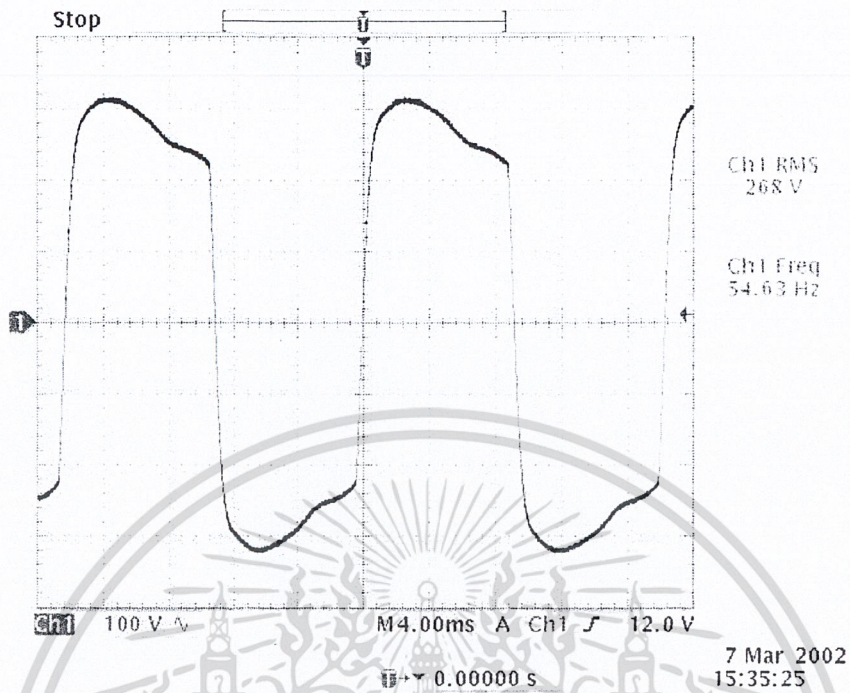


รูปที่ 7.15 สัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะ โหลด 400W

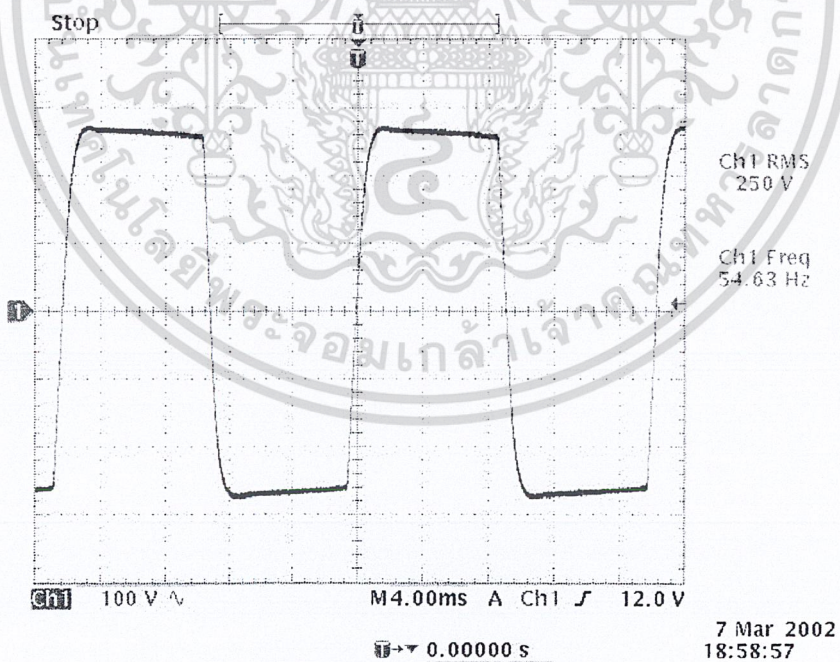


รูปที่ 7.16 สัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะ โหลด 500W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

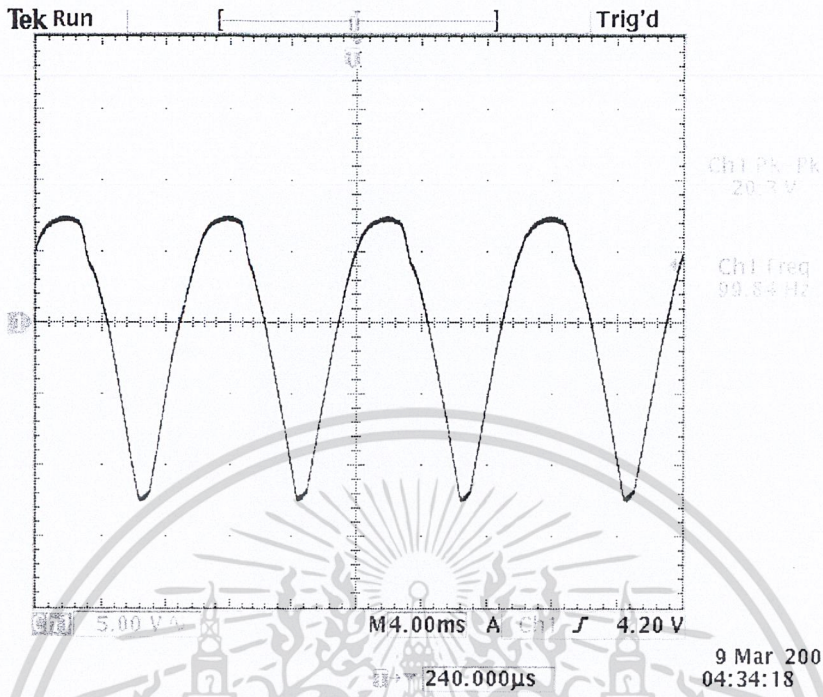


รูปที่ 7.17 สัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะโหลดโหลดไฟฟูลออร์เลสเซนส์

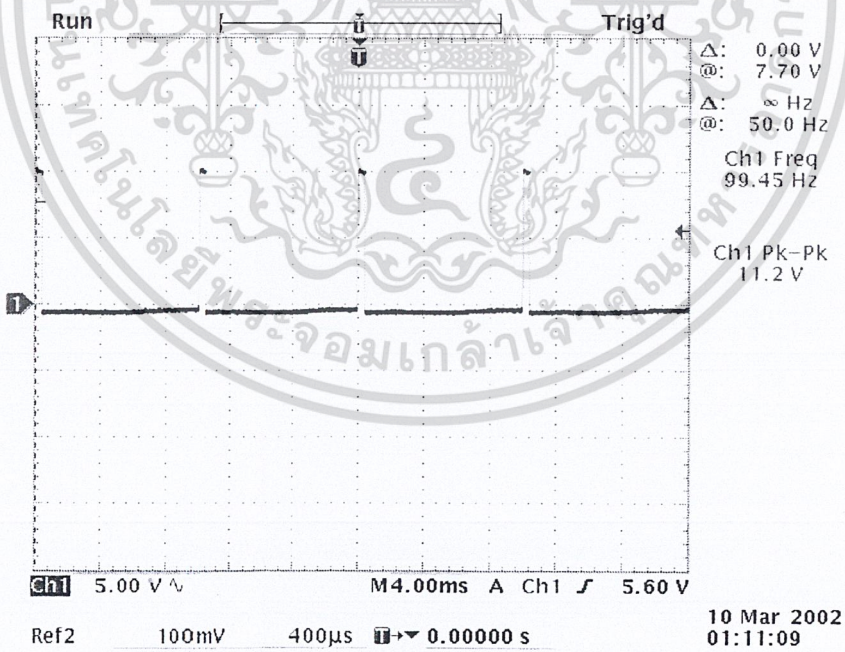


รูปที่ 7.18 สัญญาณเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ภาวะแอมพีไฟโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

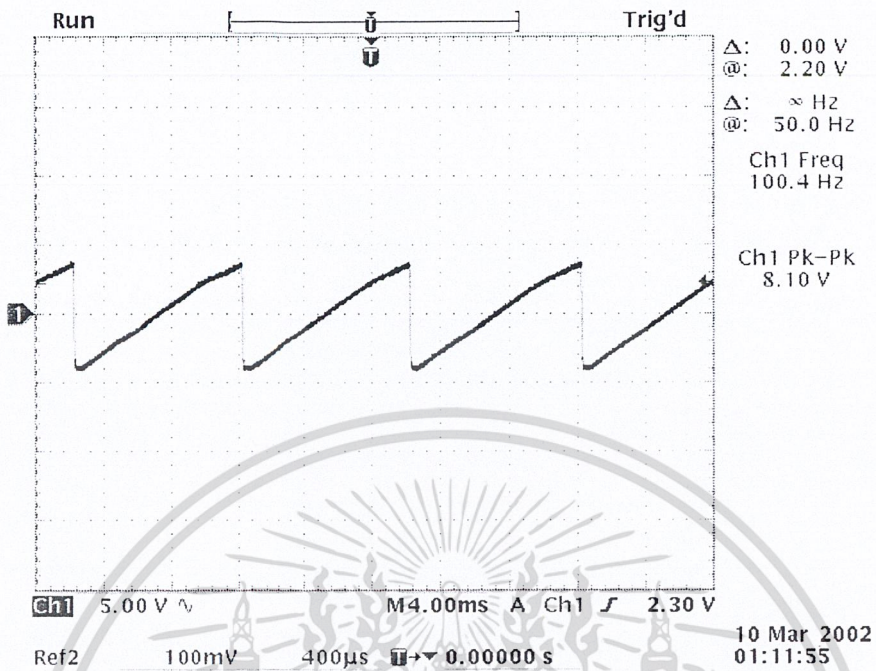


รูปที่ 7.19 สัญญาณอินพุตที่ต่อให้วงจรชาร์ตแบตเตอรี่

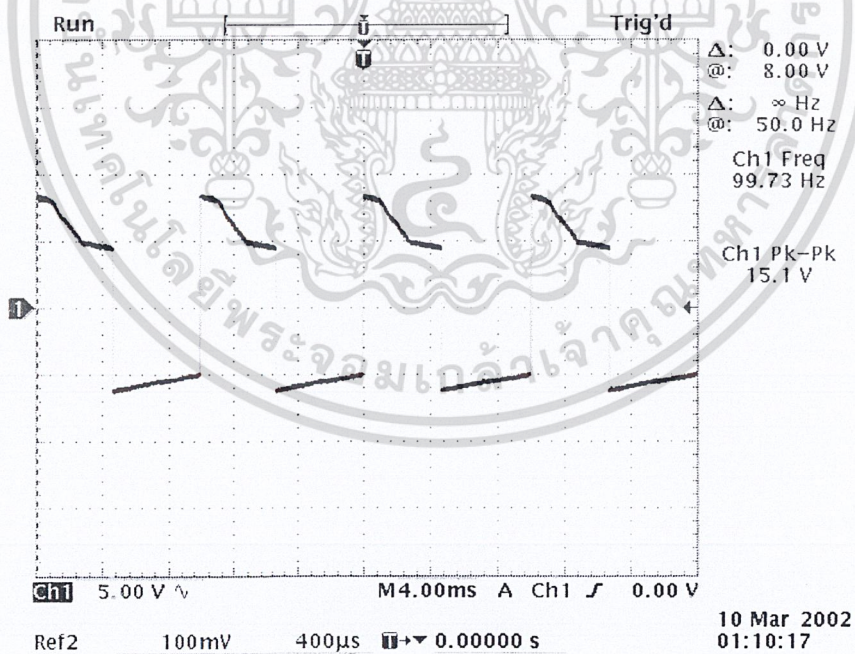


รูปที่ 7.20 สัญญาณที่ขา 9 ของ IC LM 3900 ของวงจรชาร์ตแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

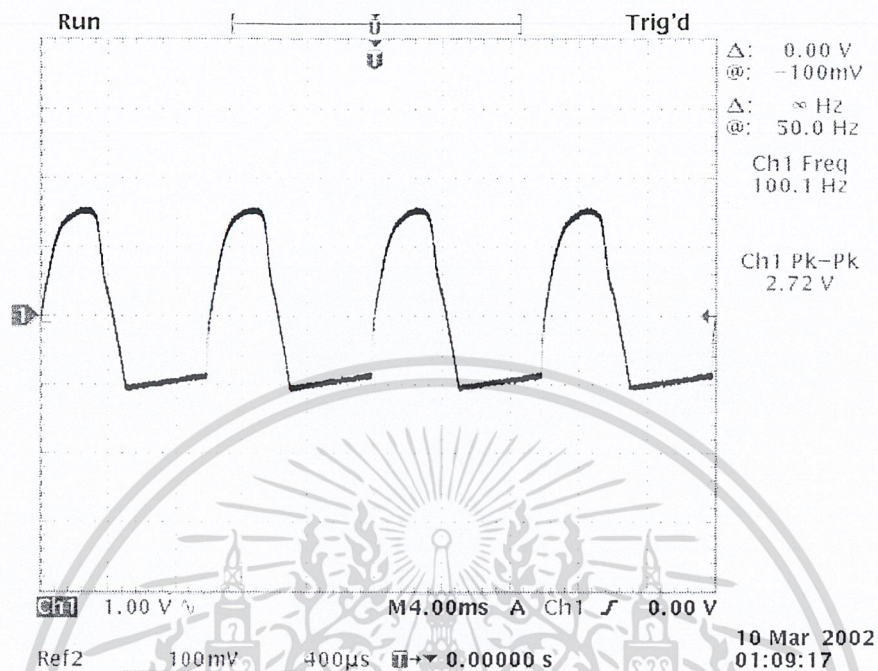


รูปที่ 7.21 สัญญาณที่ขา 10 ของ IC LM 3900 ของวงจรชาร์ตเบตเตอร์



รูปที่ 7.22 สัญญาณที่ขา 5 ของ IC LM 3900 ของวงจรชาร์ตเบตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.23 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรชาร์ตเบตเตอร์อิสระชาร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

สรุปและวิจารณ์

ในโครงการแหล่งจ่ายสำรองไฟแบบออนไลน์และสเทบิลไลเซอร์ ต่างจากแหล่งจ่ายไฟสำรองแบบอื่นๆตรงที่ ใช้การควบคุมของไมโครคอนโทรลเลอร์ ควบคุมการทำงาน ซึ่งในเวลาปกติ โหลดจะนำไฟไลน์ (Line) ไปใช้ได้เลย โดยไม่ใช้ไฟจากวงจรอินเวอร์เตอร์ของโครงการ เมื่อเกิดสภาวะไฟตก ไฟเกิน หรือไฟดับ ไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการเช็คสภาวะไฟไลน์ แล้วทำการควบคุมรีเลย์ให้สับสวิทช์นำไฟจากอินเวอร์เตอร์มาจ่ายให้โหลดแทนไฟไลน์

ภาคอินเวอร์เตอร์ซึ่งออกแบบให้แหล่งจ่ายไฟสำรองมีขนาด 500 โวลต์แอมป์ 220 โวลต์ โดยใช้ความถี่มูลฐาน 50 Hz ในการทำความถี่ 50 Hz ได้ใช้คิตสตอลก้านิคความถี่ถึงที่ 3.579545 MHz โดยใช้ Ic 4060 ทารความถี่ลงมาจนเหลือเพียง 200 Hz และแล้วนำมาหารความถี่เป็น 100 Hz และ 50 Hz ตามลำดับ ซึ่งความถี่ 50 Hz จากขา 12 และ 13 ของ Ic2/2 จะต่างเฟสกัน 180 องศาสัญญาณนาฬิกาจะต้องผ่านแอนเกต Ic 3/2 และ 3/4 ซึ่งมีความสำคัญโดยจะรอกอยสัญญาณควบคุมความปลอดภัยต่างๆเพื่อกำหนดความกว้างของพัลส์เอาท์พุทก่อนจะส่งไปไบอัสทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_4 และสัญญาณนี้จะถูกขยายอีกที่ Q_3 และ Q_5 (TIP3055) ทำให้มีกำลังพอจะส่งให้ภาคเพาเวอร์ให้ได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ใกล้เคียงกับรูปไซน์ ขนาดแรงดัน 9.3 โวลต์ และใช้หม้อแปลงแปลงแรงดันเป็น 220 V และนำแรงดันจาก 220 โวลต์ผ่านวงจรฟิวเตอร์ เพื่อให้ได้เอาท์พุทออกมาเป็นรูปสี่เหลี่ยมที่ไม่มีสัญญาณรบกวนไปให้กับโหลด

ในการทดลองสภาวะไฟตก ผลจากการเช็คสภาวะไฟตกจะเช็คสภาวะไฟตก ที่ 140 โวลต์ และผลจากการเช็คสภาวะไฟเกินวงจรจะเช็คสภาวะไฟเกินที่ 280 โวลต์ ซึ่งจากที่คำนวณจะทำการเช็คสภาวะไฟตกที่ 180 โวลต์ และเช็คสภาวะไฟเกินที่ 250 โวลต์

จากผลการทดลองขณะไม่มีโหลดแรงดันที่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์เท่ากับ 256 โวลต์ ในขณะที่มีโหลด 100 วัตต์ ค่าแรงดันตกลงเป็น 237 โวลต์ มีกระแสไหลผ่านโหลด 2 แอมป์และที่โหลด 200 วัตต์แรงดันจะตกลงเหลือ 217 โวลต์มีกระแสไหลผ่าน 1.5 แอมป์ และที่โหลด 300 วัตต์แรงดันจะตกลงเหลือ 201 โวลต์มีกระแสไหลผ่าน 1.2 แอมป์ และที่โหลด 400 วัตต์แรงดันจะตกลงเหลือ 186 โวลต์ มีกระแสไหลผ่าน 0.8 แอมป์และที่โหลด 500 วัตต์แรงดันจะตกลงเหลือ 172 โวลต์ มีกระแสไหลผ่าน 0.3 แอมป์ เมื่อเปรียบเทียบกำลังวัตต์ของไฟไลน์และกำลังวัตต์ที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ทำให้สามารถคำนวณประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟได้ดังตารางที่ 7.2 ซึ่งเมื่อโหลดมีขนาดเพิ่มขึ้นจาก 100 วัตต์จนถึง 500 วัตต์ พบว่าประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟลดลง

สำหรับในส่วนของวงจรชาร์จแบตเตอรี่ สามารถทำงานได้โดยการตั้งค่าให้ทำการชาร์จแบตเตอรี่ที่แรงดัน 14 โวลต์ และสามารถชาร์จกระแสได้สูงสุด 5 แอมป์

ในการประกอบส่วนต่างๆเข้าด้วยกันไม่ว่าจะเป็นภาคเช็ทสถานะแรงดัน ภาคควบคุมของ MCS-51 ภาคอินเวอร์เตอร์ สามารถทำงานร่วมกันได้เป็นอย่างดี ได้ทำการทดลองตัดไฟเข้าออก โครงานก็ยังสามารถจ่ายไฟให้กับโหลดได้แม้มีช่วงหน่วงเวลาเล็กน้อย ในการจ่ายไฟให้กับโหลดแรงดันจะตกลงทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องไม่สูงนัก

แรงดันเอาต์พุตที่ตกลงจากการเพิ่มโหลดหลายๆขนาดเป็นผลมาจากการสูญเสียของหม้อแปลงและขดลวดตัวเหนี่ยวนำในวงจรฟิลเตอร์เป็นส่วนใหญ่ ส่วนแรงดันที่ทำการเช็ทสถานะที่มีค่าไม่ตรงกับค่าคำนวณเป็นผลมาจากความผิดพลาดของอุปกรณ์ที่นำมาต่อ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

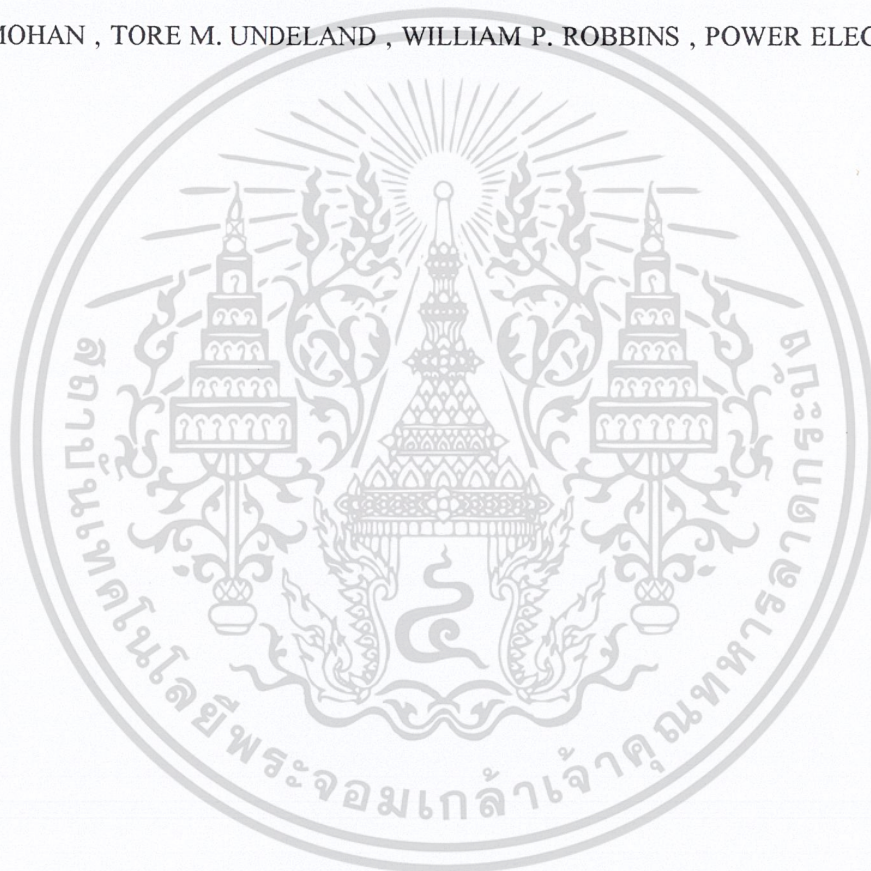
ขอขอบคุณ อาจารย์ สุชาติ คุณทวีเทพ อาจารย์ที่ปรึกษาการทำรายงานที่ได้ให้คำปรึกษาในการออกแบบและจัดทำ อีกทั้งยังให้ยืมอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและให้การช่วยเหลือด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- 1.รวมโครงการเครื่องจ่ายไฟ , ซีเอ็ดยูเคชั่น , หน้า 17-26 ,2539
- 2.เบตเตอร์และเครื่องชาร์ต , ซีเอ็ดยูเคชั่น , หน้า 10-12 , 2538
- 3.หนังสือประกอบการเรียน เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ อาจารย์ สมศักดิ์ เชียรศิริกุล
- 4.สุทธิพล สุทธิศิลป์ , สุพจน์ สุวรรณวานิช , อโนชาวงษ์รังโรจน์ , แหล่งจ่ายไฟสำรอง , 2533
- 5.ไมโครโปรเซสเซอร์2 , ซีเอ็ดยูเคชั่น , หน้า 23-32 , 2539
- 6.NED MOHAN , TORE M. UNDELAND , WILLIAM P. ROBBINS , POWER ELECTRONICS , 1995



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



High Power NPN Silicon Power Transistors

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

- Forward Biased Second Breakdown Current Capability
 $I_{S/b} = 3.75 \text{ Adc} @ V_{CE} = 40 \text{ Vdc} \text{ — } 2N3771$
 $= 2.5 \text{ Adc} @ V_{CE} = 60 \text{ Vdc} \text{ — } 2N3772$

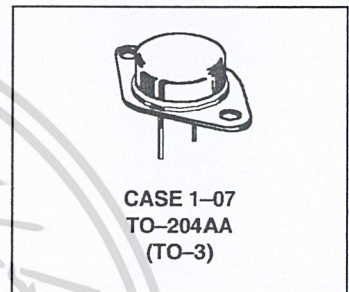
***MAXIMUM RATINGS**

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

2N3771*
2N3772

*ON Semiconductor Preferred Device

**20 and 30 AMPERE
POWER TRANSISTORS
NPN SILICON
40 and 60 VOLTS
150 WATTS**



THERMAL CHARACTERISTICS

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

*Indicates JEDEC Registered Data.

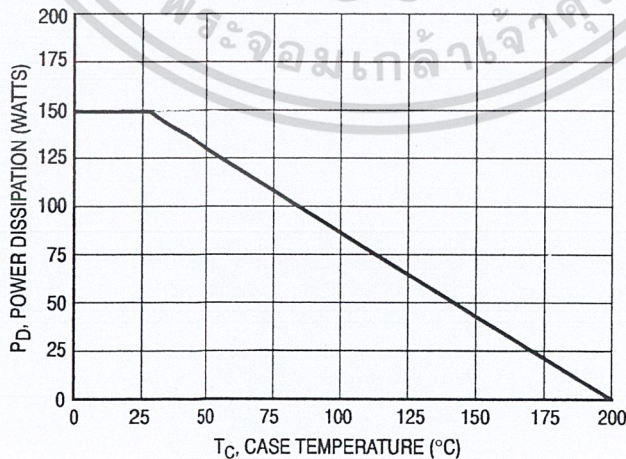


Figure 1. Power Derating

Preferred devices are ON Semiconductor recommended choices for future use and best overall value.

สงวนลิขสิทธิ์ในเอกสารนี้ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้เพื่อการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N3771 2N3772

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

Characteristic		Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
*Collector–Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 0.2 \text{ A dc}$, $I_B = 0$)	2N3771 2N3772	$V_{CEO(sus)}$	40 60	— —	Vdc
Collector–Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 0.2 \text{ A dc}$, $V_{EB(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$, $R_{BE} = 100 \text{ Ohms}$)	2N3771 2N3772	$V_{CEX(sus)}$	50 80	— —	Vdc
Collector–Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 0.2 \text{ A dc}$, $R_{BE} = 100 \text{ Ohms}$)	2N3771 2N3772	$V_{CER(sus)}$	45 70	— —	Vdc
*Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30 \text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 50 \text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 25 \text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	2N3771 2N3772	I_{CEO}	— —	10 10	mAdc
*Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 50 \text{ Vdc}$, $V_{EB(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$) ($V_{CE} = 100 \text{ Vdc}$, $V_{EB(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$) ($V_{CE} = 45 \text{ Vdc}$, $V_{EB(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$) ($V_{CE} = 30 \text{ Vdc}$, $V_{EB(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($V_{CE} = 45 \text{ Vdc}$, $V_{EB(off)} = 1.5 \text{ Vdc}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$)	2N3771 2N3772 2N6257 2N3771 2N3772	I_{CEV}	— — — — —	2.0 5.0 4.0 10 10	mAdc
*Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 50 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 100 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$)	2N3771 2N3772	I_{CBO}	— —	2.0 5.0	mAdc
*Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$) ($V_{BE} = 7.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 0$)	2N3771 2N3772	I_{EBO}	— —	5.0 5.0	mAdc
*ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain (1) ($I_C = 15 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 10 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 8.0 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 30 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 20 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$)	2N3771 2N3772 2N3771 2N3772	h_{FE}	15 15	60 60	—
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 15 \text{ A dc}$, $I_B = 1.5 \text{ A dc}$) ($I_C = 10 \text{ A dc}$, $I_B = 1.0 \text{ A dc}$) ($I_C = 30 \text{ A dc}$, $I_B = 6.0 \text{ A dc}$) ($I_C = 20 \text{ A dc}$, $I_B = 4.0 \text{ A dc}$)	2N3771 2N3772 2N3771 2N3772	$V_{CE(sat)}$	— — — —	2.0 1.4 4.0 4.0	Vdc
Base–Emitter On Voltage ($I_C = 15 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 10 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 8.0 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$)	2N3771 2N3772	$V_{BE(on)}$	— —	2.7 2.2	Vdc
*DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current–Gain — Bandwidth Product ($I_C = 1.0 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$, $f_{test} = 50 \text{ kHz}$)		f_T	0.2	—	MHz
Small–Signal Current Gain ($I_C = 1.0 \text{ A dc}$, $V_{CE} = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)		h_{fe}	40	—	—
SECOND BREAKDOWN					
Second Breakdown Energy with Base Forward Biased, $t = 1.0 \text{ s}$ (non–repetitive) ($V_{CE} = 40 \text{ Vdc}$) ($V_{CE} = 60 \text{ Vdc}$)	2N3771 2N3772	$I_{S/b}$	3.75 2.5	— —	A dc

*Indicates JEDEC Registered Data.

(1) Pulse Test: 300 μs , Rep. Rate 60 cps.

2N3771 2N3772

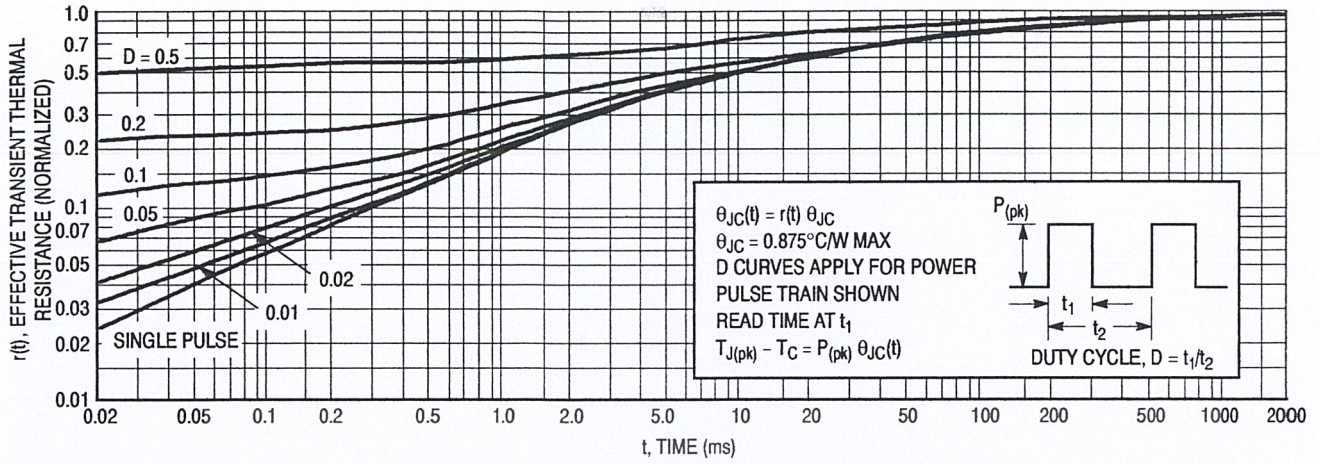


Figure 2. Thermal Response — 2N3771, 2N3772

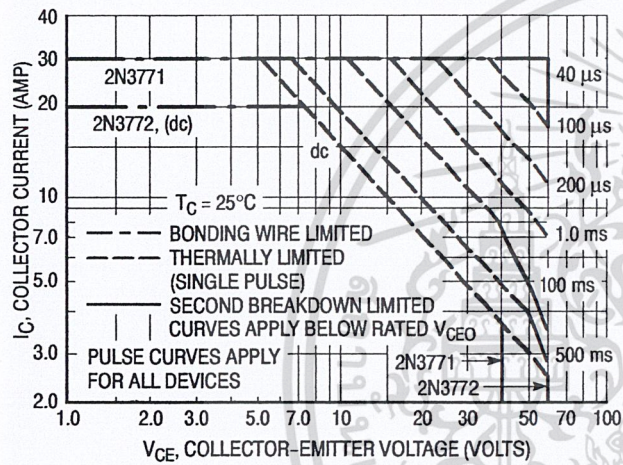


Figure 3. Active-Region Safe Operating Area — 2N3771, 2N3772

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

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

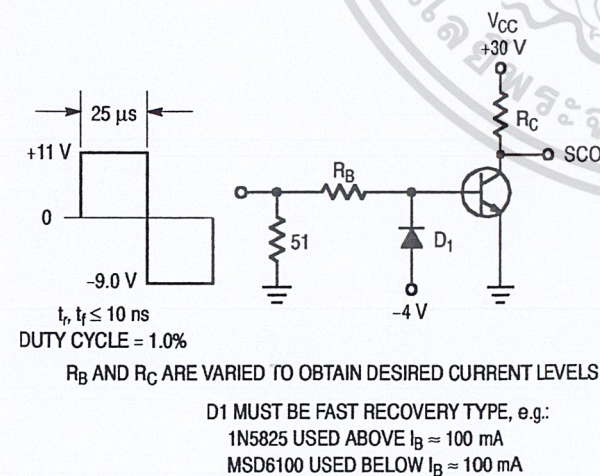


Figure 4. Switching Time Test Circuit

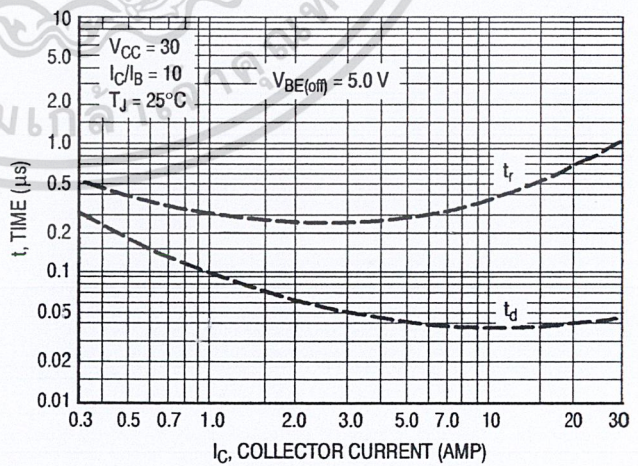


Figure 5. Turn-On Time

2N3771 2N3772

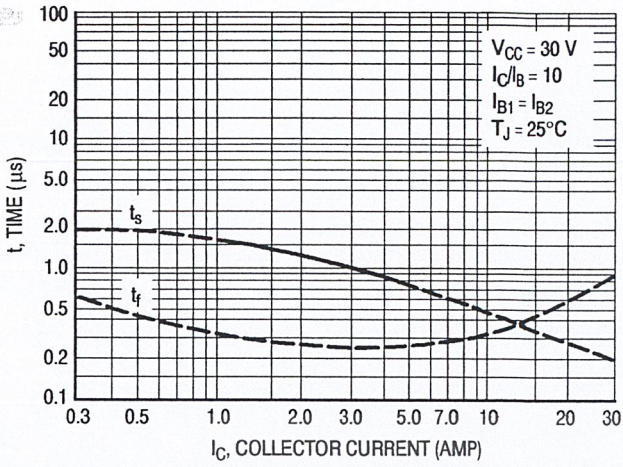


Figure 6. Turn-Off Time

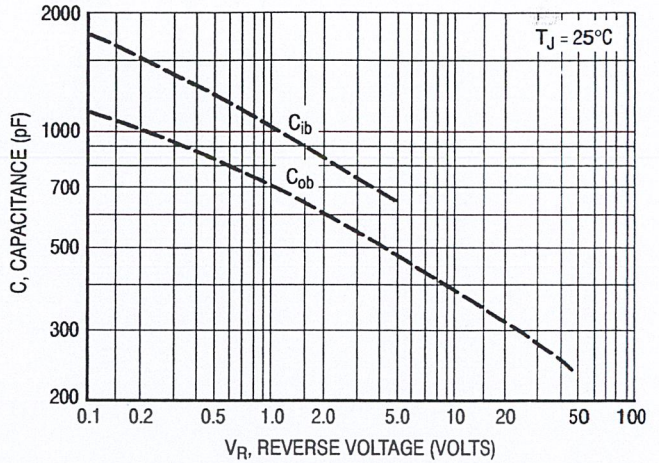


Figure 7. Capacitance

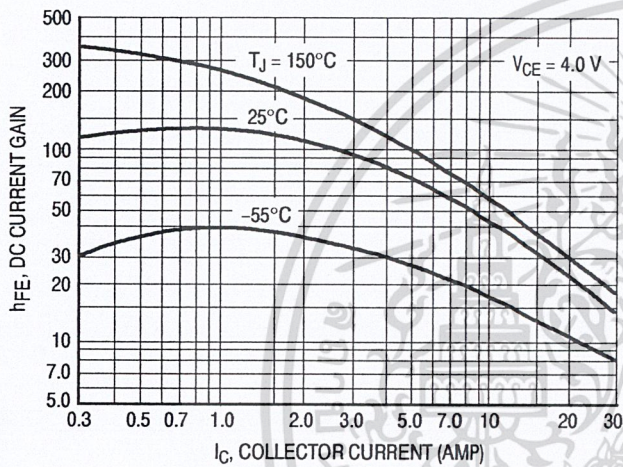


Figure 8. DC Current Gain

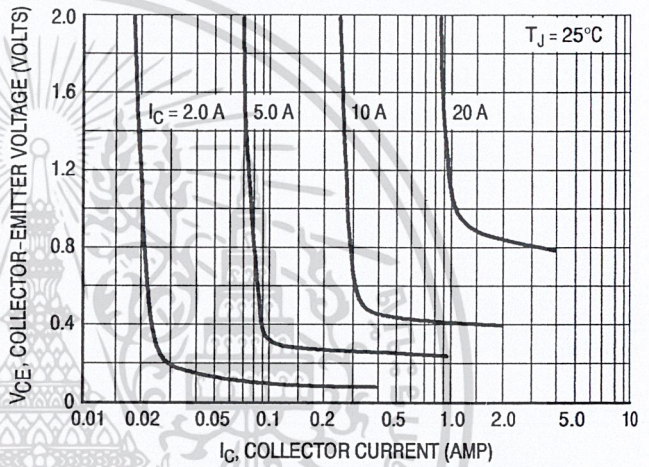
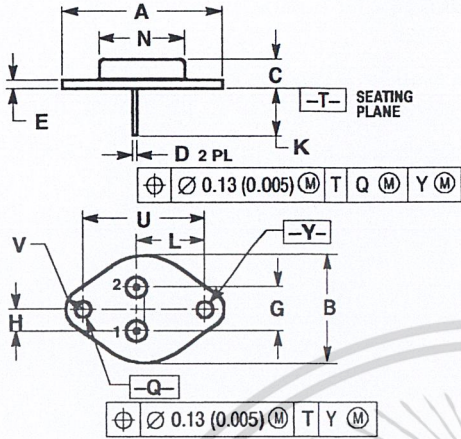


Figure 9. Collector Saturation Region

2N3771 2N3772

PACKAGE DIMENSIONS

CASE 1-07 TO-204AA (TO-3) ISSUE Z

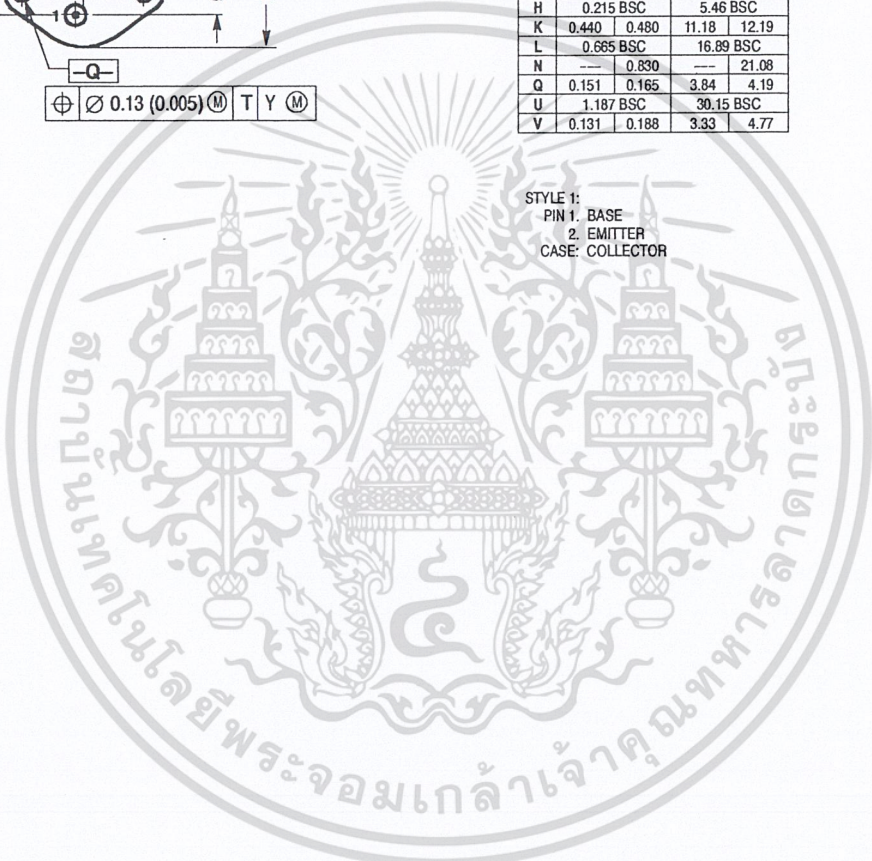


NOTES:

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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.550 REF		39.37 REF	
B	---	1.050	---	26.67
C	0.250	0.335	6.35	8.51
D	0.038	0.043	0.97	1.09
E	0.055	0.070	1.40	1.77
G	0.430 BSC		10.92 BSC	
H	0.215 BSC		5.46 BSC	
K	0.440	0.480	11.18	12.19
L	0.665 BSC		16.89 BSC	
N	---	0.830	---	21.08
Q	0.151	0.165	3.84	4.19
U	1.187 BSC		30.15 BSC	
V	0.131	0.188	3.33	4.77

STYLE 1:
PIN 1. BASE
2. EMITTER
CASE: COLLECTOR





TIP2955
TIP3055

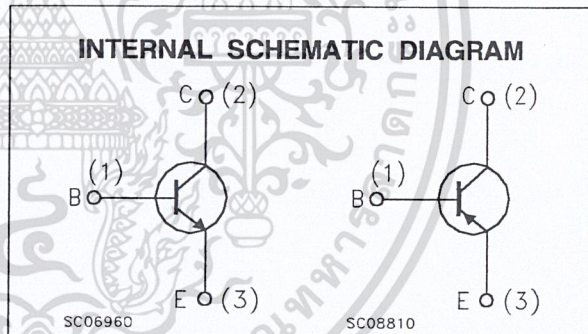
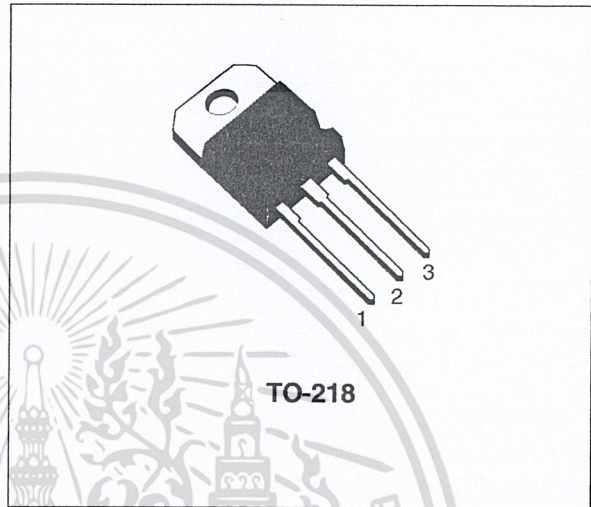
COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS

- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPES
- COMPLEMENTARY PNP - NPN DEVICES

DESCRIPTION

The TIP3055 is a silicon Epitaxial-Base Planar NPN transistor mounted in TO-218 plastic package. It is intended for power switching circuits, series and shunt regulators, output stages and hi-fi amplifiers.

The complementary PNP type is the TIP2955.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value		Unit
		PNP	TIP2955	
		NPN	TIP3055	
V_{CBO}	Collector-Base Voltage ($I_E = 0$)		100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage ($I_B = 0$)		60	V
I_C	Collector Current		15	A
I_B	Base Current		7	A
P_{tot}	Total Dissipation at $T_c \leq 25^\circ\text{C}$		90	W
T_{stg}	Storage Temperature		-65 to 150	$^\circ\text{C}$
T_j	Max. Operating Junction Temperature		150	$^\circ\text{C}$

For PNP types voltage and current are negative.

August 1999

1/4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ใดๆ ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.4	$^{\circ}C/W$
----------------	----------------------------------	-----	-----	---------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

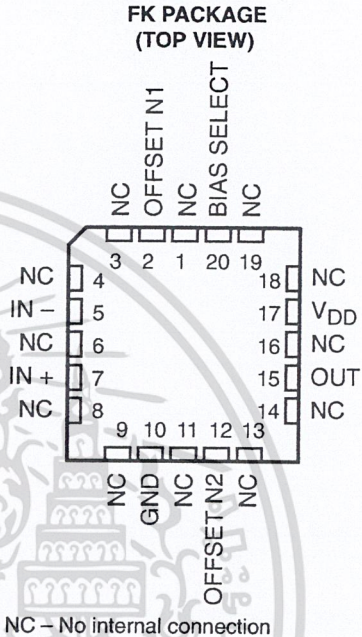
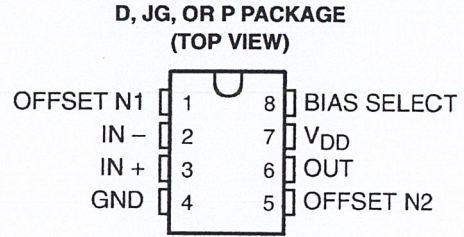
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CEX}	Collector Cut-off Current ($V_{BE} = -1.5V$)	$V_{CE} = 100 V$			1	mA
		$V_{CE} = 100 V$ $T_J = 150^{\circ}C$			5	mA
I_{CEO}	Collector Cut-off Current ($I_B = 0$)	$V_{CE} = 30 V$			0.7	mA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 7 V$			5	mA
$V_{CE(sus)}^*$	Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_B = 0$)	$I_C = 30 mA$	60			V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-emitter Saturation Voltage	$I_C = 4 A$ $I_B = 0.4 A$			1	V
		$I_C = 10 A$ $I_B = 3.3 A$			3	V
V_{BE}^*	Base-emitter Voltage	$I_C = 4 A$ $V_{CE} = 4 V$			1.8	V
h_{FE}^*	DC Current Gain	$I_C = 4 A$ $V_{CE} = 4 V$	20		70	
		$I_C = 10 A$ $V_{CE} = 4 V$	5			
h_{fe}	Small Signal Current Gain	$I_C = 1 A$ $V_{CE} = 10 V$ $f = 1 KHz$	15			
f_T	Transition-Frequency	$I_C = 0.5 A$ $V_{CE} = 10 V$ $f = 1 MHz$	3			MHz
t_{on} t_{off}	RESISTIVE LOAD	$I_C = 6 A$ $I_{B1} = - I_{B2} = 0.6 A$				
	Turn-on Time	$R_L = 5 \Omega$ $V_{BE(off)} = -4 V$		0.5		μs
	Turn-off Time			0.9		μs

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %
For PNP type, voltage and current value are negative.

TLC271, TLC271A, TLC271B LinCMOS™ PROGRAMMABLE LOW-POWER OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS090D – NOVEMBER 1987 – REVISED MARCH 2001

- **Input Offset Voltage Drift . . . Typically 0.1 μ V/Month, Including the First 30 Days**
- **Wide Range of Supply Voltages Over Specified Temperature Range:**
 0°C to 70°C . . . 3 V to 16 V
 -40°C to 85°C . . . 4 V to 16 V
 -55°C to 125°C . . . 5 V to 16 V
- **Single-Supply Operation**
- **Common-Mode Input Voltage Range Extends Below the Negative Rail (C-Suffix and I-Suffix Types)**
- **Low Noise . . . 25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ Typically at f = 1 kHz (High-Bias Mode)**
- **Output Voltage Range Includes Negative Rail**
- **High Input Impedance . . . 10¹² Ω Typ**
- **ESD-Protection Circuitry**
- **Small-Outline Package Option Also Available in Tape and Reel**
- **Designed-In Latch-Up Immunity**



description

The TLC271 operational amplifier combines a wide range of input offset voltage grades with low offset voltage drift and high input impedance. In addition, the TLC271 offers a bias-select mode that allows the user to select the best combination of power dissipation and ac performance for a particular application. These devices use Texas Instruments silicon-gate LinCMOS™ technology, which provides offset voltage stability far exceeding the stability available with conventional metal-gate processes.

AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGE			
		SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (P)
0°C to 70°C	2 mV 5 mV 10 mV	TLC271BCD TLC271ACD TLC271CD	—	—	TLC271BCP TLC271ACP TLC271CP
-40°C to 85°C	2 mV 5 mV 10 mV	TLC271BID TLC271AID TLC271ID	—	—	TLC271BIP TLC271AIP TLC271IP
-55°C to 125°C	10 mV	TLC271MD	TLC271MFK	TLC271MJG	TLC271MP

The D package is available taped and reeled. Add R suffix to the device type (e.g., TLC271BCDR).



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

LinCMOS is a trademark of Texas Instruments.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2001, Texas Instruments Incorporated

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

TLC271, TLC271A, TLC271B

LinCMOS™ PROGRAMMABLE LOW-POWER OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS090D – NOVEMBER 1987 – REVISED MARCH 2001

DEVICE FEATURES

PARAMETER†	BIAS-SELECT MODE			UNIT
	HIGH	MEDIUM	LOW	
P _D	3375	525	50	μW
SR	3.6	0.4	0.03	V/μs
V _n	25	32	68	nV/√Hz
B ₁	1.7	0.5	0.09	MHz
A _{VD}	23	170	480	V/mV

† Typical at V_{DD} = 5 V, T_A = 25°C

description (continued)

Using the bias-select option, these cost-effective devices can be programmed to span a wide range of applications that previously required BiFET, NFET, or bipolar technology. Three offset voltage grades are available (C-suffix and I-suffix types), ranging from the low-cost TLC271 (10 mV) to the TLC271B (2 mV) low-offset version. The extremely high input impedance and low bias currents, in conjunction with good common-mode rejection and supply voltage rejection, make these devices a good choice for new state-of-the-art designs as well as for upgrading existing designs.

In general, many features associated with bipolar technology are available in LinCMOS™ operational amplifiers, without the power penalties of bipolar technology. General applications such as transducer interfacing, analog calculations, amplifier blocks, active filters, and signal buffering are all easily designed with the TLC271. The devices also exhibit low-voltage single-supply operation, making them ideally suited for remote and inaccessible battery-powered applications. The common-mode input voltage range includes the negative rail.

A wide range of packaging options is available, including small-outline and chip-carrier versions for high-density system applications.

The device inputs and output are designed to withstand –100-mA surge currents without sustaining latch-up.

The TLC271 incorporates internal ESD-protection circuits that prevent functional failures at voltages up to 2000 V as tested under MIL-STD-883C, Method 3015.2; however, care should be exercised in handling these devices as exposure to ESD may result in the degradation of the device parametric performance.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from –40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of –55°C to 125°C.

bias-select feature

The TLC271 offers a bias-select feature that allows the user to select any one of three bias levels depending on the level of performance desired. The tradeoffs between bias levels involve ac performance and power dissipation (see Table 1).

Table 1. Effect of Bias Selection on Performance

TYPICAL PARAMETER VALUES T _A = 25°C, V _{DD} = 5 V		MODE			UNIT
		HIGH BIAS R _L = 10 kΩ	MEDIUM BIAS R _L = 100 kΩ	LOW BIAS R _L = 1 MΩ	
P _D	Power dissipation	3.4	0.5	0.05	mW
SR	Slew rate	3.6	0.4	0.03	V/μs
V _n	Equivalent input noise voltage at f = 1 kHz	25	32	68	nV/√Hz
B ₁	Unity-gain bandwidth	1.7	0.5	0.09	MHz
φ _m	Phase margin	46°	40°	34°	
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	23	170	480	V/mV

bias selection

Bias selection is achieved by connecting the bias select pin to one of three voltage levels (see Figure 1). For medium-bias applications, it is recommended that the bias select pin be connected to the midpoint between the supply rails. This procedure is simple in split-supply applications, since this point is ground. In single-supply applications, the medium-bias mode necessitates using a voltage divider as indicated in Figure 1. The use of large-value resistors in the voltage divider reduces the current drain of the divider from the supply line. However, large-value resistors used in conjunction with a large-value capacitor require significant time to charge up to the supply midpoint after the supply is switched on. A voltage other than the midpoint can be used if it is within the voltages specified in Figure 1.

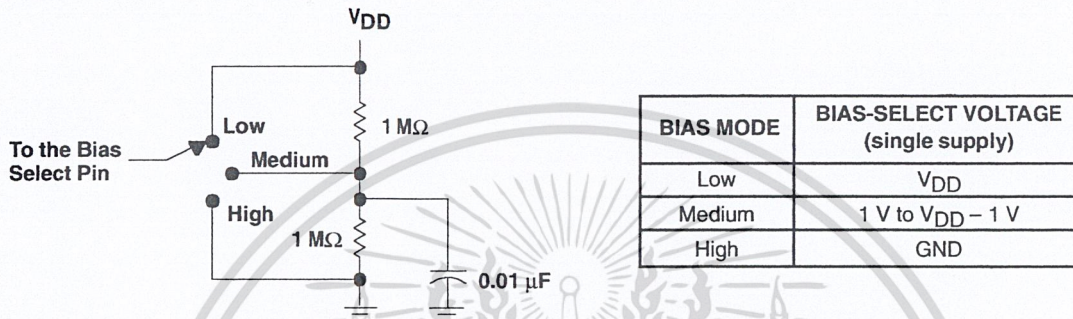


Figure 1. Bias Selection for Single-Supply Applications

high-bias mode

In the high-bias mode, the TLC271 series features low offset voltage drift, high input impedance, and low noise. Speed in this mode approaches that of BiFET devices but at only a fraction of the power dissipation. Unity-gain bandwidth is typically greater than 1 MHz.

medium-bias mode

The TLC271 in the medium-bias mode features low offset voltage drift, high input impedance, and low noise. Speed in this mode is similar to general-purpose bipolar devices but power dissipation is only a fraction of that consumed by bipolar devices.

TLC271, TLC271A, TLC271B

LinCMOS™ PROGRAMMABLE LOW-POWER OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS090D – NOVEMBER 1987 – REVISED MARCH 2001

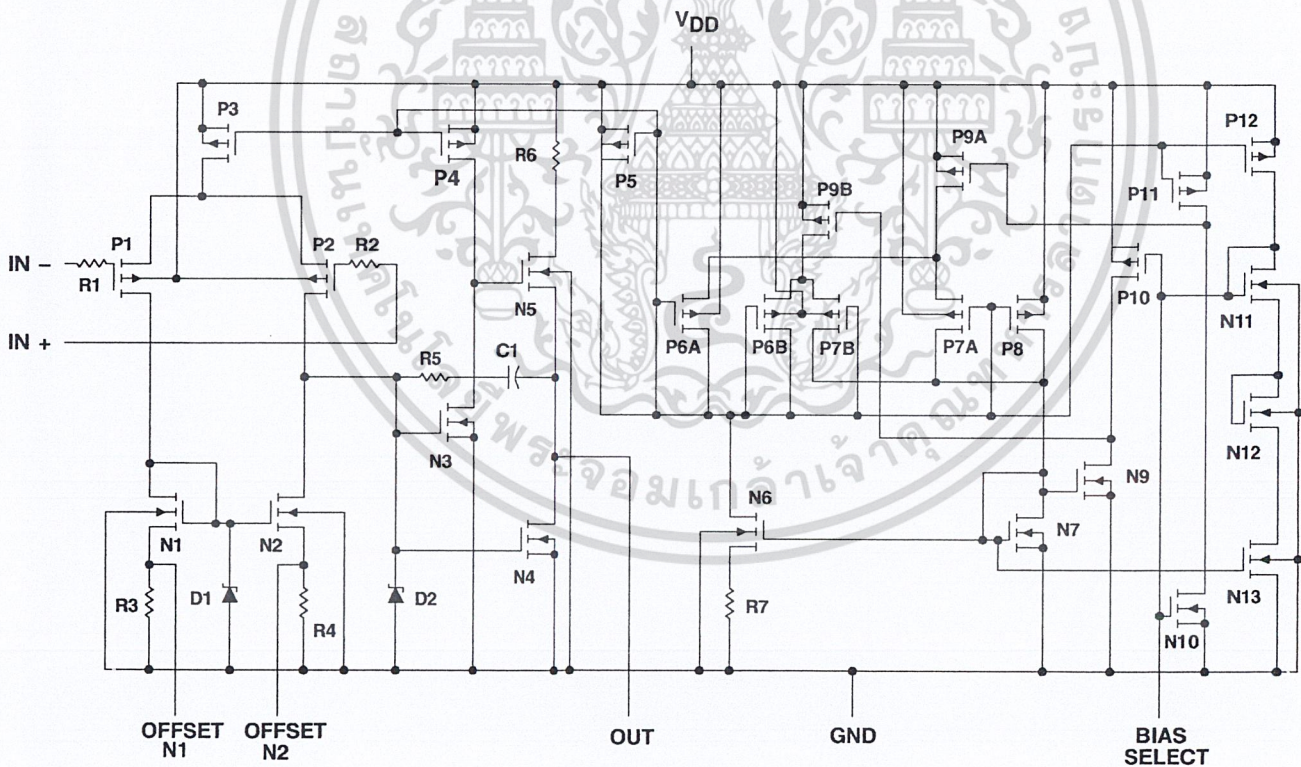
low-bias mode

In the low-bias mode, the TLC271 features low offset voltage drift, high input impedance, extremely low power consumption, and high differential voltage gain.

ORDER OF CONTENTS

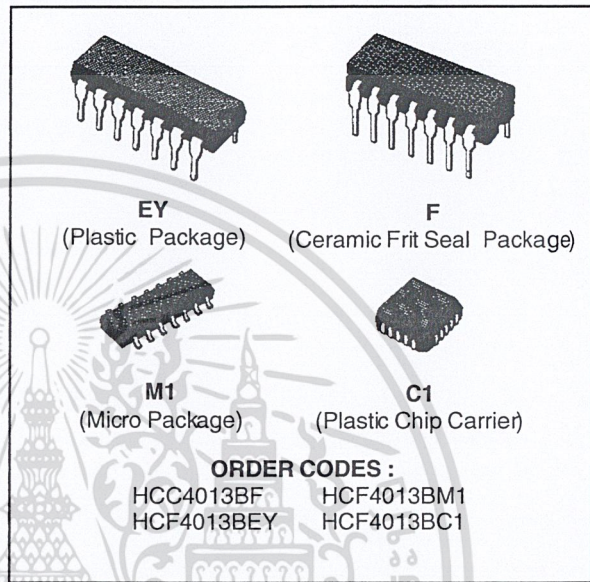
TOPIC	BIAS MODE
schematic	all
absolute maximum ratings	all
recommended operating conditions	all
electrical characteristics operating characteristics typical characteristics	high (Figures 2 – 33)
electrical characteristics operating characteristics typical characteristics	medium (Figures 34 – 65)
electrical characteristics operating characteristics typical characteristics	low (Figures 66 – 97)
parameter measurement information	all
application information	all

equivalent schematic



DUAL 'D' - TYPE FLIP-FLOP

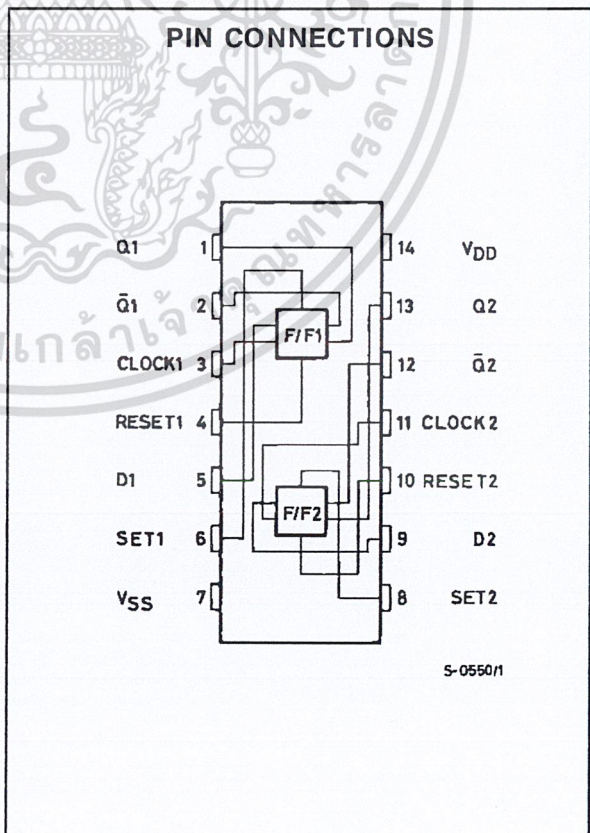
- SET-RESET CAPABILITY
- STATIC FLIP-FLOP OPERATION - RETAINS STATE INDEFINITELY WITH CLOCK LEVEL EITHER "HIGH" OR "LOW"
- MEDIUM-SPEED OPERATION - 16MHz (typ.) CLOCK TOGGLE RATE AT 10V
- QUIESCENT CURRENT SPECIFIED TO 20V FOR HCC DEVICE
- STANDARDIZED SYMMETRICAL OUTPUT CHARACTERISTICS
- 5V, 10V, AND 15V PARAMETRIC RATINGS
- INPUT CURRENT OF 100nA AT 18V AND 25°C FOR HCC DEVICE
- 100% TESTED FOR QUIESCENT CURRENT
- MEETS ALL REQUIREMENTS OF JEDEC TENTATIVE STANDARD No. 13A, "STANDARD SPECIFICATIONS FOR DESCRIPTION OF "B" SERIES CMOS DEVICES"



DESCRIPTION

The **HCC4013B** (extended temperature range) and **HCF4013B** (intermediate temperature range) are monolithic integrated circuits, available in 14-lead dual in-line plastic or ceramic package and plastic micropackage.

The **HCC/HCF4013B** consists of two identical, independent data-type flip-flops. Each flip-flop has independent data, set, reset, and clock inputs and Q and Q outputs. These devices can be used for shift register applications, and, by connecting Q output to the data input, for counter and toggle applications. The logic level present at the D input is transferred to the Q output during the positive-going transition of the clock pulse. Setting or resetting is independent of the clock and is accomplished by a high level on the set or reset line, respectively.



HCC/HFC4013B

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}^*	Supply Voltage : HCC Types HCF Types	- 0.5 to + 20 - 0.5 to + 18	V V
V_i	Input Voltage	- 0.5 to $V_{DD} + 0.5$	V
I_i	DC Input Current (any one input)	± 10	mA
P_{tot}	Total Power Dissipation (per package) Dissipation per Output Transistor for $T_{op} =$ Full Package-temperature Range	200 100	mW mW
T_{op}	Operating Temperature : HCC Types HCF Types	- 55 to + 125 - 40 to + 85	$^{\circ}C$ $^{\circ}C$
T_{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	$^{\circ}C$

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for external periods may affect device reliability.

* All voltages are with respect to V_{SS} (GND).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DD}	Supply Voltage : HCC Types HCF Types	3 to 18 3 to 15	V V
V_i	Input Voltage	0 to V_{DD}	V
T_{op}	Operating Temperature : HCC Types HCF Types	- 55 to + 125 - 40 to + 85	$^{\circ}C$ $^{\circ}C$

LOGIC DIAGRAM AND TRUTH TABLE (one of two identical flip-flops)

CL^{Δ}	D	R	S	Q	\bar{Q}
\downarrow	0	0	0	0	1
\uparrow	1	0	0	1	0
∇	X	0	0	Q	\bar{Q}
X	X	1	0	0	1
X	X	0	1	1	0
X	X	1	1	1	1

NO CHANGE

LOGIC 0 = LOW Δ = LOW LEVEL
LOGIC 1 = HIGH X = DON'T CARE
N(N) = FF1/FF2 TERMINAL
ASSIGNMENT

PIN 14 = V_{DD}
PIN 7 = V_{SS}

*ALL INPUTS ARE PROTECTED BY
COS/MOS PROTECTION NETWORK

5-2222

5-2299

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (over recommended operating conditions)

Symbol	Parameter	Test Conditions				Value						Unit		
		V _I (V)	V _O (V)	I _{oI} (μ A)	V _{DD} (V)	T _{Low} *		25°C			T _{High} *			
						Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.		Max.	
I _L	Quiescent Current	HCC Types	0/5			5		1		0.02	1	30	μ A	
			0/10			10		2		0.02	2	60		
			0/15			15		4		0.02	4	120		
		0/20			20		20		0.04	20	600			
		HCF Types	0/5			5		4		0.02	4	30		
			0/10			10		8		0.02	8	60		
0/15				15		16		0.02	16	120				
V _{OH}	Output High Voltage	0/5		< 1	5	4.95		4.95		4.95		V		
		0/10		< 1	10	9.95		9.95		9.95				
		0/15		< 1	15	14.95		14.95		14.95				
V _{OL}	Output Low Voltage	5/0		< 1	5		0.05		0.05		0.05	V		
		10/0		< 1	10		0.05		0.05		0.05			
		15/0		< 1	15		0.05		0.05		0.05			
V _{IH}	Input High Voltage		0.5/4.5	< 1	5	3.5		3.5		3.5		V		
			1/9	< 1	10	7		7		7				
			1.5/13.5	< 1	15	11		11		11				
V _{IL}	Input Low Voltage		4.5/0.5	< 1	5		1.5		1.5		1.5	V		
			9/1	< 1	10		3		3		3			
			13.5/1.5	< 1	15		4		4		4			
I _{OH}	Output Drive Current	HCC Types	0/5	2.5		5	- 2		- 1.6	- 3.2		- 1.15	mA	
			0/5	4.6		5	- 0.64		- 0.51	- 1		- 0.36		
			0/10	9.5		10	- 1.6		- 1.3	- 2.6		- 0.9		
		0/15	13.5		15	- 4.2		- 3.4	- 6.8		- 2.4			
		HCF Types	0/ 5	2.5		5	- 1.53		- 1.36	- 3.2		- 1.1		
			0/ 5	4.6		5	- 0.52		- 0.44	- 1		- 0.36		
0/10	9.5			10	- 1.3		- 1.1	- 2.6		- 0.9				
0/15	13.5		15	- 3.6		- 3.0	- 6.8		- 2.4					
I _{OL}	Output Sink Current	HCC Types	0/5	0.4		5	0.64		0.51	1		0.36	mA	
			0/10	0.5		10	1.6		1.3	2.6		0.9		
			0/15	1.5		15	4.2		3.4	6.8		2.4		
		HCF Types	0/5	0.4		5	0.52		0.44	1		0.36		
			0/10	0.5		10	1.3		1.1	2.6		0.9		
			0/15	1.5		15	3.6		3.0	6.8		2.4		
I _{IH} , I _{IL}	Input Leakage Current	HCC Types	0/18	Any Input		18		\pm 0.1		\pm 10 ⁻⁵	\pm 0.1		\pm 1	μ A
		HCF Types	0/15			15		\pm 0.3		\pm 10 ⁻⁵	\pm 0.3		\pm 1	
C _I	Input Capacitance		Any Input						5	7.5			pF	

* T_{Low} = - 55°C for HCC device : - 40°C for HCF device.

* T_{High} = + 125°C for HCC device : + 85°C for HCF device.

The Noise Margin for both "1" and "0" level is : 1V min. with V_{DD} = 5V, 2V min. with V_{DD} = 10V, 2.5 V min. with V_{DD} = 15V.

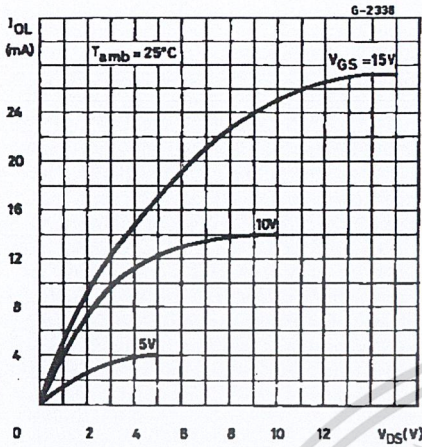
DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25^{\circ}C$, $C_L = 50pF$, $R_L = 200k\Omega$, typical temperature coefficient for all $V_{DD} = 0.3\%/^{\circ}C$ values, all input rise and fall time = 20ns)

Symbol	Parameter	Test Conditions		Value			Unit
			V_{DD} (V)	Min.	Typ.	Max.	
t_{PLH}, t_{PHL}	Propagation Delay Time (clock to Q or \bar{Q} outputs)		5		150	300	ns
			10		65	130	
			15		45	90	
t_{PLH}	Propagation Delay Time (set to Q or reset to \bar{Q})		5		150	300	ns
			10		65	130	
			15		45	90	
t_{PHL}	Propagation Delay Time (set to \bar{Q} or reset to Q)		5		200	400	ns
			10		85	170	
			15		60	120	
t_{THL}, t_{TLH}	Transition Time		5		100	200	ns
			10		50	100	
			15		40	80	
f_{CL}^*	Maximum Clock Input Frequency		5	3.5	7		MHz
			10	8	16		
			15	12	24		
t_w	Clock Pulse Width		5	140	70		ns
			10	60	30		
			15	40	20		
t_r, t_f^{**}	Clock Input Rise or Fall Time		5			15	μs
			10			4	
			15			1	
t_w	Set or Reset Pulse Width		5	180	90		ns
			10	80	40		
			15	50	25		
t_{setup}	Data Setup Time		5	40	20		ns
			10	20	10		
			15	15	7		

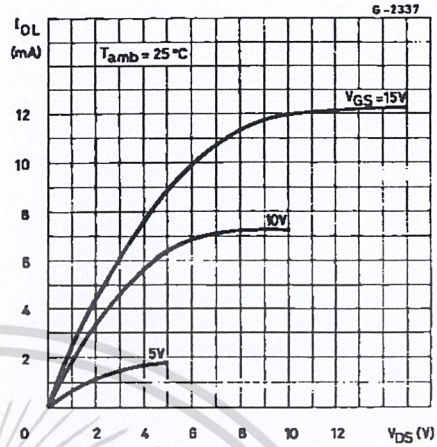
* Input $t_r, t_f = 5ns$.

** If more than unit is cascaded in a parallel clocked application, t_r should be made less than or equal to the sum of the fixed propagation delay time at 15pF and the transition time of the carry output driving stage for the estimated capacitive load.

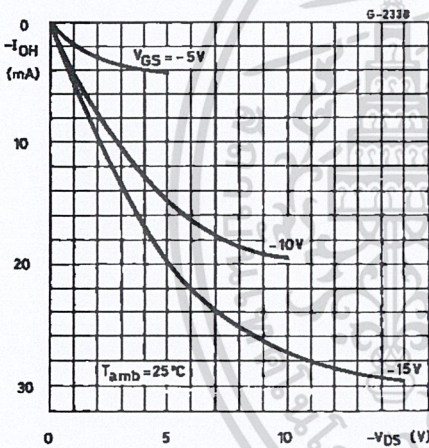
Typical Output Low (sink) Current Characteristics.



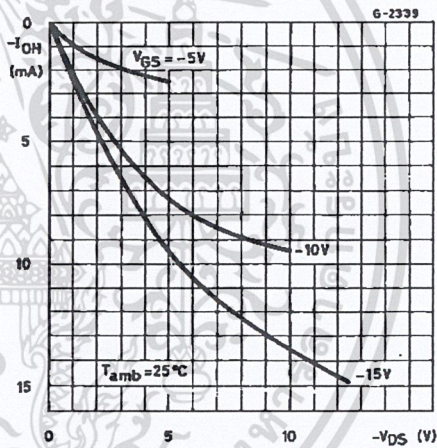
Minimum Output Low (sink) Current Characteristics.



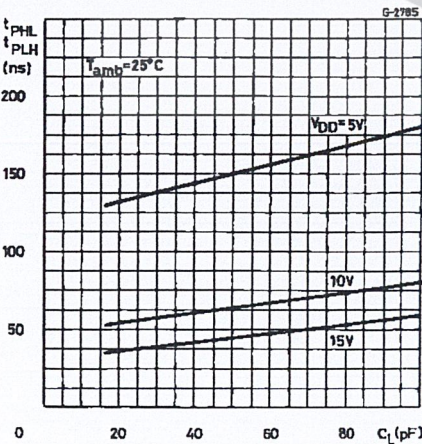
Typical Output High (source) Current Characteristics.



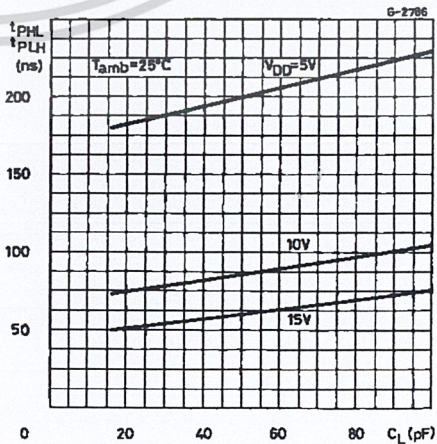
Minimum Output High (source) Current Characteristics.



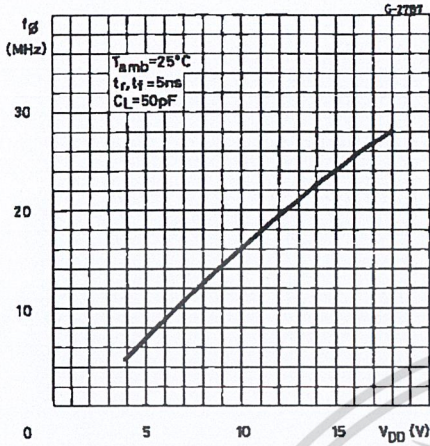
Typical Propagation Delay Time vs. Load Capacitance (CLOCK or SET to Q, CLOCK or RESET to Q).



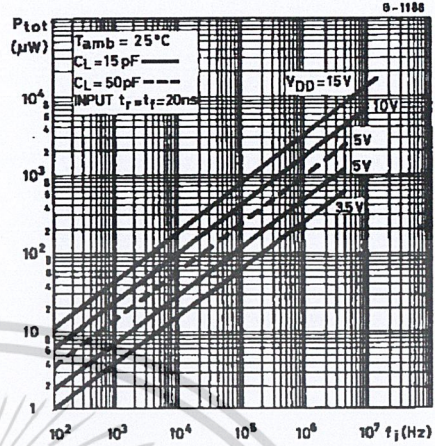
Typical Propagation Delay Time vs. Load Capacitance (SET to Q or RESET to Q).



Typical Maximum Clock Frequency vs. Supply Voltage.

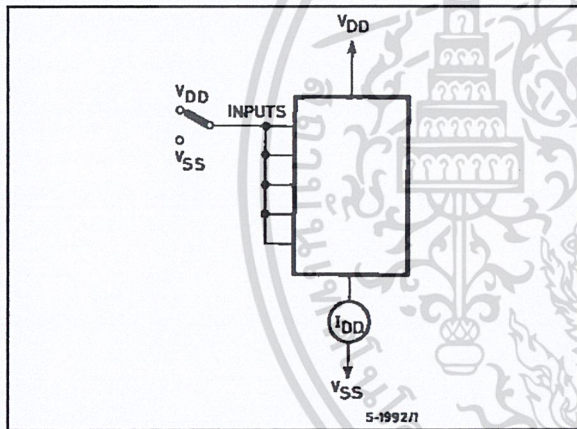


Typical Power Dissipation Device vs. Frequency.

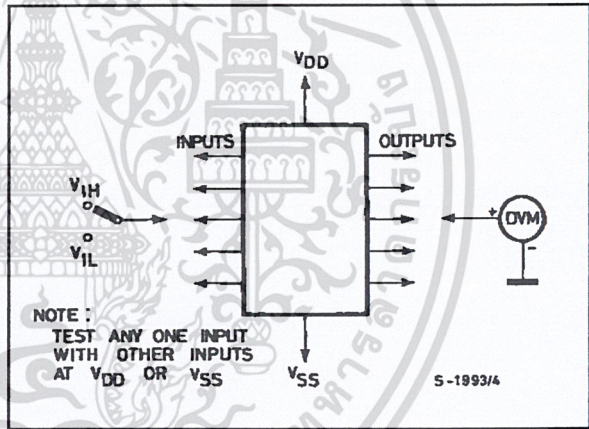


TEST CIRCUITS

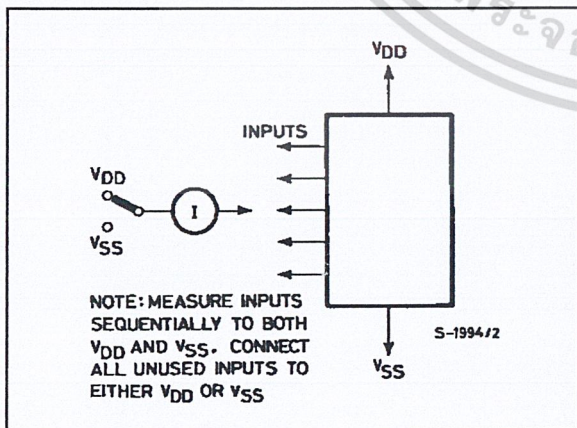
Quiescent Device Current.



Noise Immunity.



Input Leakage Current.



Plastic Medium-Power Silicon NPN Darlington

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

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

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BD675 BD675A	BD677 BD677A	BD679 BD679A	BD681	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	45	60	80	100	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	45	60	80	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}		5.0			Vdc
Collector Current	I_C		4.0			Adc
Base Current	I_B		0.1			Adc
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		40 0.32			Watts W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperating Range	T_J, T_{stg}		-55 to +150			$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

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

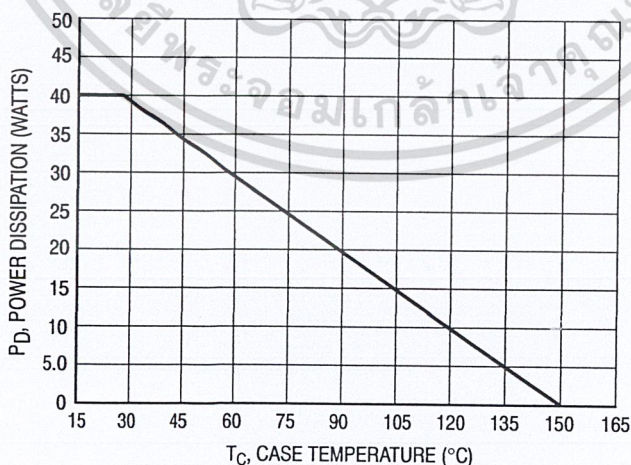
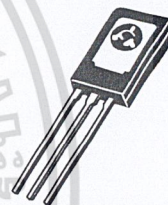


Figure 1. Power Temperature Derating

**BD675
BD675A
BD677
BD677A
BD679
BD679A
BD681***

*ON Semiconductor Preferred Device

**4.0 AMPERE
DARLINGTON
POWER TRANSISTORS
NPN SILICON
60, 80, 100 VOLTS
40 WATTS**



**CASE 77-08
TO-225AA TYPE**

Preferred devices are ON Semiconductor recommended choices for future use and best overall value.

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

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ⁽¹⁾ ($I_C = 50\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	BD675, 675A BD677, 677A BD679, 679A BD681	BV_{CEO}	45 60 80 100	— — — —	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = \text{Half Rated } BV_{CEO}$, $I_B = 0$)		I_{CEO}	—	500	μAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = \text{Rated } BV_{CEO}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = \text{Rated } BV_{CEO}$, $I_E = 0$, $T_C = 100^\circ\text{C}$)		I_{CBO}	— —	0.2 2.0	mAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)		I_{EBO}	—	2.0	mAdc

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ⁽¹⁾ ($I_C = 1.5\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 2.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$)	BD675, 677, 679, 681 BD675A, 677A, 679A	h_{FE}	750 750	— —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ⁽¹⁾ ($I_C = 1.5\text{ Adc}$, $I_B = 30\text{ mAdc}$) ($I_C = 2.0\text{ Adc}$, $I_B = 40\text{ mAdc}$)	BD677, 679, 681 BD675A, 677A, 679A	$V_{CE(sat)}$	— —	2.5 2.8	Vdc
Base-Emitter On Voltage ⁽¹⁾ ($I_C = 1.5\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 2.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$)	BD677, 679, 681 BD675A, 677A, 679A	$V_{BE(on)}$	— —	2.5 2.5	Vdc

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Small Signal Current Gain ($I_C = 1.5\text{ Adc}$, $V_{CE} = 3.0\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ MHz}$)	h_{fe}	1.0	—	—
---	----------	-----	---	---

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

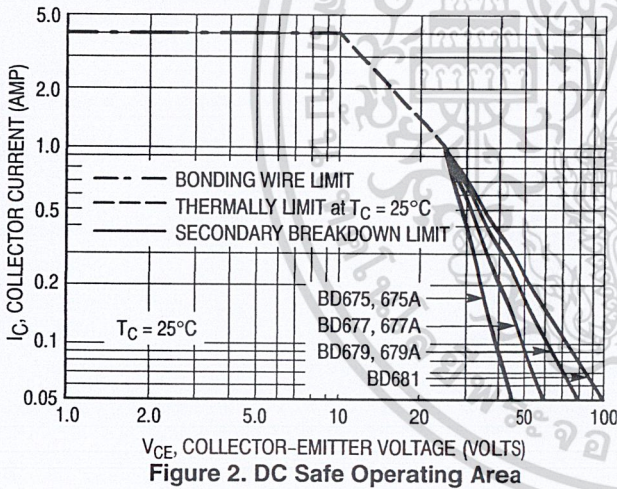


Figure 2. DC Safe Operating Area

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

At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by secondary breakdown.

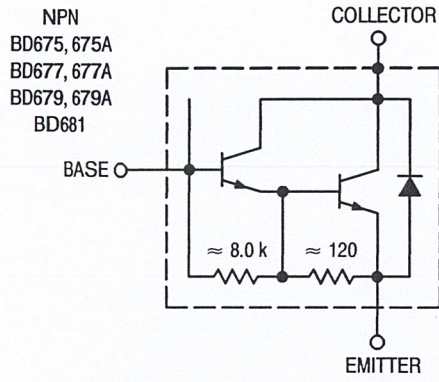
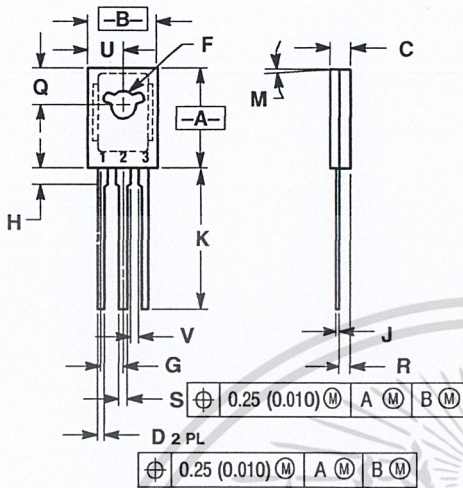


Figure 3. Darlington Circuit Schematic



PACKAGE DIMENSIONS

CASE 77-08
TO-225AA TYPE
ISSUE V



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.425	0.435	10.80	11.04
B	0.295	0.305	7.50	7.74
C	0.095	0.105	2.42	2.66
D	0.020	0.026	0.51	0.66
F	0.115	0.130	2.93	3.30
G	0.094 BSC		2.39 BSC	
H	0.050	0.095	1.27	2.41
J	0.015	0.025	0.39	0.63
K	0.575	0.655	14.61	16.63
M	5° TYP		5° TYP	
Q	0.148	0.158	3.76	4.01
R	0.045	0.055	1.15	1.39
S	0.025	0.035	0.64	0.88
U	0.145	0.155	3.69	3.93
V	0.040	---	1.02	---

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

ON Semiconductor and are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com
Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support
German Phone: (+1) 303-308-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS*: 00-800-4422-3781
*Available from Germany, France, Italy, UK, Ireland

CENTRAL/SOUTH AMERICA:
Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
Email: ONlit-spanish@hibbertco.com
Toll-Free from Mexico: Dial 01-800-288-2872 for Access – then Dial 866-297-9322

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support
Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
Toll Free from Hong Kong & Singapore:
001-800-4422-3781
Email: ONlit-asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031
Phone: 81-3-5740-2700
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

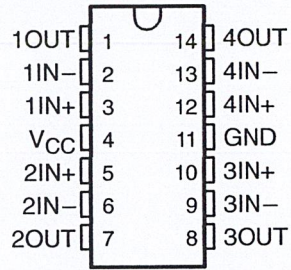
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ **BD675/D**
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM124, LM124A, LM224, LM224A LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

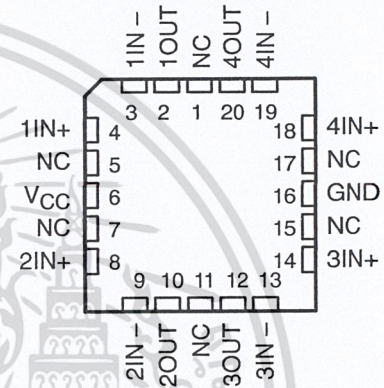
SLOS066D – SEPTEMBER 1975 – REVISED SEPTEMBER 1996

- **Wide Range of Supply Voltages:**
Single Supply . . . 3 V to 30 V
(LM2902 and LM2902Q
3 V to 26 V), or Dual Supplies
- **Low Supply Current Drain Independent of Supply Voltage . . . 0.8 mA Typ**
- **Common-Mode Input Voltage Range Includes Ground Allowing Direct Sensing Near Ground**
- **Low Input Bias and Offset Parameters:**
Input Offset Voltage . . . 3 mV Typ
A Versions . . . 2 mV Typ
Input Offset Current . . . 2 nA Typ
Input Bias Current . . . 20 nA Typ
A Versions . . . 15 nA Typ
- **Differential Input Voltage Range Equal to Maximum-Rated Supply Voltage . . . 32 V (26 V for LM2902 and LM2902Q)**
- **Open-Loop Differential Voltage Amplification . . . 100 V/mV Typ**
- **Internal Frequency Compensation**

LM124, LM224A . . . J OR W PACKAGE
ALL OTHERS . . . D, DB, J, N OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)

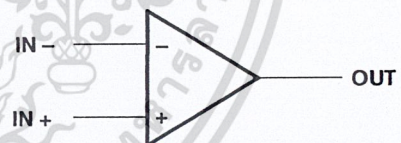


LM124, LM124A . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

symbol (each amplifier)



description

These devices consist of four independent high-gain frequency-compensated operational amplifiers that are designed specifically to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split supplies is also possible when the difference between the two supplies is 3 V to 30 V (for the LM2902 and LM2902Q, 3 V to 26 V) and V_{CC} is at least 1.5 V more positive than the input common-mode voltage. The low supply current drain is independent of the magnitude of the supply voltage.

Applications include transducer amplifiers, dc amplification blocks, and all the conventional operational amplifier circuits that now can be more easily implemented in single-supply-voltage systems. For example, the LM124 can be operated directly from the standard 5-V supply that is used in digital systems and easily provides the required interface electronics without requiring additional ± 15 -V supplies.

The LM2902Q is manufactured to demanding automotive requirements.

The LM124 and LM124A are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The LM224 and LM224A are characterized for operation from -25°C to 85°C . The LM324 and LM324A are characterized for operation from 0°C to 70°C . The LM2902 and LM2902Q are characterized for operation from -40°C to 125°C .



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1996, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM124, LM124A, LM224, LM224A LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS066D – SEPTEMBER 1975 – REVISED SEPTEMBER 1996

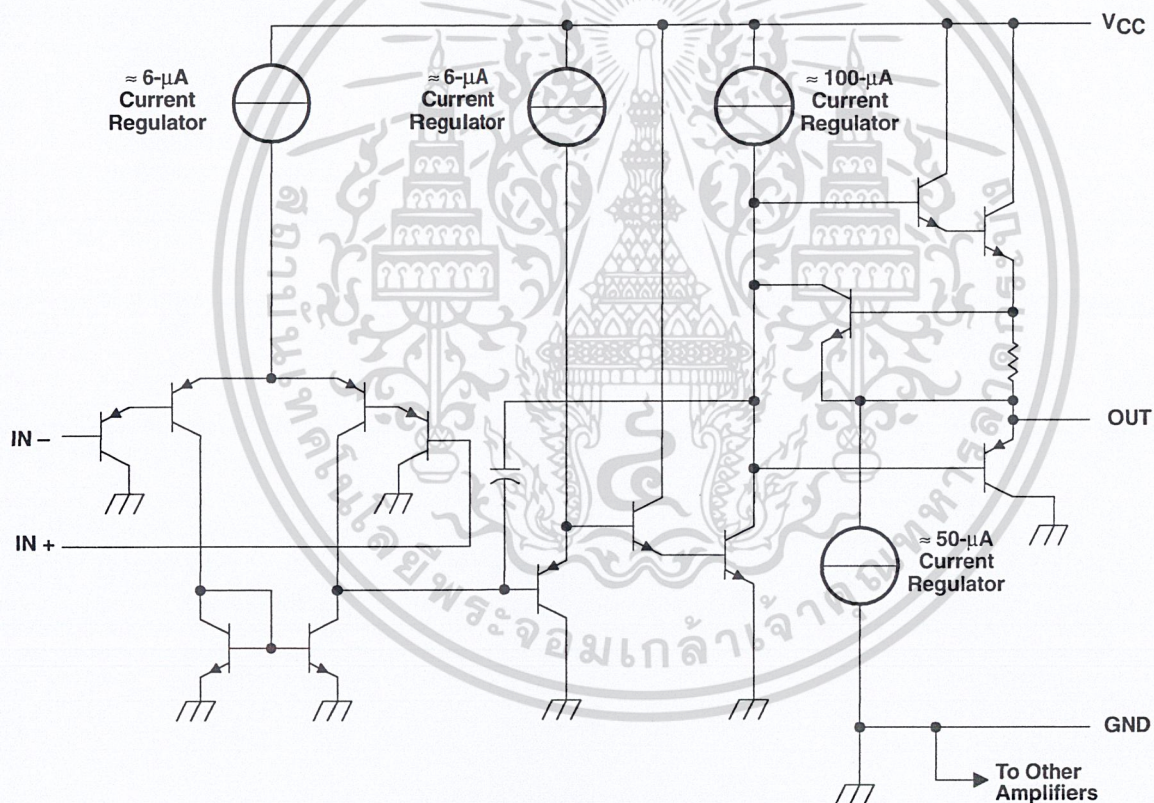
AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGED DEVICES							CHIP FORM (Y)
		SMALL OUTLINE (D)†	VERY SMALL OUTLINE (DB)‡	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (N)	TSSOP (PW)‡	FLAT PACK (W)	
0°C to 70°C	7 mV	LM324D	LM324DBLE	—	—	LM324N	LM324PWLE	—	LM324Y
	3 mV	LM324AD	—	—	—	LM324AN	LM324APWLE	—	
-25°C to 85°C	5 mV	LM224D	—	—	—	LM224N	—	—	—
	3 mV	LM224AD	—	—	—	LM224AN	—	—	—
-40°C to 125°C	7 mV	LM2902D	LM2902DBLE	—	—	LM2902N	LM2902PWLE	—	—
		LM2902QD	—	—	—	LM2902QN	—	—	—
-55°C to 125°C	5 mV	—	—	LM124FK	LM124J	—	—	LM124W	—
	2 mV	—	—	LM124AFK	LM124AJ	—	—	—	—

† The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., LM324DR).

‡ The DB and PW packages are only available left-end taped and reeled.

schematic (each amplifier)



COMPONENT COUNT (total device)	
Epi-FET	1
Transistors	95
Diodes	4
Resistors	11
Capacitors	4



**TEXAS
INSTRUMENTS**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

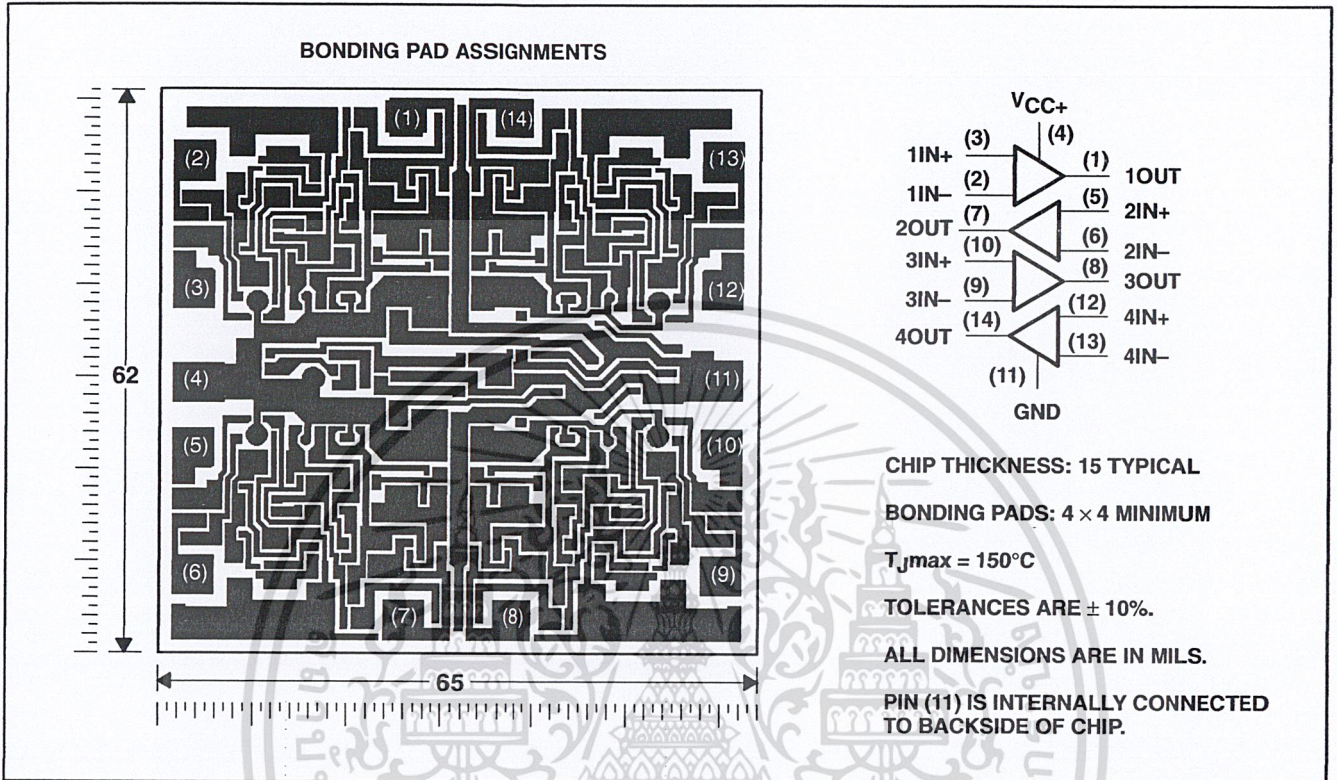
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM124, LM124A, LM224, LM224A
 LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS066D – SEPTEMBER 1975 – REVISED SEPTEMBER 1996

LM324Y chip information

This chip, when properly assembled, displays characteristics similar to the LM324. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped-aluminum bonding pads. Chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ **TEXAS INSTRUMENTS** นั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS066D – SEPTEMBER 1975 – REVISED SEPTEMBER 1996

96/254

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

	LM124, LM124A LM224, LM224A LM324, LM324A	LM2902, LM2902Q	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	32	26	V
Differential input voltage, V_{ID} (see Note 2)	± 32	± 26	V
Input voltage, V_I (either input)	-0.3 to 32	-0.3 to 26	V
Duration of output short circuit (one amplifier) to ground at (or below) $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} \leq 15\text{ V}$ (see Note 3)	unlimited	unlimited	
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table		
Operating free-air temperature range, T_A	LM124, LM124A	-55 to 125	°C
	LM224, LM224A	-25 to 85	
	LM324, LM324A	0 to 70	
	LM2902, LM2902Q	-40 to 125	
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	°C
Case temperature for 60 seconds	FK package	260	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J or W package	300	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, DB, N, or PW package	260	°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES: 1. All voltage values (except differential voltages and V_{CC} specified for the measurement of I_{OS}) are with respect to the network GND.
2. Differential voltages are at $IN +$ with respect to $IN -$.
3. Short circuits from outputs to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D	900 mW	7.6 mW/°C	32°C	611 mW	497 mW	N/A
DB	775 mW	6.2 mW/°C	25°C	496 mW	403 mW	N/A
FK	900 mW	11.0 mW/°C	68°C	878 mW	713 mW	273 mW
J (LM124_)	900 mW	11.0 mW/°C	68°C	878 mW	713 mW	273 mW
J (all others)	900 mW	8.2 mW/°C	40°C	654 mW	531 mW	N/A
N	900 mW	9.2 mW/°C	52°C	734 mW	596 mW	N/A
PW	700 mW	5.6 mW/°C	25°C	448 mW	364 mW	N/A
W	900 mW	8.0 mW/°C	37°C	636 mW	516 mW	196 mW



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ INSTRUMENTS เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIER**

SLOS066D – SEPTEMBER 1975 – REVISED SEPTEMBER 1996

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T _A ‡	LM124, LM224			LM324			LM2902, LM2902Q			UNIT
			MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	
V _{IO}	V _{CC} = 5 V to MAX, V _{IC} = V _{ICRmin} , V _O = 1.4 V	25°C Full range	3	3	5	3	3	7	3	3	7	mV
I _{IO}	V _O = 1.4 V	25°C Full range	2	2	30	2	2	50	2	2	50	nA
I _{IB}	V _O = 1.4 V	25°C Full range	-20	-20	-150	-20	-20	-250	-20	-20	-250	nA
V _{ICR}	Common-mode input voltage range	Full range	0 to V _{CC} -1.5	0 to V _{CC} -1.5	-300	0 to V _{CC} -1.5	0 to V _{CC} -1.5	-500	0 to V _{CC} -1.5	0 to V _{CC} -1.5	-500	V
		25°C	0 to V _{CC} -1.5	0 to V _{CC} -1.5	-300	0 to V _{CC} -1.5	0 to V _{CC} -1.5	-500	0 to V _{CC} -1.5	0 to V _{CC} -1.5	-500	V
V _{OH}	High-level output voltage	25°C	26	26	20	26	26	20	26	26	20	V
		Full range	26	26	20	26	26	20	26	26	20	V
V _{OL}	Low-level output voltage	25°C	5	5	20	5	5	20	5	5	20	mV
		Full range	5	5	20	5	5	20	5	5	20	mV
A _{VD}	Large-signal differential voltage amplification	25°C	50	50	100	50	50	100	50	50	100	V/mV
		Full range	25	25	100	25	25	100	25	25	100	V/mV
CMRR	Common-mode rejection ratio	25°C	70	80	80	65	80	80	65	80	80	dB
k _{SVR}	Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC}/\Delta V_{IO}$)	25°C	65	100	100	65	100	100	65	100	100	dB
V _{O1} /V _{O2}	Crosstalk attenuation	25°C	120	120	120	120	120	120	120	120	120	dB
I _O	Output current	25°C	-20	-30	-60	-20	-30	-60	-20	-30	-60	mA
		Full range	-10	-10	-60	-10	-10	-60	-10	-10	-60	mA
I _{OS}	Short-circuit output current	25°C	10	20	20	10	20	20	10	20	20	mA
		Full range	5	5	20	5	5	20	5	5	20	mA
I _{CC}	Supply current (four amplifiers)	25°C	12	30	30	12	30	30	12	30	30	μA
		Full range	±40	±40	±60	±40	±40	±60	±40	±40	±60	μA
I _{CC}	Supply current (four amplifiers)	25°C	0.7	1.2	1.2	0.7	1.2	1.2	0.7	1.2	1.2	mA
		Full range	1.4	1.4	3	1.4	1.4	3	1.4	1.4	3	mA

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. MAX V_{CC} for testing purposes is 26 V for LM2902 and LM2902Q, 30 V for the others.
‡ Full range is -55°C to 125°C for LM124, -25°C to 85°C for LM224, 0°C to 70°C for LM324, and -40°C to 125°C for LM2902 and LM2902Q.
§ All typical values are at T_A = 25°C.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ... **TEXAS INSTRUMENTS** ... ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS066D - SEPTEMBER 1975 - REVISED SEPTEMBER 1996

electrical characteristics at specified free-air temperature, $V_{CC} = 5\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	T _A ‡	LM124A			LM224A			LM324A			UNIT
			MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	MIN	TYP§	MAX	
V _{IO}	V _{CC} = 5 V to 30 V, V _{IC} = V _{ICRmin} , V _O = 1.4 V	25°C			2			2		3	mV	
I _{IO}	V _O = 1.4 V	Full range			4			4		5	nA	
I _{IB}	V _O = 1.4 V	25°C			10			2		30	nA	
	V _O = 1.4 V	Full range			30			-15		-100	nA	
V _{ICR}	V _{CC} = 30 V	25°C	0 to V _{CC} -1.5			0 to V _{CC} -1.5					V	
		Full range	0 to V _{CC} -2			0 to V _{CC} -2					V	
V _{OH}	R _L = 2 kΩ V _{CC} = 30 V, R _L = 2 kΩ	25°C	26			26					V	
	V _{CC} = 30 V, R _L ≥ 10 kΩ	Full range	27			27					V	
V _{OL}	R _L ≤ 10 kΩ	Full range			20						mV	
AVD	V _{CC} = 15 V, V _O = 1 V to 11 V, R _L = ≥ 2 kΩ	Full range	25			25					V/mV	
CMRR	V _{IC} = V _{ICRmin}	25°C	70			70					dB	
k _{SVR}		25°C	65			65					dB	
V _{O1} /V _{O2}	f = 1 kHz to 20 kHz	25°C			120						dB	
	V _{CC} = 15 V, V _{ID} = 1 V, V _O = 0	25°C	-20			-20					dB	
	V _{CC} = 15 V, V _{ID} = -1 V, V _O = 15 V	Full range	-10			-10					dB	
I _O	V _{ID} = -1 V, V _O = 200 mV	25°C	5			5					mA	
	V _{CC} at 5 V, GND at -5 V, V _O = 0	25°C	12			12					μA	
I _{OS}	V _O = 2.5 V, No load	Full range			1.2						mA	
I _{CC}	V _{CC} = 30 V, No load	Full range			3						mA	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified.

‡ Full range is -55°C to 125°C for LM124A, -25°C to 85°C for LM224A, and 0°C to 70°C for LM324A.

§ All typical values are at T_A = 25°C.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... (Copyright notice in Thai)

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM124, LM124A, LM224, LM224A
LM324, LM324A, LM324Y, LM2902, LM2902Q
QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS
 SLOS066D – SEPTEMBER 1975 – REVISED SEPTEMBER 1996

electrical characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	LM324Y			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}, V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 1.4\text{ V}$		3	7	mV
I_{IO} Input offset current			2	50	nA
I_{IB} Input bias current			-20	-250	nA
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 5\text{ V to MAX}$	0 to $V_{CC}-1.5$			V
V_{OH} High-level output voltage	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	$V_{CC}-1.5$			V
V_{OL} Low-level output voltage	$R_L \leq 10\text{ k}\Omega$		5	20	mV
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_{CC} = 15\text{ V}, V_O = 1\text{ V to }11\text{ V}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	15	100		V/mV
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}$	65	80		dB
k_{SVR} Supply-voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)		65	100		dB
I_O Output current	$V_{CC} = 15\text{ V}, V_{ID} = 1\text{ V}, V_O = 0$	-20	-30	-60	mA
	$V_{CC} = 15\text{ V}, V_{ID} = -1\text{ V}, V_O = 15\text{ V}$	10	20		
	$V_{ID} = 1\text{ V}, V_O = 200\text{ mV}$	12	30		
I_{OS} Short-circuit output current	V_{CC} at 5 V, GND at -5 V, $V_O = 0$		± 40	± 60	mA
I_{CC} Supply current (four amplifiers)	$V_O = 2.5 V_{CC}$, No load		0.7	1.2	mA
	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_O = 0.5 V_{CC}$, No load		1.1	3	

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified. MAX V_{CC} for testing purposes is 30 V.

