



ปีการศึกษา 2589

แหล่งจ่ายไฟสำรองโดยใช้ไอจีบีทีสวิตซ์ซิ่ง

UNINTERRUPTABLE POWER SUPPLY USING IGBT

จัดทำโดย

นายชาญยุทธ

จิตรวิกรานต์

นายชินวุฒิ

ถิมนศิริเศรษฐกุล

นายเด็คหทัย

พรโกศลสิริเลิศ

นายพุดิกานต์

เอารัตน์

วัน เดือน ปี.....	30.ค.ย. 2541
เลขทะเบียน.....	038192
เลขเรียกหนังสือ.....	T34212 มีคน

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

038192

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสำรองโดยใช้ไอจีบีทีสวิทซ์ซิ่ง

ผู้จัดทำ

นายชาญยุทธ

จิตรวิกรานต์

นายชินวุฒิ

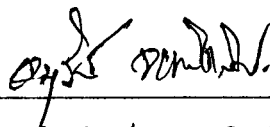
ลิมศิริเศรษฐกุล

นายเค็ดหทัย

พร โทศลศิริเลิศ

นายพุมิกานต์

เอารัตน์



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสำรองโดยใช้อิทธิพลของตัวเก็บประจุ

นายชาญยุทธ จิตรวิธานต์
 นายชินวุฒิ ลิ่มศิริเศรษฐกุล
 นายเค็ดหทัย พรโกศลศิริเลิศ
 นายพูนิกานต์ เอารัตน์
 อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา
 ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้เป็นการนำเสนอส่วนหนึ่งของผลการศึกษาและวิจัย แหล่งจ่ายไฟสำรอง ชนิด 1 เฟส ขนาดพิกัด 300 โวลต์แอมป์ (volt-ampere) โดยอาศัยหลักการสร้างสัญญาณไฟสลับแบบพีคดับลิวเอ็มเป็นตัวสร้างสัญญาณรูปซายน์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมี ไอจีบีทีเป็นตัวสวิทซ์และใช้หลักการโมดูลเทแบบเนเทอร์อล ทำให้ได้สัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ การทำงานจะมี 2 แบบ คือ ในสภาวะปกติอินเวอร์เตอร์จะนำเอาพลังงานจากไฟปกติมาสร้างเป็นสัญญาณพีคดับลิวเอ็มจ่ายให้กับโหลด และในสภาวะที่สองคือ สภาวะที่กรณีไฟปกติหรือไฟไลน์ขาดหายไป อินเวอร์เตอร์จะใช้พลังงานที่สำรองไว้จากแบตเตอรี่มาสร้างเป็นสัญญาณพีคดับลิวเอ็มแทน

UNINTERRUPTABLE POWER SUPPLY USING IGBT

CHARNYUT JITRVIGRAN

SHINAWUT LIMSIRISEARTAGUL

DEDHATAI PORNKOSOLSIRILERT

PUTIKARN AURAT

ADVISOR. ANUWAT JANGVANISHLERT

1997

ABSTRACT

THE PURPOSE OF THIS REPORT ARE THE PART OF STUDIOUS AND RESEARCH 1 PHASE UNINTERRUPTABLE POWER SUPPLY WHISH HAS RATED 300 VA. THE GENERATED OF AC. VOLTAGE USE P.W.M. THECHNIQUE TO GENERATE SINE WAVE SIGNAL IN INVERTOR AND HAS INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR (IGBT) WORKING AS SWITCHING DEVICE, AND CHOOSE SWITCHING LIKE NATURAL MODULATION TO GENERATE 3 LEVEL P.W.M. SIGNAL. THIS POWER SUPPLY HAS 2 MODE OF WORKING. FIST MODE IS IN NORMAL SISTUATION (NORMAL LINE) , INVERTOR IS BRING THE ENERGY FROM NORMAL LINE TO ESTABLISH THE P.W.M. SIGNAL TO SUPPLY LOAD. AND IN SECOND MODE IS THE WORKING IN SISTUATION OF NORMAL LINE CAN NOT SUPPLY ENERGY TO INVERTOR (LINE OUTLET) ,INVERTOR WILL USE THE ENERGY WHICH BACKUP IN BATERRY TO ESTABLISH P.W.M. SIGNAL. .

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชัน	7
2.1 รูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มแบบ 2 ระดับและ 3 ระดับ	7
2.2 การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็ม	8
2.3 การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มแบบเนเทอรอดและแบบเรกดูตาร์	9
บทที่ 3 อินเวอร์เตอร์	12
3.1 ชนิดของอินเวอร์เตอร์	13
3.2 การควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง	15
3.3 สัญญาณพีคดับลิวเอ็ม	15
3.4 เทคโนโลยีไอจีบีที	20
3.5 ส่วนประกอบของวงจรอินเวอร์เตอร์	33
บทที่ 4 วงจรด้านอินพุท	51
บทที่ 5 เครื่องชาร์จแบตเตอรี่	56
บทที่ 6 แหล่งจ่ายไฟตรง	65
บทที่ 7 สรุปผลและวิจารณ์	68
บทที่ 8 ผลการทดลอง	70
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญภาพ

	หน้า	
รูปที่ 1.1	แสดงการแปรสภาพกระแส	2
1.2	ระบบที่ใช้มอเตอร์เป็นต้นกำลัง	3
1.3	แหล่งจ่ายไฟสำรอง	5
1.4	วงจรรวมของแหล่งจ่ายไฟ	6
รูปที่ 2.1	แสดงรูปคลื่นพีคดับลิวิตเอ็ม	7
2.2	แสดงรูปคลื่นพีคดับลิวิตเอ็มในวงจร 3 เฟส-พีคดับลิวิตเอ็มอินเวอร์เตอร์	8
2.3	ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวิตเอ็มโดยวงจรเปรียบเทียบ	9
2.4	การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชนเปลลิงชนิด 2 ระดับ	10
2.5	การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแชนเปลลิงชนิด 3 ระดับ	11
รูปที่ 3.1	แสดงวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นการทำงานของ Single-Phase Inverter	14
3.2	แสดงวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นการทำงานของ Three-Phase Inverter	15
3.3	แสดงรูปคลื่นพีคดับลิวิตเอ็มชนิด Single-Pulse Width Modulation	16
3.4	แสดงรูปคลื่นพีคดับลิวิตเอ็มชนิด Multiple-Pulse Width Modulation	17
3.5	แสดงรูปคลื่นพีคดับลิวิตเอ็มชนิด Sinusoidal-Pulse Width Modulation	18
3.6	บล็อกไดอะแกรมสำหรับขั้นตอนการทำงานของอินเวอร์เตอร์	19
3.7	สัญลักษณ์และการเรียกชื่อของไอจีบีที	21
3.8	ภาพตัดขวางโครงสร้างพื้นฐานไอจีบีที	22
3.9	กราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติไอจีบีที	23
3.10	ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะเกิดกระแส	24

3.11	โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อการป้องกันการแลตซ์ในไอจีบีที	26
3.12	โครงสร้างและวงจรสมมูลไอจีบีที	27
3.13	ลักษณะของกระแสแรงดันที่ภาวะนำกระแสและไม่นำกระแส	30
3.14	พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสถานะไบแอสตรงและกลับ	31
3.15	แสดงโครงสร้างภายในของ TL494	35
3.16	วงจรมอเตอร์ความถี่ 50 Hz	40
3.17	วงจรมอเตอร์สามเหลี่ยมความถี่ 2 kHz	41
3.18	วงจรมอเตอร์	42
3.19	วงจรมอเตอร์	42
3.20	วงจรมอเตอร์	43
3.21	วงจรมอเตอร์	44
3.22	การต่อวงจรขั้วเกิด IR 2113	45
3.23	แสดงการต่อวงจรขั้วเกิด วงจรมอเตอร์ หม้อแปลง และวงจรมอเตอร์	46
3.24	ผลการทำงานของวงจรมอเตอร์ทั้งหมด	47
3.25	แสดงการแปลงแรงดัน	49
3.26	วงจรมอเตอร์	50
รูปที่ 4.1	วงจรมอเตอร์แบบต่าง ๆ	51
4.2	แสดงค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยเอาต์พุตของเรกติไฟายเออร์	52
4.3	แสดงตัวแปรต่าง ๆ ของแรงดันเอาต์พุตจากเรกติไฟายเออร์ที่ผ่านฟิลเตอร์แล้ว	53
รูปที่ 5.1	แสดงโครงสร้างของเซลล์แบตเตอรี่แบบตะกั่ว-กรด	57
5.2	ปฏิกิริยาในแบตเตอรี่	57
5.3	แสดงการชาร์จแบตเตอรี่	59
5.4	แสดงคุณสมบัติของแบตเตอรี่	60
5.5	เครื่องชาร์จแบตเตอรี่	61
5.6	วงจรมอเตอร์ชาร์จแบตเตอรี่	63
5.7	วงจรมอเตอร์ของแหล่งจ่ายไฟสำรอง	64
รูปที่ 6.1	แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบเรียงเส้น	65
6.2	วงจรมอเตอร์แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่ใช้ในโรงงาน	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทุกๆด้าน ได้มีการวิจัย และพัฒนาอย่างต่อเนื่องตลอดเวลาซึ่งพัฒนา และปรับปรุงจากที่มีระบบการทำงานที่ง่าย ๆ มาจนกระทั่งถึงระบบการทำงานที่นับวันจะยิ่งยุ่งยาก สลับซับซ้อนยิ่งขึ้น ซึ่งตัวอย่างที่เห็นได้อย่างชัดเจน ก็คือ ระบบคอมพิวเตอร์

คอมพิวเตอร์ได้เข้ามามีบทบาทต่อสังคมมนุษย์เป็นอย่างมากในแทบทุกวงการ คอมพิวเตอร์ จะเข้ามามีส่วนร่วมอยู่ด้วยเสมอ ด้วยประสิทธิภาพอันยอดเยี่ยม เช่น การเก็บ, การตรวจสอบ และประมวลผลข้อมูล แต่ส่วนหนึ่งที่ขาดไม่ได้ คือ ความสามารถในการทำงานที่รวดเร็วของ เครื่องคอมพิวเตอร์ ปัจจุบันคอมพิวเตอร์ส่วนมากทำงานตามคำสั่งได้เป็นหมื่นเป็นล้านคำสั่งใน แต่ละวินาที ในแต่ละครั้งของการทำงานตามคำสั่ง ก็คือ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณของ สัญญาณทางไฟฟ้า (สัญญาณดิจิทัล) ในอุปกรณ์ของเครื่องคอมพิวเตอร์ ดังนั้น การทำงาน ของเครื่องคอมพิวเตอร์จะต้องถูกต้องและมีประสิทธิภาพได้ สัญญาณดิจิทัลที่ใช้งานจะต้องไม่ ขาดหายหรือถูกรบกวนแม้เพียงเสี้ยววินาที จะเห็นว่า ระบบกระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้กับ คอมพิวเตอร์นั้นจะต้องมีเสถียรภาพอย่างยิ่งเลยทีเดียว ในแต่ละวินาทีนั้นกระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้ กับระบบคอมพิวเตอร์มีความจำเป็นต้องต่อเนื่องตลอดเวลา และจะต้องมีความเที่ยงตรงที่ดีขบ่งทั้ง ทางด้านแรงดัน ความถี่ และกำลังงาน จึงจะทำให้ระบบคอมพิวเตอร์ทำงานได้อย่างถูกต้องและมี ประสิทธิภาพสูงสุด

ในปัจจุบันระบบการจ่ายกระแสไฟฟ้าภายในประเทศ ซึ่งอยู่ในความรับผิดชอบของการ ไฟฟ้าฝ่ายผลิต ถึงแม้ว่าผู้ผลิตกระแสไฟฟ้าจะพยายามกำหนดและควบคุมการเปลี่ยนแปลงของ ระบบจ่ายกระแสไฟฟ้าให้มีเสถียรภาพมั่นคงเพียงใดก็ตาม ก็ไม่สามารถที่จะยืนยันได้ว่ากระแส ไฟฟ้าที่ส่งไปตามระบบสายส่งนั้นถูกต้อง และมีเสถียรภาพตามที่ต้องการได้อย่างต่อเนื่อง ปัญหาสถานะทางไฟฟ้าต่างๆ ก็ยังคงปรากฏให้เห็นกันบ่อยครั้ง เป็นต้นว่า

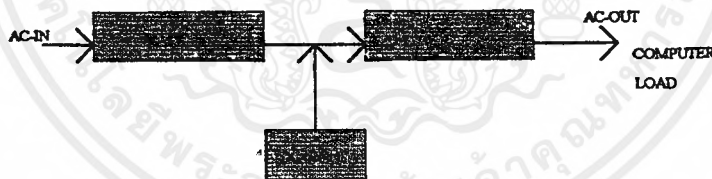
- ปัญหาไฟตก (undervoltage)
- ปัญหาไฟเกิน (overvoltage)
- ปัญหาไฟดับ (voltage fail)
- ปัญหาไฟกระพริบ (transient voltage)
- ปัญหาสัญญาณรบกวนในระบบสายส่ง (noise & spike)

ซึ่งปัญหาทางไฟฟ้าที่กล่าวมาแล้วล้วนมีผลกระทบและเป็นอันตรายต่อระบบคอมพิวเตอร์เป็นอย่างยิ่ง เป็นต้นว่าทำให้

- ข้อมูลสูญหาย
- ข้อมูลผิดพลาด
- คอมพิวเตอร์ hang
- หัวอ่านเขียนข้อมูลเสียหาย
- อุปกรณ์ต่างๆ ชำรุดเสียหาย

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

กระแสหลักของการไฟฟ้า จะถูกแปรสภาพเป็นตัวกลางชนิดใหม่ คือ กระแสตรงและในขณะที่เดียวกันก็ดำเนินการแปรสภาพจากกระแสตรง ให้เป็นกระแสลับใหม่อีกครั้งหนึ่ง ดังรูปภาพข้างล่างนี้



รูปที่ 1.1 แสดงการแปรสภาพของกระแส

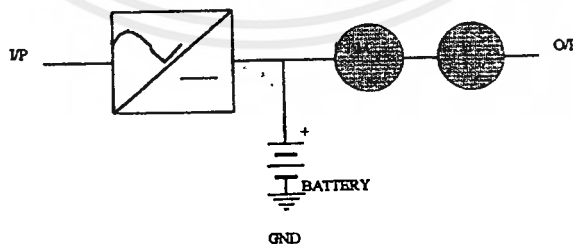
จากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่า กระแสไฟฟ้าที่ผลิตได้จากแหล่งจ่ายไฟสำรอง (Ac out) กับกระแสไฟฟ้าของการไฟฟ้า (Ac. in) เสมือนถูกแยกขาดออกจากกัน โดยมีตัวกลาง (ไฟฟ้ากระแสตรง) เป็นตัวเชื่อมไว้ ซึ่งลักษณะดังกล่าวเหมือนกับน้ำที่จะได้จากกรรมวิธีการกลั่น ซึ่งน้ำที่ได้จากการกลั่นมีความบริสุทธิ์เพียงใด กระแสไฟฟ้าที่ได้จาก UPS. ก็จะมีสะอาดบริสุทธิ์เช่นเดียวกัน และเมื่อเป็นเช่นนี้แล้ว ไม่ว่ามลภาวะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น เช่น ไฟดับ, ไฟตก, ไฟเกิน และสัญญาณรบกวนจากสายส่งก็ไม่สามารถที่จะทำให้เกิดอันตรายต่อระบบคอมพิวเตอร์ได้ คอมพิวเตอร์จึงไม่ถูกรบกวนใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถทำงานได้อย่างต่อเนื่องตลอดเวลา โดยปราศจากการถูกรบกวนทางไฟฟ้า จะเห็นได้ว่าแนวทางดังกล่าวสามารถที่จะแก้ปัญหาทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่จะเกิดขึ้นกับคอมพิวเตอร์ได้อย่างสิ้นเชิง

ชนิดของแหล่งจ่ายไฟสำรอง (UPS)

ชนิดของแหล่งจ่ายไฟสำรอง (UPS) มีหน้าเหมือนแหล่งจ่ายไฟทั่วไป คือ จะจ่ายไฟในภาวะปกติและเมื่อเกิดไฟดับก็ยังคงสามารถจ่ายไฟได้อยู่โดยนำพลังงานที่เก็บสะสมไว้ในแบตเตอรี่ออกมาใช้แทน แบ่งออกเป็น 2 พวกใหญ่ ๆ คือ

1. **แหล่งกำเนิดกำลังหมุน (DYNAMIC UPS)** ซึ่งเป็นระบบที่เริ่มแรกในการสร้างขึ้น โดยจะใช้ต้นกำลังคู่ร่วมกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งต้นกำลังก็มักจะเป็นเครื่องยนต์ หรือมอเตอร์ ขึ้นอยู่กับการออกแบบ ซึ่งระบบนี้จะทำงานเมื่อเกิดไฟดับ หรือใช้จ่ายโหลดในกรณีที่ระบบไฟฟ้าเกิดการผิดปกติมาก เช่น การเกิดไฟตกกว่าโหลดจะยอมรับได้ ซึ่งจะสามารถแสดงได้ดังรูป โดยแหล่งจ่ายไฟสำรอง (UPS) แบบนี้จะจ่ายให้กับโหลดที่มีความสำคัญเท่านั้น เช่น ระบบจ่ายไฟให้กับห้องผ่าตัด หรือลิฟต์ ซึ่งอาจเรียกว่า พวกโหลดวิกฤต (CRITICAL LOAD)



รูปที่ 1.2 ระบบที่ใช้มอเตอร์เป็นต้นกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ระบบสแตติก UPS (STATIC UPS) จะมีลักษณะต่างจากแบบแรก คือ แทนที่จะใช้พวกเครื่องจักรกลไฟฟ้า เป็นตัวกำเนิดไฟฟ้าจ่ายให้กับโหลดในกรณีที่ระบบไฟฟ้าเกิดมีปัญหา ก็จะใช้พวกอิเล็กทรอนิกส์ คอนเวอร์เตอร์ เข้ามาเป็นอุปกรณ์ประกอบหลักร่วมกับแบตเตอรี่ โดยจะไม่มีเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเข้ามาเกี่ยวข้อง แต่จะใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เข้ามาเป็นตัวกำเนิดไฟฟ้าแทน ดังนั้นระบบนี้จะไม่มีส่วนใดที่ต้องหมุนเคลื่อนที่เลย และจัดว่าเป็นระบบที่มีความเร็วและความเชื่อถือได้สูง จึงเป็นที่นิยมกันอยู่ในปัจจุบัน ซึ่งกลายเป็นแหล่งจ่ายไฟสำรองแบบใหม่ (MODERN UPS) ซึ่งระบบหลัก ๆ นั้นจะแสดงไว้ในบล็อกไดอะแกรม (BLOCK DIAGRAM) ของ แหล่งจ่ายไฟสำรอง

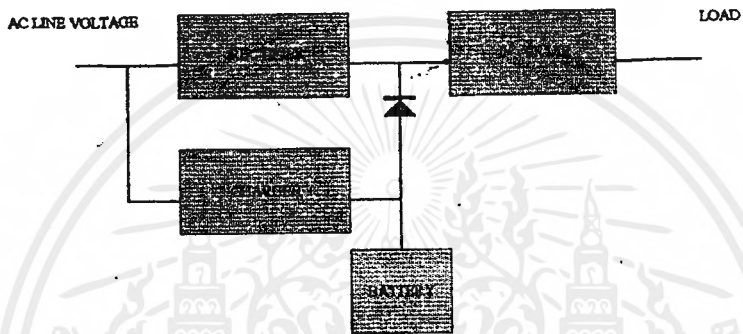
ในการทำโครงการนี้ได้ทำการวิเคราะห์ถึงหลักการทำงานของชาแนลเวฟอินเวอร์เตอร์ (SINE WAVE INVERTER) ส่วนของวงจรชาร์จแบตเตอรี่ และส่วนที่เป็นภาคเรกติฟาย (RECTIFIER) ซึ่งทั้ง 3 ส่วนนี้ ใช้เป็นส่วนประกอบในระบบแหล่งจ่ายไฟสำรอง (UPS) ซึ่งการทำงานของทั้ง 3 ส่วนนี้ สามารถอธิบายการทำงานอย่างกว้าง ๆ ได้ดังนี้

1. ส่วนชาแนลเวฟอินเวอร์เตอร์ ซึ่งใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตชิง และอาศัยหลักการมอดูเลตความกว้างพัลส์ระหว่างสัญญาณคลื่นชาแนลกับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมด้วยความถี่ 2 กิโลเฮิร์ต ซึ่งเมื่อกล่าวถึงวงจรเปลี่ยนกำลังไฟตรงเห็นกำลังสลับ ในทางปฏิบัติแล้วรูปคลื่นที่ได้จากวงจรไม่มีโอกาสจะเป็นคลื่นชาแนลได้เลย ถ้าไม่มีการกรองความถี่บางค่าออก ซึ่งรูปคลื่นที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ จะมีลักษณะที่ประกอบไปด้วย รวบรวมระหว่างคลื่นความถี่หลักมูล กับองค์ประกอบของส่วนฮาร์โมนิกส์ ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล ดังนั้นเพื่อกำจัดฮาร์โมนิคอันดับต่ำ และให้เอาต์พุตที่ได้มีลักษณะรูปเป็นคลื่นชาแนลมากที่สุด ทำได้โดยการใช้วงจรกรองความถี่ขนาดเล็กในการกรองฮาร์โมนิคออก ซึ่งการประยุกต์การใช้งานของวงจรอินเวอร์เตอร์ มีลักษณะการใช้งานในหลาย ๆ ด้าน เช่น ใช้ในงานยานพาหนะต่าง ๆ ที่ไม่มีแหล่งจ่ายไฟสลับ ใช้เปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์จากโซลาร์เซลล์ให้เป็นไฟสลับ และใช้ควบคุมมอเตอร์กระแสสลับโดยวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งมักจะใช้ไฟ 3 เฟส จากโซลาร์ที่มีแรงดันและความถี่ที่มาแปลงเป็นไปตรงป้อนให้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ 3 เฟส ที่สามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ได้เพื่อใช้ประโยชน์ในการควบคุมมอเตอร์ 3 เฟส

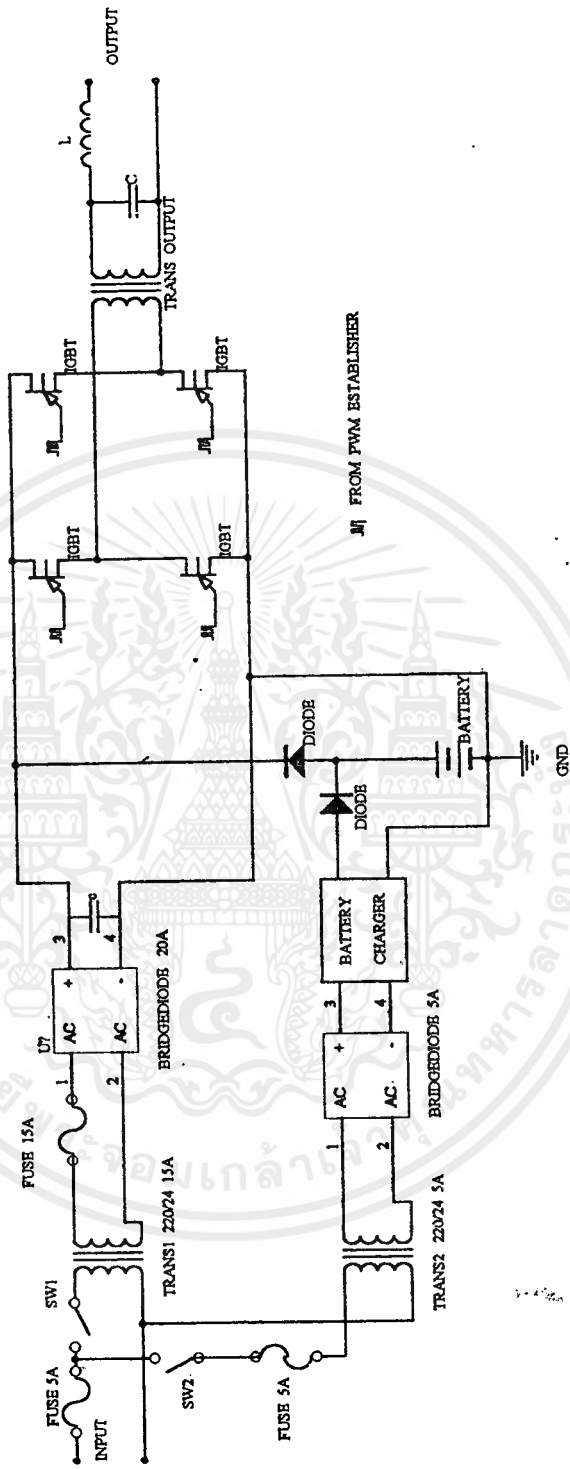
2. ส่วนเรกติฟาย จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง และยังทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันให้คงที่ และจำกัดกระแสไม่ให้เกินค่าที่ต้องการ เพื่อจ่ายให้กับส่วนชาแนลเวฟอินเวอร์เตอร์

3. ส่วนอัดประจุให้กับแบตเตอรี่ (BATTERY CHARGER) โดยใช้หลักการอัดประจุแบบแรงดันคงที่ ซึ่งเป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับแบตเตอรี่ที่ใช้เป็นแหล่งพลังงานสำรองสำหรับเอกสแตนด์บาย ซึ่งทั้งสามนี้ให้คำปรึกษาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการนี้เป็นแบบปิดผนึก ตะกั่ว-กรด ชนิด DRY TYPE-FREE MAINTENANCE แรงดัน 12 โวลต์ ขนาด 24 แอมป์-ชั่วโมง ต่อนุกรมกับจำนวน 2 ลูก โดยใช้เครื่องอัดประจุแรงดันคงที่ที่ 27.6 โวลต์ ทั้งนี้เพื่อชดเชยแรงดันตกคร่อมเนื่องจากความต้านทานภายในแบตเตอรี่



รูปที่ 1.3 แหล่งจ่ายไฟสำรอง



รูปที่ 1.4 วงจรรวมของแหล่งจ่ายไฟสำรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วัดมอดูเลชั่น

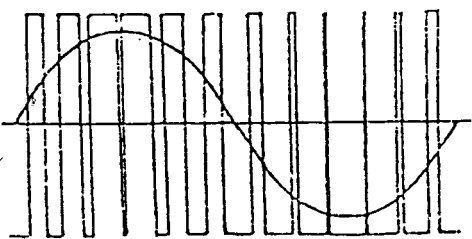
การมอดูเลทความกว้างของพัลส์ (PULSE WIDTH MODULATION, P.W.M.) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นในหนึ่งคาบออกเป็น พัลส์ย่อย ๆ หลาย ๆ พัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างไม่เท่ากัน ในบทนี้จะกล่าวถึงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มชนิดต่าง ๆ รวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่นด้วย

2.1 รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับและ 3 ระดับ

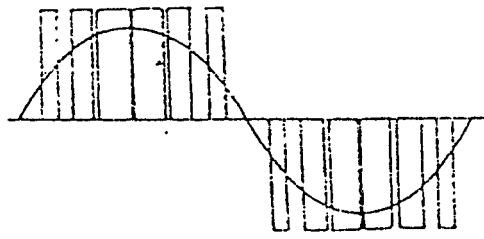
รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มมีอยู่ด้วยกันหลายชนิด แต่ที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้มากที่สุดเป็นชนิดพื้นฐาน ได้แก่ แบบ 2 ระดับ (2 level PWM) และแบบ 3 ระดับ (3 level PWM)

- 1) รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับ คือ $+E$ และ $-E$
- 2) รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิตช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับ คือ $+E$, 0 และ $-E$

รูปคลื่นทั้ง 2 แบบนี้ มีลักษณะดังรูปที่ 2.1 โดยเป็นรูปแสดงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มเปรียบเทียบกับคลื่นความถี่หลักมูล (fundamental) ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มนั้น ส่วนรูปที่ 2.2 เป็นตัวอย่างของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มอีกแบบหนึ่ง ซึ่งเป็นรูปคลื่นของวงจร 3 เฟสพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

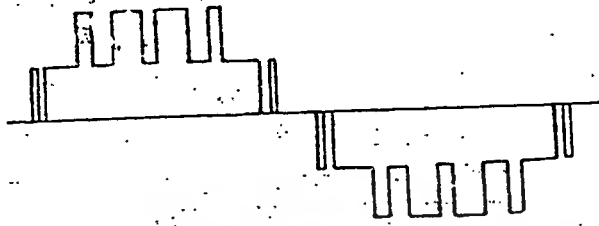


ก)



ข)

เอกสารรูปที่ 2.1 แสดงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม ก) แบบ 2 ระดับ ข) แบบ 3 ระดับ มาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



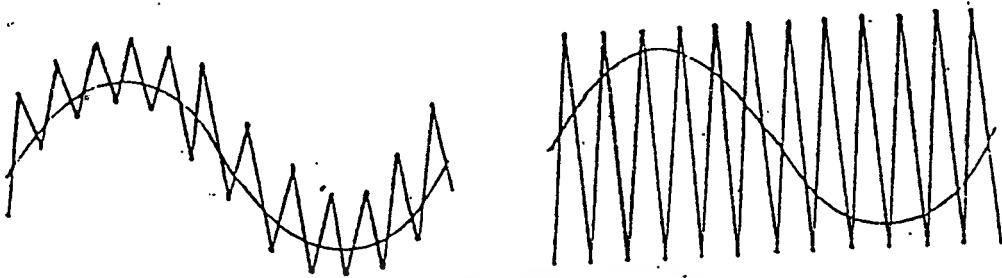
รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มในวงจร 3 เฟสพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

2.2 การสร้างรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็ม

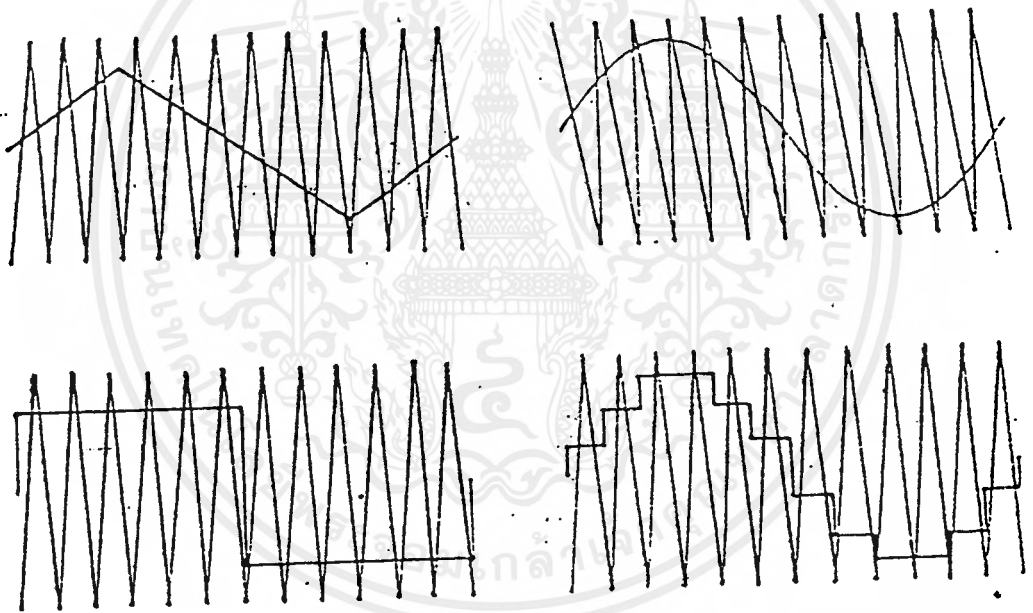
รูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มสามารถสร้างได้หลายแบบ

1) โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมของสวิทช์ผ่านทางพอร์ทเอาต์พุต ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิทช์ต่าง ๆ ออกมาเสียก่อนแล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำนี้เพื่อสร้างรูปแบบสัญญาณพีคดับลิวเอ็มขึ้นมาแล้วส่งออกทางพอร์ทเอาต์พุต

2) โดยการใช้วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ เป็นวิธีที่สะดวกที่สุด คือ การใช้วงจรเปรียบเทียบ เช่น ไอซีเบอร์ LM339 , LM311 , TL494, LM566 เป็นต้น ซึ่งสามารถกระทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือ สัญญาณอ้างอิง (reference signal) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มที่ต้องการ กับสัญญาณพาหะ (carrier signal) ที่มีความถี่สูงกว่า มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีคดับลิวเอ็มก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรสัญญาณเปรียบเทียบนี้ สามารถเลือกสัญญาณเปรียบเทียบได้หลายแบบดังรูป 2.3



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพีคดับลิเว็มโดยใช้วงจรมอดูเลเตอร์



รูปที่ 2.3 (ต่อ)

2.3 การสร้างรูปคลื่นสัญญาณที่ดับลิเว็มแบบแอมพลิจูดและแบบเฟอว์

การสร้างรูปคลื่นสัญญาณที่ดับลิเว็มโดยใช้วงจรมอดูเลเตอร์ จะมีองค์ประกอบ 2 ประการที่จะเป็นตัวกำหนดลักษณะคลื่นสัญญาณได้แก่

- 1) อัตราส่วนสัญญาณแอมพลิจูดต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio, N)
- 2) อัตราส่วนแอมพลิจูดของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแอมพลิจูดหรืออัตราส่วนการมอดูเล

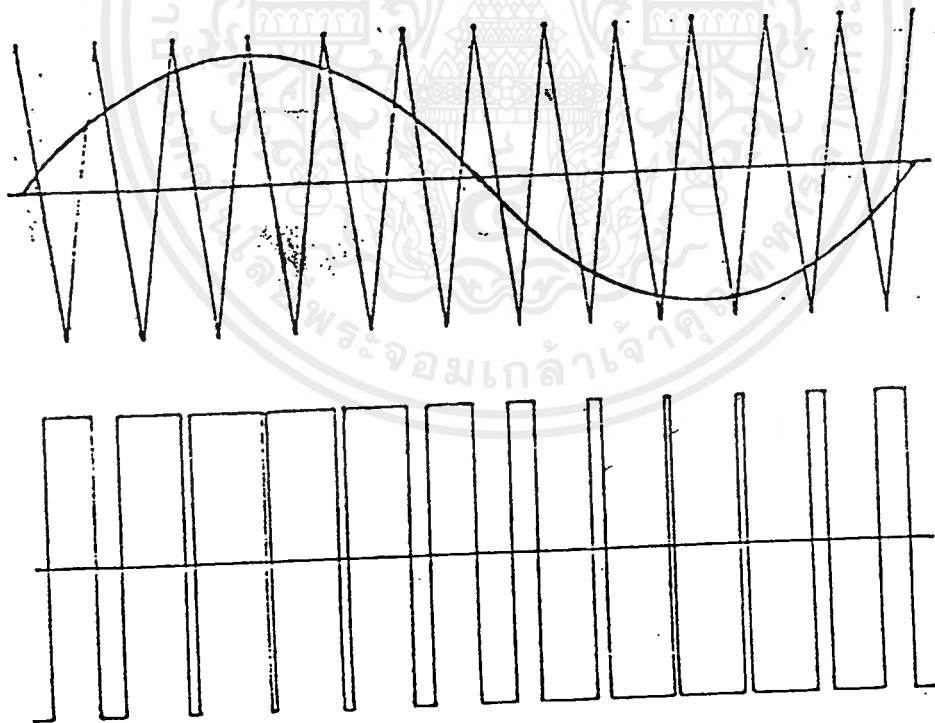
ชัน (Modulation Ratio, K)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติค่าอัตราส่วนการมอดูเลชันจะใช้ค่าที่อยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์ โดยความกว้างของพัลส์จะยิ่งมากขึ้นเมื่อค่า K มีค่ามากขึ้น ส่วนอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ให้มีจำนวนเท่ากับค่า N และมีจำนวนมุมสวิทช์ $2N$

2.3.1 การสร้างรูปแบบเนเทอร์อลแซมปลิง

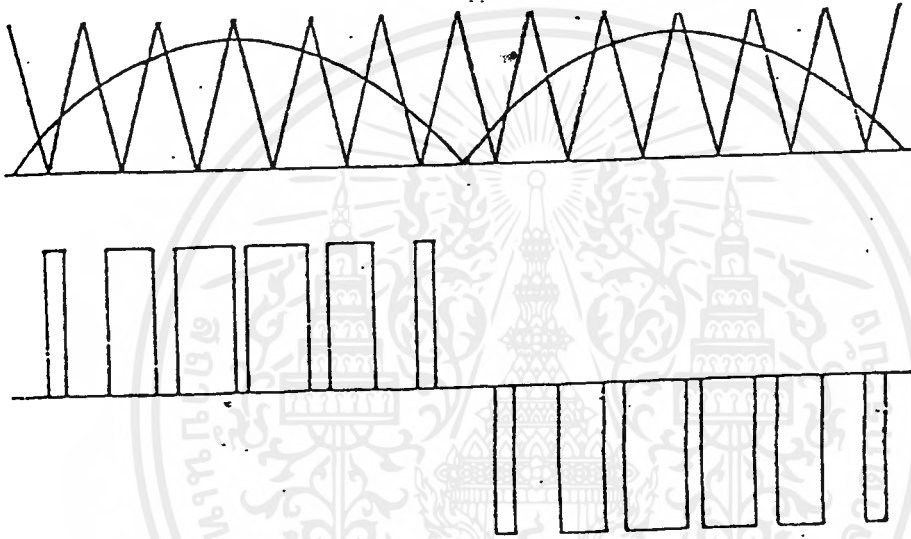
การสร้างรูปแบบเนเทอร์อลแซมปลิง (Natural Sampling) จะใช้คลื่นซายน์เป็นสัญญาณอ้างอิงและคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคเรียร์ โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับและ 3 ระดับ การสร้างแบบ 2 ระดับจะใช้สัญญาณสามเหลี่ยมและคลื่นซายน์เต็มลูกคลื่น ช่วงที่ซายน์มากกว่าคลื่นสามเหลี่ยมการสวิทช์จะเป็นบวกและช่วงที่ซายน์มีขนาดน้อยกว่าการสวิทช์จะเป็นลบ



รูปที่ 2.4 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอร์อลแซมปลิงชนิด 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับ จะใช้คลื่นซายน์ที่เรกติฟายขึ้นไปเป็นรูปเต็มลูกคลื่น (full wave) เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับขึ้นไปเหนือกราวด์ ช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดมากกว่า การสวิตช์จะมีค่าเป็นบวกในครึ่งคาบแรกและเป็นลบในครึ่งคาบหลัง ส่วนช่วงที่คลื่นฟูลเวฟมีขนาดน้อยกว่าการสวิตช์จะเป็นศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเนทอโรลแซมปลิงชนิด 3 ระดับ

บทที่ 3

อินเวอร์เตอร์

อุปกรณ์ที่ใช้ในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรง (dc) เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ (ac) เรียกว่า " อินเวอร์เตอร์ (Inverter) " ซึ่งหน้าที่ ของอินเวอร์เตอร์นั้นจะแปลงไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งเป็นแรงดันทางด้านอินพุทไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งเป็นแรงดันเอาต์พุทที่มีลักษณะรูปคลื่นที่สมมาตรและมีค่าของแมกนิจูด (Magnitude) และความถี่ (Frequency) ตามที่ต้องการได้ โดยที่แรงดันและความถี่ของเอาต์พุทนั้น สามารถปรับหรือกำหนดให้คงที่ได้ การปรับแรงดันทางด้านเอาต์พุท สามารถทำได้โดยปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของอินพุท และรักษาอัตราขยายของอินเวอร์เตอร์ ให้คงที่ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงของอินเวอร์เตอร์ถูกกำหนดไว้คงที่ที่ไม่สามารถปรับแรงดันทางด้านเอาต์พุทได้ แต่จะใช้การปรับอัตราขยายของอินเวอร์เตอร์แทน ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้หลักการ Pulse Width Modulation (PWM) ควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งอัตราขยายของอินเวอร์เตอร์ (Inverter Gain) อาจจะถูกกำหนดโดยระหว่างแรงดันเอาต์พุททางด้านไฟฟ้ากระแสสลับกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุท

ลักษณะรูปคลื่น (Wave Form) ของแรงดันทางด้านอินพุทในทางอุดมคติจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้วลักษณะรูปคลื่นของอินพุทจะไม่ใช่รูปคลื่นไซน์ที่สมบูรณ์ (Nonsinusoidal) โดยจะมีฮาร์โมนิกส์ (Harmonics) ปะปนอยู่ สำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบไฟฟ้าแรงต่ำและไฟฟ้าแรงสูง (Low Power , Medium Power) แรงดันเอาต์พุทที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square Wave) และกึ่งสี่เหลี่ยม (Quasi-Square Wave) ก็สามารถยอมรับได้แต่ในระบบที่เป็นระบบไฟฟ้าแรงสูง (High Power) นั้นต้องการสัญญาณเอาต์พุทที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีความเพี้ยนที่น้อยที่สุดเพราะว่าจะเกิดการสูญเสีย (Loss) ขึ้นมาเพราะมีฮาร์โมนิกส์ ปะปนอยู่ในแรงดันเอาต์พุทซึ่งจะใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำกำลัง (Power Semiconductor) ที่มีความเร็วสูงเป็นตัวสวิตซ์ซิง (Switching) ซึ่งฮาร์โมนิกส์ที่ปะปนกับเอาต์พุทโวลต์เตจ สามารถที่จะกำจัดทิ้งไปได้

อินเวอร์เตอร์ได้นำมาใช้ประโยชน์ต่างๆ เช่น

1. แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับสำรอง เมื่อแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับเกิดขัดข้องขึ้นซึ่งเรียกแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับนี้ว่า Stand-By Power Supply หรือ Uninterruptible Power Supply ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับสำรองสำหรับเครื่องมือที่สำคัญ เช่นคอมพิวเตอร์ โดยเมื่อแหล่งจ่ายไฟเอกสารถูกตัดออก เอกสารถูกส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสสลับหลักเกิดขัดข้องเครื่องจะนำเอาพลังงานจากแบตเตอรี่มาต่อกับระบบอินเวอร์เตอร์จ่ายไฟกระแสสลับแทนแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหลัก

2. ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับ โดยการเปลี่ยนความถี่เมื่อความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับเปลี่ยนแปลง ความเร็วของมอเตอร์จะเปลี่ยนตามสมการ

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

P

โดยที่ :N = ความเร็วรอบ (rpm)

f = ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ (Hz)

P = จำนวนขั้วของมอเตอร์

ในการควบคุมจะต้องรักษาให้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ที่จ่ายเข้ามอเตอร์จะ

ต้อง

คงที่ เมื่อต้องการใช้แรงบิด (Torque) คงที่ ทดทุกความเร็วที่เปลี่ยนแปลง

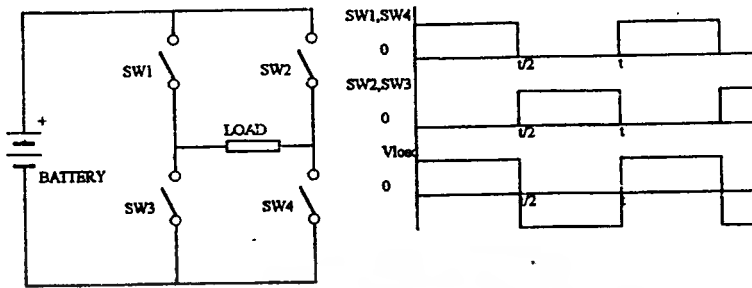
3. ใช้แปลงไฟฟ้าจากระบบส่งกำลังไฟฟ้าแรงสูงชนิดไฟฟ้ากระแสตรง ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อจ่ายให้กับผู้ใช้

3.1 ชนิดของอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด อย่างกว้างๆคือ 1.อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single Phase Inverter) และอินเวอร์เตอร์สามเฟส (Three Phase Inverter)

1. อินเวอร์เตอร์เฟสเดียว (Single Phase Inverter)

สำหรับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่มีการต่ออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งแบบบริดจ์ (Bridge) โดยอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งอาจจะเป็น SCR , Power Transister , Power Mosfet อื่นๆ ซึ่งมีลักษณะของวงจรพื้นฐานดังรูปนี้



SINGLE PHASE INVERTOR

รูปที่ 3.1 แสดงวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นการทำงานของ Single-Phase Inverter

หลักการทํางาน

- ในช่วงเวลา $0 - T/2$ เป็นช่วงเวลาที่ทำให้ (SW1, SW4) --> ON และ (SW2, SW3) --> OFF จะทำให้กระแสไหลผ่าน SW1 ไหลผ่านโหลดผ่าน SW4 และครบวงจรจะเห็นได้ว่าที่จุด A ของโหลดจะมีค่าเป็นบวก ส่วนที่จุด B ของโหลดจะมีค่าเป็นลบ จึงทำให้มีแรงดันคร่อมโหลดมีค่าเป็น E

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

- ในช่วงเวลา $T/2 - T$ เป็นช่วงเวลาที่ SW ทั้ง 4 ตัว เปลี่ยนสถานะโดย (SW1 , SW4) --> OFF และ (SW2 , SW3) --> ON จะทำให้กระแสไหลผ่าน SW2 ไหลผ่านโหลดผ่าน SW3 และครบวงจรจะเห็นได้ว่าที่จุด A ของโหลดจะมีค่าเป็นลบ ส่วนที่จุด B ของโหลดจะมีค่าเป็นบวก จึงทำให้มีแรงดันตกคร่อมโหลดมีค่าเป็น E โดยเปรียบเทียบกับช่วงเวลา $0 - T/2$

- ในช่วงเวลา T จะเหมือนกับช่วงเวลา $T/2$ คือจะเปลี่ยนสถานะของ SW ทั้ง 4 ตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดลดลง มีค่าเป็นศูนย์

- ในช่วงเวลาต่อไปจะมีลักษณะการทำงานที่เหมือนกัน จึงทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีลักษณะต่อเนื่องไปเรื่อยๆมีลักษณะเป็นบวกลบต่อเนื่องไป ซึ่งค่า rms (root means square) ของแรงดันเอาต์พุตจะได้เป็นดังสมการ

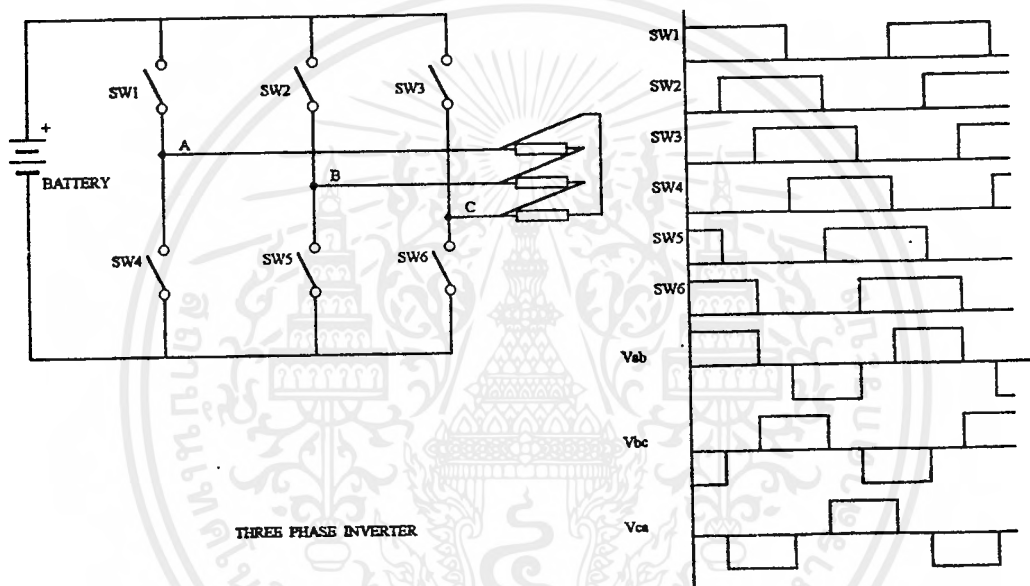
$$V = \sqrt{E^2 dt} = E$$

2. อินเวอร์เตอร์เฟสสาม (Three Phase Inverter)

วงจรอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะเป็นการทำให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งทำงานห่างกัน 120 องศาไฟฟ้าของไซเคิลดังแสดงในรูปที่ 3.2

หลักการทํางาน

ในแต่ละช่วงเวลาจะมี SW ทำงานพร้อมกัน 3 ตัว ในแต่ละตัวจะทำงานจะมีช่วงเวลาการทำงานที่ต่างกันพอสมควรซึ่งจะได้แรงดันในแต่ละเฟสห่างกัน 120 องศาไฟฟ้า ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานคล้ายกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรพื้นฐานและรูปคลื่นการทำงานของ Three Phase Inverter

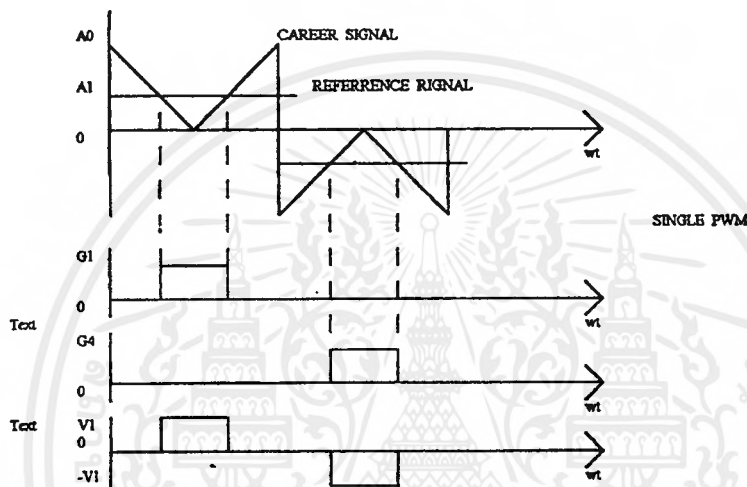
3.2 การควบคุมการทำงานอุปกรณ์สวิตช์

ในการที่จะทำให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง ON , OFF ตามเวลาที่ต้องการนั้นและจะต้องไม่ทำงานพร้อมกันเพราะจะทำให้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งนั้นเสียบได้จะต้องใช้วงจรควบคุมซึ่งโดยทั่วไปจะใช้สัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM) โดยสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม (PWM) ที่คตินั้นจะต้องควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ และจะต้องให้แรงดันเอาต์พุตมีฮาร์โมนิกส์น้อย วิธีการทำให้รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตเป็นพัลส์ (Pulse) ขนาดที่ถูกต้อง จะต้องใช้รูปคลื่นซายน์เป็นรูปคลื่นอ้างอิงที่ความถี่ที่ต้องการเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม

3.3 สัญญาณ Pulse Width Modulation (PWM)

การสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม มีมากมายหลายวิธีโดยแต่ละวิธีนั้น ก็เพื่อควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตหรือควบคุมความถี่ทางด้านเอาต์พุต และมีวิธีต่างๆดังนี้

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



รูปที่ 3.3 แสดงรูปคลื่นของพีดับบลิวเอ็มชนิด Single-Pulse Width Modulation

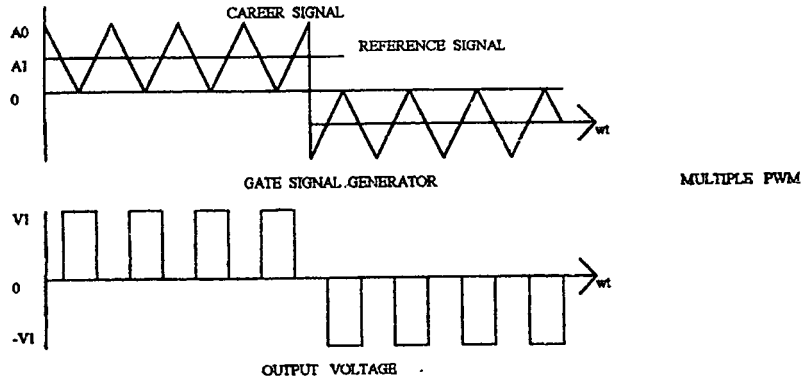
ในการควบคุมสัญญาณ Single-Pulse Width Modulation นั้นจะมีจำนวนพัลส์ 1 พัลส์ต่อครึ่งไซเคิลเพียงเท่านั้นและความกว้างของพัลส์สามารถปรับให้แคบหรือกว้างได้เพื่อที่จะควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.3 สัญญาณยกของทรานซิสเตอร์นั้นเกิดขึ้นจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) ที่มีขนาดเท่ากับ A1 กับสัญญาณพาหะ (Carrier signal) รูปสามเหลี่ยมที่มีขนาดเท่ากับ A0 และมีความกว้างของ พัลส์ ซึ่งสามารถปรับได้จาก 0 \rightarrow 180 องศา โดยการเพิ่มขนาดของ A1 ตั้งแต่ 0 \rightarrow A0

ค่าอาร์เอ็มเอส (rms) ของแรงดันทางด้านเอาต์พุตหาได้จากสมการ

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

2. Multiple-Pulse-Width Modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 แสดงรูปคลื่นของ พัลส์บวกลวเอ็มชนิด Multiple-pulse width modulation

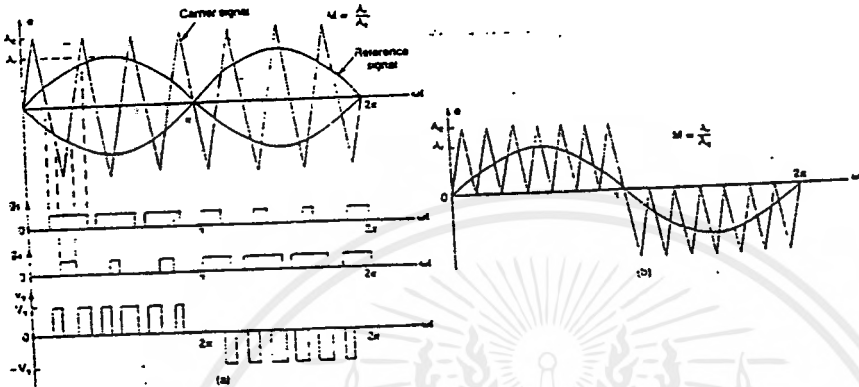
ส่วนประกอบของฮาร์โมนิกส์สามารถทำให้ลดลงได้ถ้าจำนวนพัลส์ของแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีจำนวนพัลส์หลายๆพัลส์ ในแต่ละครึ่งไซเคิลจากรูปที่ 3.4 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิง

(Reference Signal) และสัญญาณพาหะ (Carrier Signal) ความถี่ของสัญญาณอ้างอิงคือความถี่ของ Output คือ f_o และความถี่ของสัญญาณพาหะ f_c กำหนดให้ p คือ จำนวน Pulse ในแต่ละครึ่งไซเคิล ซึ่งจำนวนของพัลส์ต่อครึ่งไซเคิลหาได้จากสมการ

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

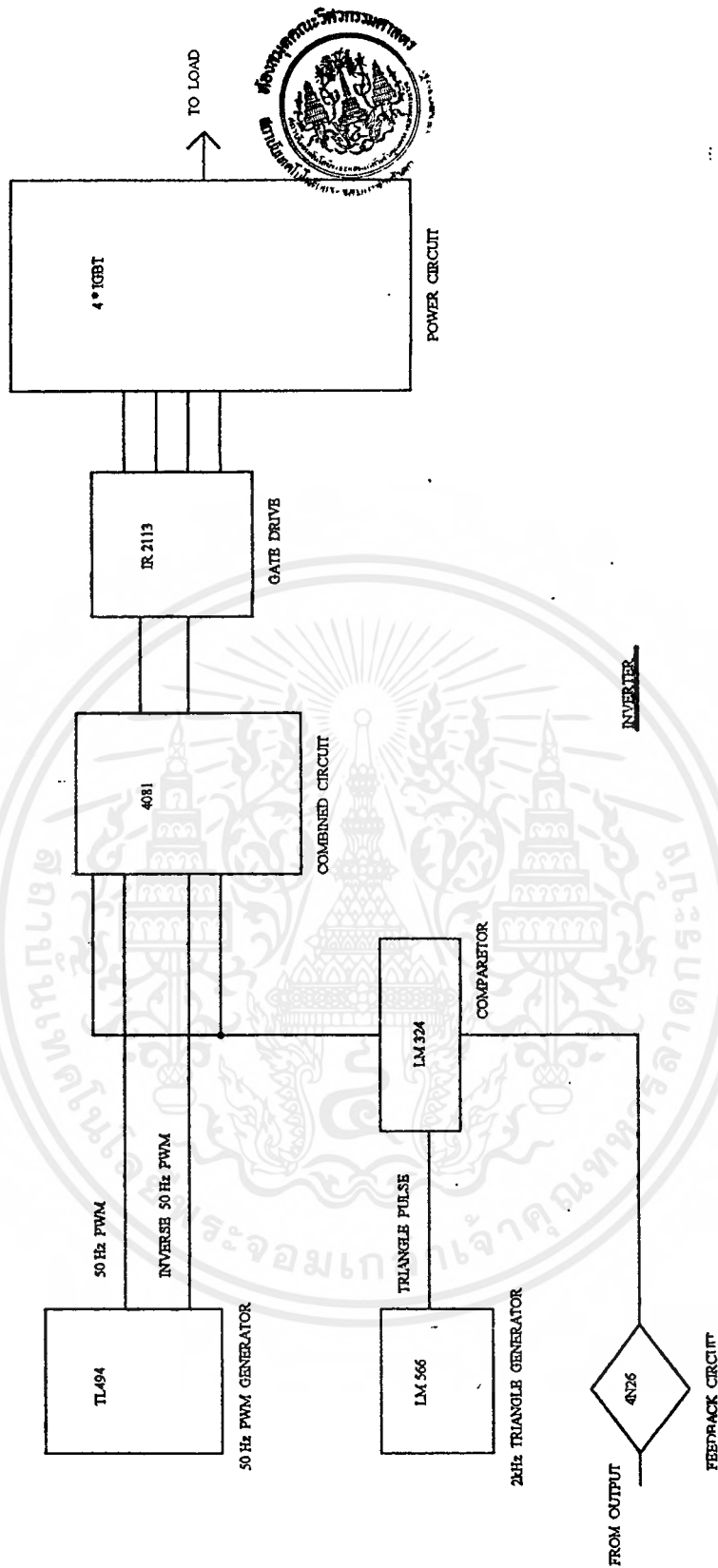
3. Sinusoidal - Pulse -Width Modulation

ความกว้างของพัลส์จะเปลี่ยนไปตามค่าขนาดของคลื่นไซน์ ค่าฮาร์โมนิกส์ระดับต่ำๆจะถูกทำให้ลดลงไปอย่างน่าสังเกต จากรูปที่ 5.5 เป็นการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณรูปคลื่นไซน์ซึ่งเป็นสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณพาหะ (สัญญาณรูปสามเหลี่ยม) ที่มีความถี่เท่ากับ f_c และสัญญาณอ้างอิงมีค่าเป็น f_r กำหนดให้ f_o เป็นความถี่ทางด้านเอาต์พุตและค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันทางด้านเอาต์พุตซึ่งสามารถเปลี่ยนจาก 0 ถึง V_s โดยการปรับค่า Modulation Index จาก 0 ถึง 1



รูปที่ 3.5 แสดงรูปคลื่นของ พัลส์บวลิวเอ็มชนิด Sinusoidal - Pulse Width Modulation

จากที่ได้กล่าวมา ในโครงงานนี้เป็นโครงงานเกี่ยวกับแหล่งจ่ายไฟสำรองซึ่งมีพิกัด 300 โวลต์แอมป์และเป็นแบบที่ใช้กับระบบเฟสเดียว ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นส่วนหนึ่งของเครื่องก็ต้องเป็นแบบเฟสเดียวด้วย ซึ่งสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังนี้



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมสำหรับขั้นตอนการดำเนินงานของอินเวอร์เตอร์...

อินเวอร์เตอร์ คือหัวใจของแหล่งจ่ายไฟสำรอง สำหรับในขั้นตอนนี้ ก่อนที่เราจะศึกษา และทำความเข้าใจเกี่ยวกับรายละเอียดวงจรแต่ละวงจรดัง Block diagram ข้างบน เราจะพิจารณาถึง อุปกรณ์กำลังที่ใช้ในเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในวงจรกำลัง ซึ่งเราสามารถเลือกใช้ได้หลายแบบ โดยมีวิวัฒนาการเป็นขั้นตอนดังนี้ คือ

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

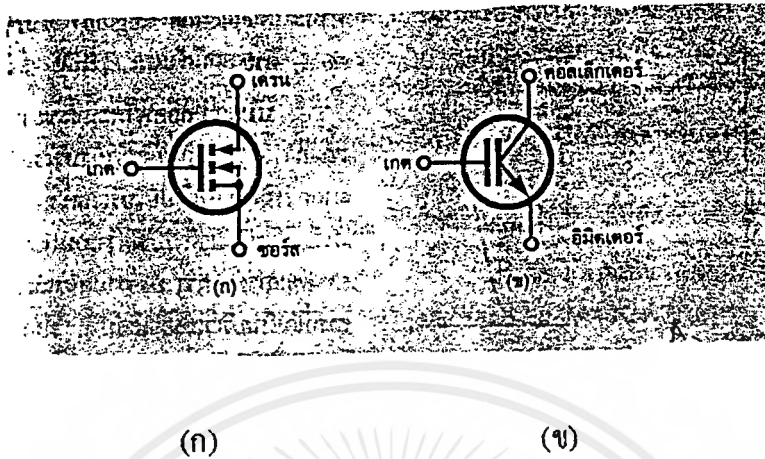
ซึ่งจะเห็นได้ว่าอุปกรณ์กำลังมีการพัฒนาการเรื่อยมาจากอดีตจนถึงปัจจุบัน ซึ่งแหล่งจ่ายไฟสำรองในโครงการนี้จะใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ซึ่ง ซึ่งเป็นเทคโนโลยีสมัยใหม่โดยได้รวบรวมเอาข้อดีของ ทรานซิสเตอร์ และ เฟต (FET) มาผสมกัน ดังนั้นก่อนที่จะอธิบายรายละเอียดของบล็อกไดอะแกรม จึงควรได้มีการศึกษาถึงทฤษฎีพื้นฐานของ IGBT เสียก่อน

3.4เทคโนโลยีไอจีบีที (IGBT)

หากจะกล่าวถึงอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในงานด้านเพาเวอร์กำลังหรือเพาเวอร์คอนโทรล ก็เห็นจะมีอยู่ไม่กี่ชนิดซึ่งในแต่ละชนิดก็มีข้อจำกัดและความสามารถในการทำงานที่แตกต่างกันออกไปตามลักษณะของการนำไปใช้ควบคุมงานด้านต่าง ซึ่งอาจจะรวมไปถึงความไม่เสถียรเร็วงานกินไปของอุปกรณ์ที่ถูกเลือกมาใช้งานด้วย

อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์คอนโทรล ที่พอจะคุ้นเคยและใช้งานกันอย่างกว้างขวางในขณะนี้ ก็เห็นจะไม่พ้นเอสซีอาร์ (SCR) , ไตรแอก (TRIAC) , ทรานซิสเตอร์กำลังและมอสเฟต โดยเฉพาะทรานซิสเตอร์กำลังและมอสเฟต ที่จะเป็นจุดพัฒนาของอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้ ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองชนิดก็มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์กำลังขณะอยู่ในสภาวะนำกระแสจะมีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำ มีอัตราทนแรงดันและระบายกระแสได้สูง แต่ความเร็วในการสวิตซ์ทำงานยังต่ำอยู่ โดยเฉพาะช่วงหยุดนำกระแสจะมีช่วงระยะเวลาที่ยาวกว่า ซึ่งจะเป็นคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามกับทรานซิสเตอร์มอสเฟต ที่ความเร็วในการสวิตซ์ทำงานนำกระแสและหยุดนำกระแสได้เร็วกว่ามากเช่นกัน

จากเหตุผลที่กล่าวมาของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กำลัง และเพาเวอร์มอสเฟตจึงได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ประเภทนี้จนสามารถได้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เพาเวอร์คอนโทรลชนิดใหม่ขึ้นมา โดยมีการตั้งชื่อว่า ไอจีบีที Insulate Gate Bipolar Transistor : IGBT



รูปที่ 3.7 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาของ IGBT ทั้ง 2 แบบ

โครงสร้างและสัญลักษณ์

IGBT ก่อนข้างจะเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่อยู่ โดยเฉพาะในตลาดคืออิเล็กทรอนิกส์เมืองไทย ซึ่งก็พอจะมีใช้กันบ้างและมีจำหน่ายกันหลายเบอร์ด้วยกันจากความเป็นอุปกรณ์หน้าใหม่จึงมีสัญลักษณ์แทนชนิดและตัว IGBT อยู่หลายรูปแบบด้วยกัน ขึ้นอยู่กับผู้ผลิตว่าจะใช้สัญลักษณ์ใดเป็นสัญลักษณ์ประจำสินค้าที่ผลิตขึ้น จากที่พบมากที่สุดก็มีใช้กันอยู่สองแบบ ดังแสดงในรูปที่ x ซึ่งเป็นสัญลักษณ์

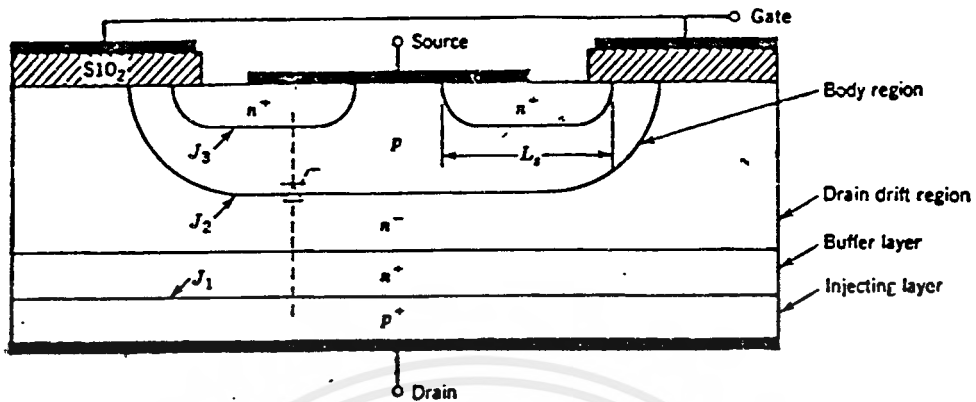
และเรียกขาต่างๆของ IGBT ชนิดเอ็นแชนเนล

จากรูปที่ 3.7 (ก) จะเห็นว่ามีลักษณะคล้ายกับสัญลักษณ์ของมอสเฟตมาก เพียงแต่ว่าสัญลักษณ์ของ IGBT นั้นจะมีลูกศรเพิ่มขึ้นมาตรงขาเดรนลักษณะของลูกศรจะชี้เข้าหาชั้นของซิลิคอนภายในตัว IGBT ซึ่งในการกล่าวอธิบายถึง IGBT ในบทความนี้จะใช้สัญลักษณ์ในรูป (ก) นี้ ส่วนสัญลักษณ์ในรูป (ข) จะเหมือนกับสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ แต่ตรงขาเกต(หรือ เบสของทรานซิสเตอร์) จะเพิ่มขีดขึ้นมาอีกหนึ่งขีด เพื่อชี้ให้เห็นว่าขีดที่เพิ่มมานี้ไม่ได้ต่อกันโดยตรงกับขาที่ต่อออกมาภายนอก

โครงสร้างของ IGBT ชนิดเอ็นแชนเนลแสดงเป็นภาพตัดขวางได้ดังรูปที่ 3.8 โครงสร้างโดยรวมส่วนใหญ่มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของมอสเฟตมาก จะแตกต่างกันตรงที่ IGBT จะมีชั้น P⁺

หรือชั้นอินเจกติ้ง (injecting) ต่ออยู่ระหว่างขาเดรน ซึ่งในมอสเฟตนั้นไม่มี จากการที่ขาเกตถูกกั้นด้วยชั้นของซิลิคอนออกไซด์ (SiO₂) เป็นผลทำให้ความต้านทาน Input ที่ขาเกตมีค่าสูงมากเหมือนกับเพาเวอร์มอสเฟต โดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ในช่วง 10⁹ โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 ภาพตัดขวางโครงสร้างพื้นฐานของ IGBT

จากผลดังกล่าวทำให้ลักษณะของกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT มีลักษณะของคล้ายกับกราฟของทรานซิสเตอร์ แต่การควบคุมกระแสเดรนจะอาศัยการควบคุมแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์สมากกว่า การควบคุมกระแสที่ขานี้เหมือนกับทรานซิสเตอร์ ซึ่งกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 (ก) และสำหรับรูปที่ 3.9 (ข) เป็นกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสและแรงดัน

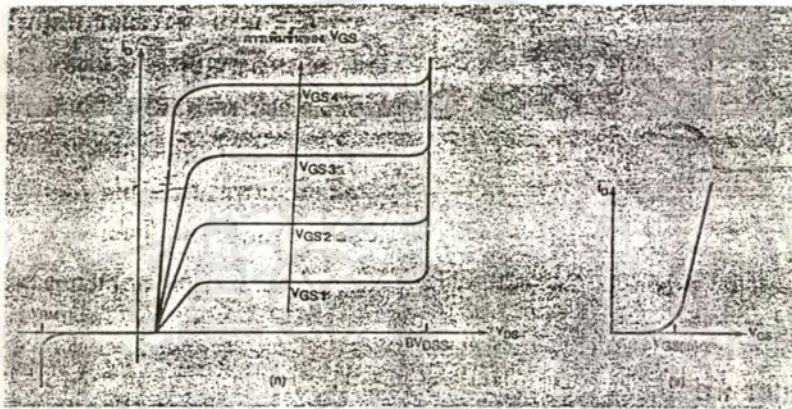
รูปกราฟแสดงให้เห็นว่าส่วนใหญ่ของเส้นกราฟจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงแต่จะเริ่มโค้งที่กระแสเดรนมีค่าต่ำๆ นั่นก็คือจุดที่แรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์สต่ำลงใกล้แรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนสภาวะการทำงาน (จุด threshold voltage : $V_{GS(th)}$) โดยถ้าแรงดันระหว่างเกตและซอร์สนี้ต่ำกว่าแรงดันที่จุด $V_{GS(th)}$ แล้ว IGBT จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสหรือคัตออฟ ในกรณีของ IGBT ชนิดพีแชนแนลนั้น คุณสมบัติจะคล้ายกับเอ็นแชนแนล แต่โครงสร้างและสัญลักษณ์จะมีลักษณะตรงกันข้ามกับเอ็นแชนแนล เช่น ชนิดของสารที่ได้อุปจากเอ็นแชนแนล ก็จะเปลี่ยนเป็นตรงกันข้าม สัญลักษณ์ลูกศรก็จะกลับเอาหัวลูกศรกลับไปในทางตรงกันข้าม

สถานะนำกระแส

เมื่อขาเดรนได้รับแรงดันไบแอสตรงคือเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์ส และแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สมีค่าเกิน $V_{GS(th)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกตจะดึงเอาอิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ในบริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี (body layer) ตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิด

การต่อกันของบริเวณ n^- (drift region) เข้ากับบริเวณซอร์ส n^+ (source region) ลักษณะเช่นนี้ เหมือนกับการทำงานของมอสเฟต

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากซอร์สผ่านบริเวณได้เกิดมายังบริเวณลอยเลื่อน n^- จะรวมกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกต์ดิง p^+ (ดูรูปโครงสร้างในรูปที่ 3.8) เพราะรอยต่อ



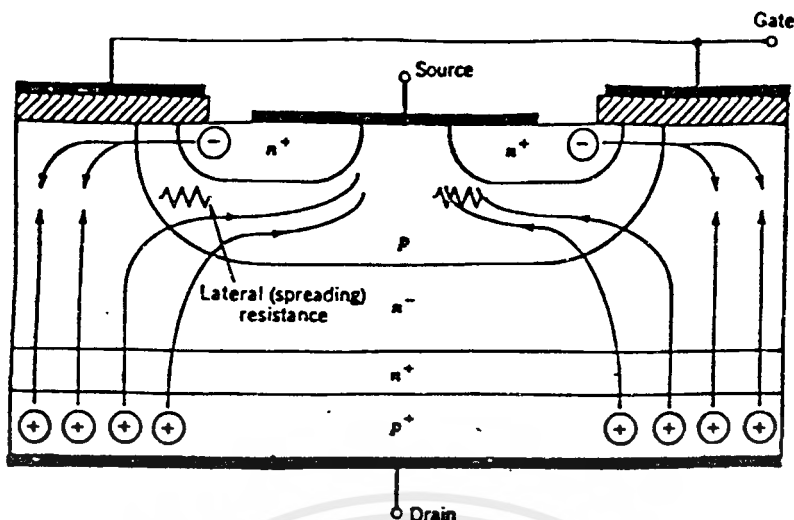
รูปที่ 3.9 (ก) กราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติระหว่างกระแสและแรงดันของ IGBT

(ข) กราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนของ IGBT

J_1 ได้รับแรงดันไบเอสตรง ทำให้ IGBT อยู่ในสภาวะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากเดรนไปซอร์สได้ การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ n^- เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (conductivity modulation)

ผลของการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ n^- มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่มความสามารถ

ในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์กำลัง ผลของความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อมที่สภาวะนำกระแสลดต่ำลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงด้วยทิศทางของการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลแสดงไว้ในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

สถานะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน $V_{GS(th)}$ จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้ p เป็น n ได้ ทำให้บริเวณ n- ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส n+ IGBT จึงอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส ในสภาวะนี้รอยต่อ ที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับจะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (depletion region) ขึ้นที่รอยต่อ J_2 ด้วย

บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างจนเกินเข้ามายังบริเวณ n- มากกว่า ที่จะขยายไปยังบริเวณชั้นบอดี้ p มีความหนาแน่นในการได้ปसारมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่ได้ปसारในบริเวณ ลอยเลื่อน n- มากเพียงพอที่จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจกต์ดิง p+ ได้ ชั้นบัฟเฟอร์ n+ (buffer layer) (ดังในรูปที่ 3.8) ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้น หรือ ไม่จำเป็นต้องได้ปसार ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไบแอสตรงสำหรับ IGBT ที่ไม่มีการได้ปसारในชั้นบัฟเฟอร์ n+ นี้ แบบสมมาตร ซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับ (V_{RM} หรือ BV_{SDS}) สูงพอๆกับค่าอัตราทนแรงดันไหลตรง (BV_{DSS}) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดความหนาของบริเวณ n- ลง แต่ยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันไหลตรงไว้ สามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n+ เข้าไป เพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณ อินเจกต์ดิง p+ ซึ่งจะเรียก IGBT ชนิดนี้ว่า IGBT แบบไม่สมมาตร และจากการลดความหนาของบริเวณลอยเลื่อน n- ลง จะช่วยส่งผลให้เกิดข้อดีสองประการคือ

- ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลงด้วย
- ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ข้อเสียของการเพิ่มชั้นนำเฟเฟอร์ n^+ ก็มี คือจะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้น้อยลงเหลือเพียงไม่กี่สิบลโวลต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อ IGBT ได้รับแรงดันไบแอสกลับที่ขาเดรน ครอบต่อ J_1 ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการโด๊ปของสารมาก จะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูง ดังนั้น IGBT ชนิดนี้จึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การแลตซ์ใน IGBT

นอกจากโฮลส่วนใหญ่ที่รวมกับอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ n^- แล้ว ยังมีกระแสโฮลบางส่วนที่ไหลข้ามบริเวณ n^- เข้าสู่บริเวณชั้นบอดี้ p โดยตรง ผลของกระแสโฮลนี้ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียง (lateral resistance) ดังในรูปที่ 3.10 ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอคือประมาณ 0.7 โวลต์ จะทำให้รอยต่อ J_2 ได้รับไบแอสตรง เป็นผลให้อิเล็กตรอนจากบริเวณซอร์ส n^+ ถูกฉีดเข้าไปในชั้นบอดี้ p

ถ้าดูจากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.12 {ก} จะหมายถึงขาเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ เอ็นพีเอ็นได้รับแรงดันไบแอสตรงส่งผลให้ทรินสเตอร์ซึ่งแฝงอยู่ในโครงสร้างของ IGBT อยู่ในสถานะแลตซ์การนำกระแส ทำให้ที่ขาเกตไม่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนได้อีกต่อไป แต่การควบคุมกระแสเดรนนี้จะขึ้นอยู่กับตัวต้านทานที่นำมาต่อในวงจรภายนอก ถ้าหากมีการแลตซ์เกิดขึ้นเป็นเวลานาน อาจทำให้ IGBT เสียหายได้ เพราะมีการสูญเสียกำลังงานเกินค่าพิกัดที่ทนได้

ส่วนใหญ่หรือเป็นมาตรฐานคู่มือของผู้ผลิต มักจะมีการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด ที่สามารถไหลผ่าน IGBT ได้โดยยังไม่เกิดการแลตซ์ขึ้น (I_{DM}) แต่เนื่องจากกระแสเดรนถูกกำหนดหรือควบคุมโดยตรงจากแรงดันระหว่างขาเกตกับซอร์ส บางครั้งคู่มือจึงบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด (I_{DM})

การแลตซ์ที่กล่าวถึงข้างต้นเรียกว่าการแลตซ์ใน โหมดสแตติก เพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสที่ไหลในสถานะนำกระแสมีค่าเกิน I_{DM} แต่ลักษณะการแลตซ์นี้ก็สามารถเกิดขึ้นได้เรียกว่าใน โหมดไดนามิก

ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนการทำงานจากสถานะนำกระแส เข้าสู่สถานะหยุดนำกระแสได้ด้วย บางครั้งการแลตซ์นี้อาจเกิดขึ้นได้ แม้ว่ากระแสเดรนขณะนำกระแสยังมีค่าต่ำกว่าค่า I_{DM} ก็ตาม ทั้งนี้เพราะเมื่อ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส กระแสเดรนจะตกลงอย่างรวดเร็วครอบต่อ J_2 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นกัน

ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณเปลือยพาหะขาบบริเวณชั้นบอดี้ p โดยเฉพาะจะขยายเข้าสู่บริเวณ

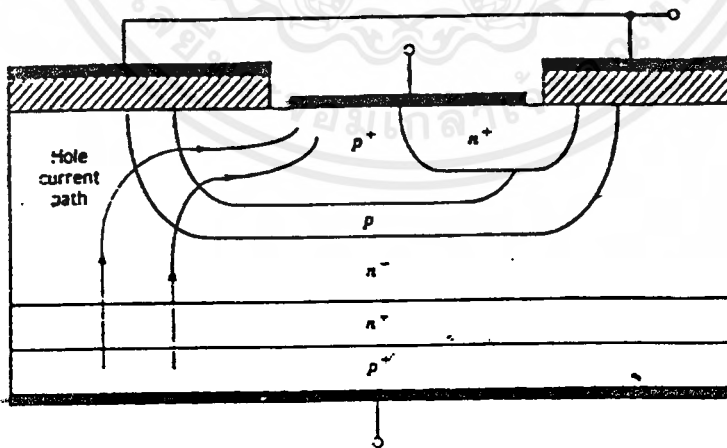
n^- มากกว่า เพราะมีความหนาแน่นของการโด๊ปต่ำกว่า การขยายบริเวณเปลวพาหะอย่างรวดเร็ว จะทำให้โฮลที่ค้างอยู่ในบริเวณ n^- ขณะนำกระแส และยังไม่ได้รวมกับอิเล็กตรอนหลุดรอดจากการ

จัดขวางของบริเวณเปลวพาหะเข้าไปสะสมอยู่ในบริเวณรอยต่อ J_2 เป็นการเพิ่มกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานข้างเคียงให้สูงขึ้น ทำให้ทรินสเตอร์ภายใน IGBT เกิดการแลคซ์ขึ้นได้ เมื่อเกิดการแลคซ์ขึ้นแรงดันตกคร่อมขาซอร์ส และเดรนขณะนำกระแสจะมีค่าต่ำกว่าระดับปกติ นอกจากนี้การแลคซ์ยังสามารถเกิดขึ้นได้อีก เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่รอยต่อ ในขณะที่กระแสเดรนยังมีค่าต่ำกว่า I_{DM} อยู่ได้เช่นกัน

การป้องกันการแลคซ์

การหลีกเลี่ยงการแลคซ์ของ IGBT สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งานเอง ผู้ผลิตอาจจะออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณบอดี p ให้มีความต้านทานข้างเคียงค่าต่ำที่สุด ซึ่งเป็นการลดโอกาสที่จะเกิดการแลคซ์ลงได้

วิธีแรกอาจทำได้โดยลดความกว้างของบริเวณซอร์ส n^+ ลง นั่นคือลดค่า L_s ที่แสดงในรูปที่ 2 ลงนั่นเอง

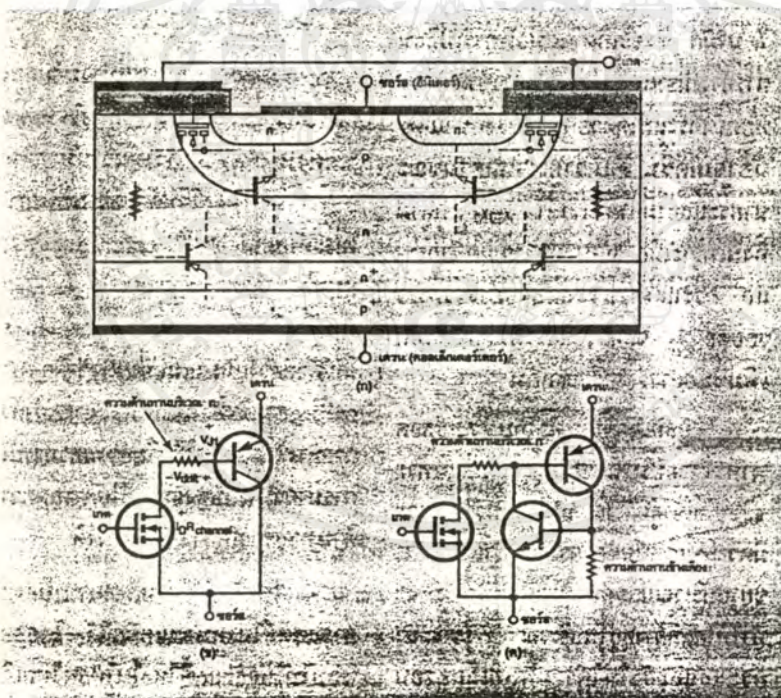


รูปที่ 3.11 โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลคซ์ใน IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีที่สองเป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นในการได้ปัสสารของบริเวณบอดี p ดังรูปที่ 3.11 จะเห็นว่า บอดี p ภายใต้เกตจะได้อุปด้วยความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{16} cm^{-3} และมีความหนาแน่นน้อยกว่าของบริเวณซอร์ส n^+ แต่ส่วนที่เหลือของบริเวณบอดี p จะได้อุปด้วยความหนาแน่นที่มากกว่าคือ 10^{19} cm^{-3} รวมถึงความหนาแน่นก็จะมากกว่าด้วยการทำเช่นนี้จะทำให้เพิ่มความสามารถในการนำกระแสให้สูงขึ้น เป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้

สำหรับผู้ใช้งานก็สามารถป้องกันการแลตช์ในโหมดสแตติกได้ โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลเกินค่ากระแส I_{DM} และป้องกันการแลตช์ในโหมดไดนามิกได้ โดยหน่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้นเพื่อให้โวลที่ขังค้างอยู่ในบริเวณ n^- มีเวลาพอที่จะรวมกับอิเล็กตรอน เป็นการลดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ การหน่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้น ทำได้โดยเพิ่มความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขาเกตของ IGBT



รูปที่ 3.12 (ก) แสดง โครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน

(ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT

(ค) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของ ไทริสเตอร์ที่แฝงอยู่ภายใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมุมของ IGBT

วงจรมุมของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 3.12 ซึ่งในรูปที่ 3.12 (ก) นั้นจะเห็นว่าในบริเวณขาคอลเล็กเตอร์, เบส และอิมิตเตอร์ตามลำดับและบริเวณได้เกิดก็จะแมนได้ด้วยมอสเฟตซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n^- เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีเข้ากับขาเดรนของมอสเฟต ซึ่งขาเดรนของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรมุมออกมาจะได้วงจรรูปที่ 3.12 (ข)

จากรูปที่ 3.12 (ข) จะเห็นว่าเป็นวงจรรีเลย์ ดังนั้น โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรรูปที่ 3.12 (ก) คือกระแสเดรนส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาเดรนของมอสเฟตมาจบลงที่ขาซอร์ส จะมีกระแสส่วนน้อยเท่านั้นที่ไหลจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์สสำหรับวงจรมุมในรูปที่ 3.12 (ก) จะแสดงให้เห็นว่าภายใน IGBT มีทรานซิสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยดูได้จากทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพีต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับ ทำให้เห็นได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิดการแลตช์ของ IGBT

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นจะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลตช์ขึ้นใน IGBT สำหรับแรงดันตกคร่อมขาเดรนและซอร์ส ของ IGBT ขณะนำกระแส ($V_{DS(on)}$) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{DS(on)} = V_{\gamma 1} + V_{dnft} + I_D R_{channel}$$

เมื่อ $V_{\gamma 1}$ เป็นแรงดันไบแอสตรงที่ตกคร่อม รอยต่อพีเอ็น จึงมีค่าค่อนข้างคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อยเพราะมีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กซ์โปเนนเชียลกับกระแส ทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7 - 1 โวลต์

V_{dnft} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งความต้านทานนี้ มีค่าค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้วจะมีค่าน้อยกว่าเพราะผลของการมอดูเลตสภาพนำที่เกิดขึ้นใน IGBT

$R_{channel}$ เป็นค่าความต้านทานในย่าน 1 - 1,000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างคงที่

$I_D R_{channel}$ เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

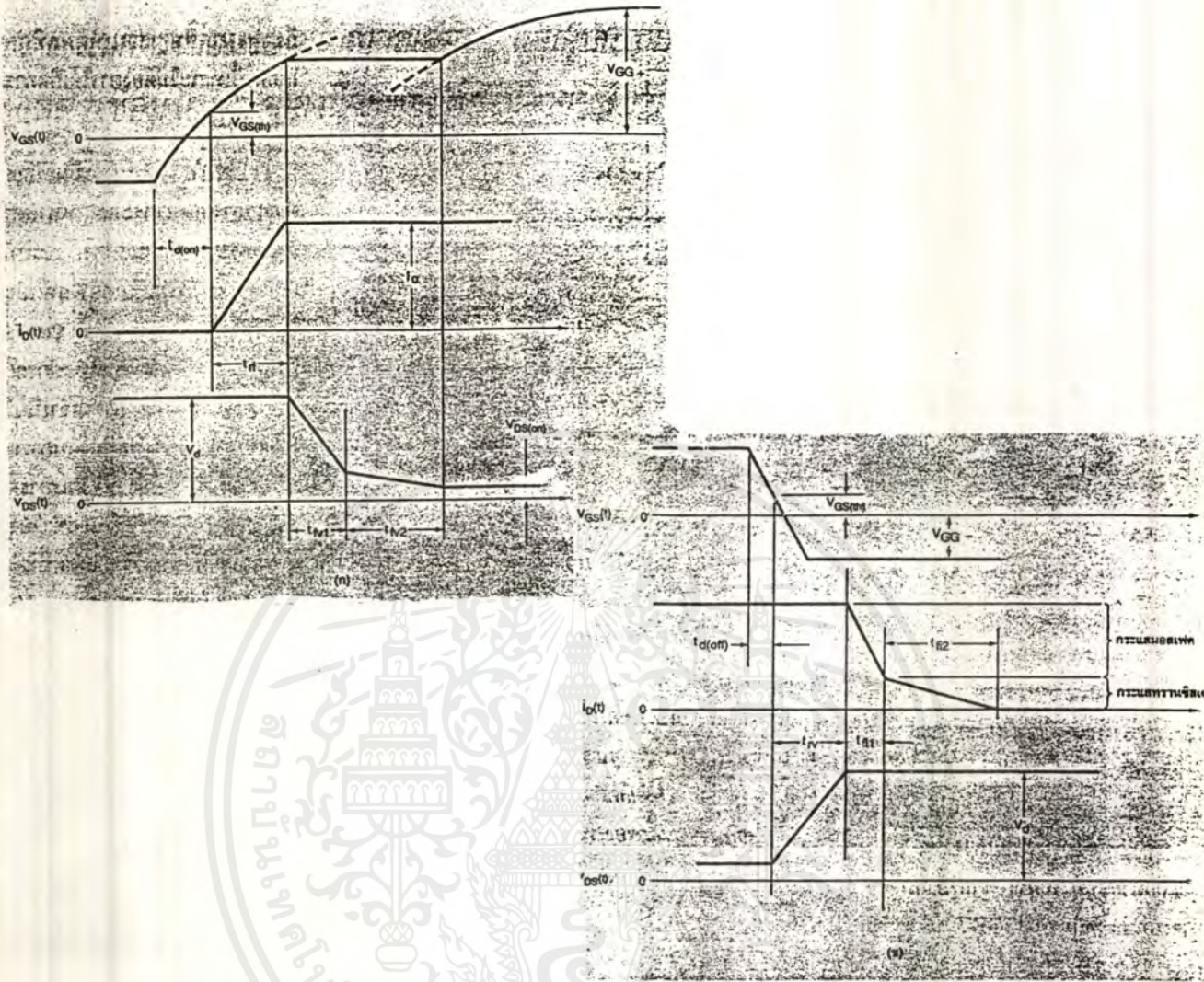
ดังนั้นจึงพอจะสรุปได้ว่า $V_{DS(on)}$ จะมีค่าสูงมากขึ้นตามค่ากระแสเดรนที่สูงขึ้น โดยทั่วไป

IGBT จะสามารถทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดถึง 150 องศาเซลเซียส และผลของการ

เปลี่ยนอุณหภูมิจากค่าอุณหภูมิห้องไปถึงค่าสูงสุดนี้ จะส่งผลให้เกิด การเปลี่ยนแปลงค่า $V_{DS(on)}$ เพียงเล็กน้อยเท่านั้น เพราะ IGBT มีค่า $V_{DS(on)}$ เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก (หมายถึงอุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันตกคร่อมก็จะสูงขึ้นตาม) กับแรงตกคร่อมความต้านทานบริเวณรอยเลื่อนที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิต่ำเป็นลบ

ลักษณะการสวิตช์

ลักษณะของสัญญาณกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่เกิดการนำกระแสและหยุดนำกระแส แสดงไว้ในรูปที่ 3.13 โดยช่วงเวลาในการนำกระแสของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 3.13 (ก) ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับการนำกระแสของมอสเฟต คือ จะมีเวลาก่อนการนำกระแส ($t_{d(on)}$) นับตั้งแต่เวลาที่แรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส อยู่ในช่วง V_{GG-} จนถึง $V_{GS(th)}$ ความจริงแล้วการป้อนแรงดันนี้ จะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดจากค่า V_{GG-} เป็น V_{GG+} แต่กลับมีลักษณะเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียล



รูปที่ 3.13 (ก) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะนำกระแส

(ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส

เหตุที่เป็นเช่นนั้นเนื่องจากผลการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับซอร์สและเกตกับเดรนภายใน IGBT แรงดันที่ขาเดรนจะยังคงที่อยู่ในช่วงเวลาที่ขาขึ้น (t_u) หรือในช่วงเวลาที่กระแสเดรนยังไม่ถึงค่ากระแสทำงาน (I_c) หลังจากนั้นกระแสเดรนก็จะคงที่ แต่แรงดันจะตกลง

คู่ค่า $V_{DS(on)}$ โดยแบ่งช่วงเวลาลงเป็นสองช่วง คือช่วง t_{fv1} เป็นช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานสูง ($R_{channel}$) ส่วน t_{fv2} ช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานต่ำ ($R_{channel}$)

ในรูปที่ 3.13 (ข) จะเป็นรูปแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่ IGBT หยุดนำกระแส จะเห็นว่ากระแสเดรนจะยังคงที่อยู่ตลอดเวลาที่แรงดันขาเดรนเพิ่มขึ้น และมีช่วง

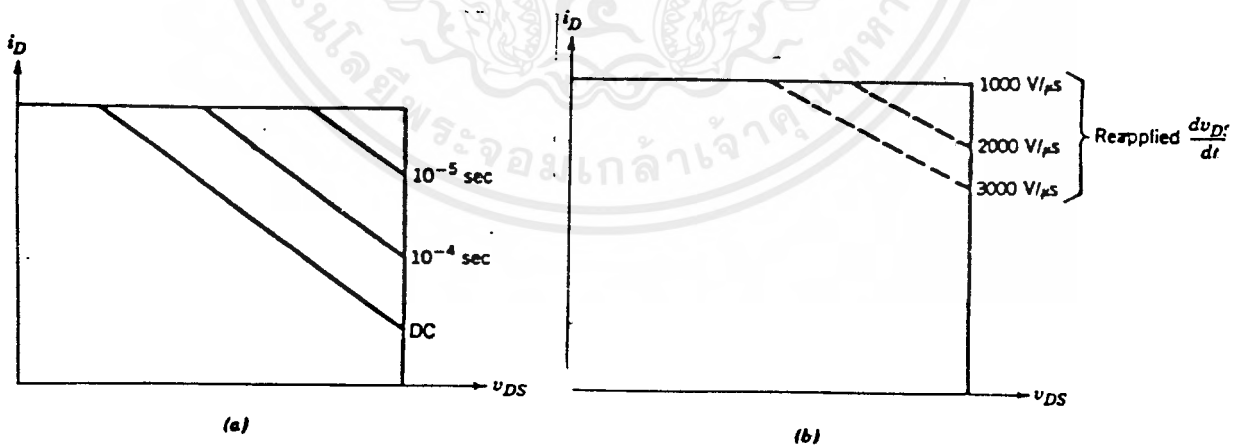
เวลาลงของกระแสทรานซิสเตอร์ที่แตกต่างชัดเจนสองช่วง โดยช่วงแรก t_{fv1} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของมอสเฟตภายใน IGBT และช่วง t_{fv2} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์ที่เอ็นพี ซึ่งจะช้ากว่า

มอสเฟต ทำให้ช่วงเวลานี้ยาวนานกว่าช่วงแรกและมีการสูญเสียกำลังงานมากในช่วงนี้

พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

IGBT มีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่ที่การทำงานปลอดภัยในขณะไบแอสตรง (forward bias safe operating area :FBSOA) ที่กว้างมาก

เปรียบได้กับเกือบเป็นสี่เหลี่ยมสำหรับเวลาในการสวิตช์ที่สั้น ๆ แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้น ซึ่งถ้าเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว IGBT จะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน



รูปที่ 3.14 (ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสถานะไบแอสตรง

(ข) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสถานะไบแอสกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสแล้ว จุดการทำงานของ IGBT จะต้องมีขนาดแรงดันและกระแสที่ขาเดรนอยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสตรงเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 3.14 (ก) หากไม่เช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นที่ IGBT จากรูปพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของ IGBT นี้ จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสเดรน, อัตราทานแรงดันไหลตรง และอุณหภูมิรอยต่อของ IGBT ตามลำดับ

สำหรับพื้นที่การทำงานปลอดภัยในช่วงไบแอสกลับ (reverse bias safe operating area : RBSOA) จะแตกต่างจากในช่วงไบแอสตรง โดยในรูปนี้จะแสดงค่าจำกัดของค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเดรนต่อเวลา (dv_{ds} / dt) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างหยุดนำกระแส แทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิรอยต่อ และ จะมีพื้นที่แคบลงถ้า dv_{ds} / dt มีค่าสูงมากขึ้น ส่วนเหตุผลที่ถูกจำกัดโดยค่านี้เพราะไม่ต้องการให้เกิดการแลตซ์ขึ้นที่ IGBT

ค่า dv_{ds} / dt นี้จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแส หมายความว่าถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วจะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสน้อย แต่ก็ยังถือว่าโชคดีที่ขีดจำกัด dv_{ds} / dt ของ IGBT มีค่าสูงมาก เมื่อเทียบกับอุปกรณ์ไทรสเตอร์ตัวอื่น ๆ ดังนั้นความจำเป็นในการใช้วงจรสแน็บเบอร์เพื่อป้องกันการแลตซ์ก็ไม่มีมีความจำเป็นต้องใช้ และการควบคุมค่า dv_{ds} / dt ที่เกิดขึ้นยังทำได้ง่ายขึ้นด้วยการออกแบบวงจรขับเคลื่อนที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาเกตและค่า V_{GS} ที่เหมาะสม

3.5 ส่วนประกอบของอินเวอร์เตอร์

เมื่อเราได้ศึกษาทฤษฎีพื้นฐานของเทคโนโลยี IGBT แล้ว ต่อไปเราจะมาวิเคราะห์ บล็อก ไดอะแกรม จากบล็อก ไดอะแกรมสามารถสรุปได้ง่าย ๆ คือ วงจรทั้งหมดแยกได้เป็น 7 ส่วนคือ

1. วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มความถี่ 50 Hz และ 2 kHz
2. วงจรควบคุม
3. วงจรรักษาแรงดัน
4. วงจรกำลัง
5. แบตเตอรี่
6. หม้อแปลง
7. LC ฟิลเตอร์

โดยแต่ละส่วนสามารถอธิบายโดยละเอียดดังนี้

1. วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับบลิวเอ็ม (PWM)
- 1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50Hz

การสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็มสำหรับอินเวอร์เตอร์มีหลายวิธี เช่น การนำสัญญาณรูปซายน์ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม หรือ การใช้ไมโครคอมพิวเตอร์กำเนิดสัญญาณพีคดับบลิวเอ็ม นอกจากนั้นก็อาจจะใช้ไอซีสำเร็จรูปสร้างสัญญาณพีคดับบลิวเอ็ม ซึ่งไอซีที่ใช้ นั้นมีมากมายหลายเบอร์ให้เลือกใช้ ซึ่งลักษณะข้อแตกต่างของไอซีในแต่ละเบอร์นั้นขึ้นอยู่กับการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมกระแส สำหรับในโครงการนี้จะใช้ไอซีเบอร์ TL494 เป็นตัวสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 50 Hz ซึ่งใช้เป็นสัญญาณมูลฐาน โดยการทำงานของ TL494 จะเป็นดังนี้

วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาท์พุท มาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาท์พุทเป็นหลัก วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุท และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่ส่งต่อไปยังวงจรพีคดับบลิวเอ็ม ที่วงจรพีคดับบลิวเอ็มค่าที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยอีกครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนึ่งเอาท์พุทที่ได้จากวงจรพีคดับลิวเอ็มจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีความยาวคาบที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปคลื่นฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามาผลมอดูเลชันของค่าแรงดันจากวงจรขยายความแตกต่าง E/A และของวงจรพีคดับลิวเอ็ม ค่าความกว้างของพัลส์นี้เอง ที่เป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟทในอินเวอร์เตอร์

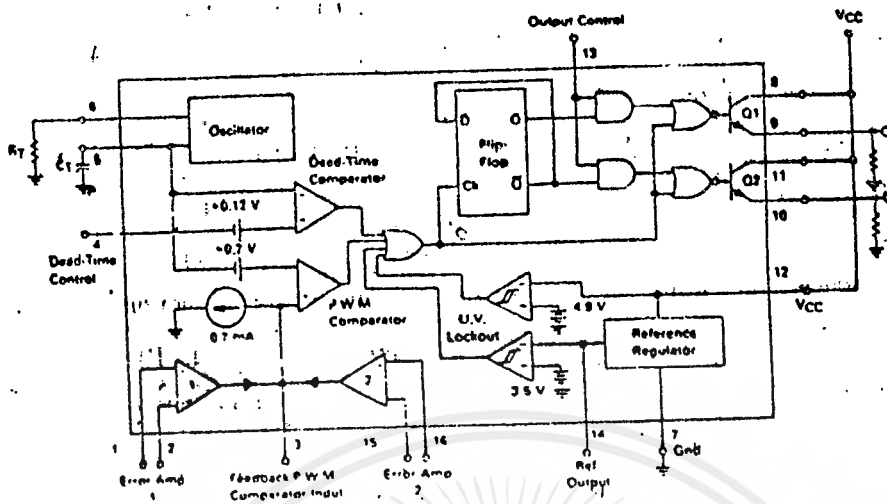
เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตึงผลต่างของค่าแรงดันเอาท์พุทจึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาท์พุท มีค่ามากขึ้นของวงจรแรงดันเอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์เอาท์พุทของวงจรพีคดับลิวเอ็มก็จะมีค่าลดลงด้วยและช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟทก็จะมีค่าลดลง แต่ถ้าแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลงแล้วแรงดันเอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจรพีคดับลิวเอ็มจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์ หรือ มอสเฟทก็จะมีค่าเพิ่ม ทำให้อินเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทไว้ได้

ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมอินเวอร์เตอร์ในโหมคควบคุมจากแรงดันได้แก่เบอร์ MC 34060 , MC 34166 และ TL 494 เป็นต้น

สำหรับในการสร้างอินเวอร์เตอร์ในโครงการนี้จะใช้ไอซี เบอร์ TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณ พีคดับลิวเอ็มโดยใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณมูลฐานซึ่งมีความถี่ 50 Hz เนื่องจากเป็นไอซีที่ง่ายต่อการใช้งาน อีกทั้งมีการป้อนกลับจากเอาท์พุทด้วยจึงทำให้อินเวอร์เตอร์ที่ได้นั้นมีเสถียรภาพสูง

ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับ โหมคควบคุมจากแรงดัน

ไอซี เบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมา เพื่อใช้การควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์โดยทำงานด้วยโหมคควบคุมแรงดัน โดยโครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 ดังแสดงในรูปที่ 3.15 การทำงานของไอซีเป็นดังนี้



รูปที่ 3.15 แสดงโครงสร้างภายในของ TL 494

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรถง TL 494 เป็นวงจรถับปลิวเอ็มที่มีค่าความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของพัลส์เอท์พุทจะถูกกำหนดโดยค่า R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซีค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จากสมการดังนี้

$$T = \frac{RTCT}{1.1}$$

1.1

การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์

ความกว้างเอท์พุทพัลส์ของไอซีจะ ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้ขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ ควบคุมทรานซิสเตอร์ที่ขาเอท์พุท Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา Ck ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ "Low" เท่านั้น ซึ่ง Ck จะเป็น "Low" ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงบดดันป้อนกลับจาก เอท์พุทของอินเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างของพัลส์เอท์พุทของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์เอท์พุทของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างพัลส์เอาต์พุทของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุด หรือ มีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้ง 2 จะมีช่วงอินพุทคอมมอนโหมค ตั้งแต่ -0.3 ถึง ($V_{cc} - 2$) โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัว จะให้เอาต์พุทในลักษณะให้สถานะ “High” โดยต่ออยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-inverting ของ PWM Comparator การต่อในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุทค่าสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของพัลส์เอาต์พุทของไอซี

การกำหนดค่าเวลาเมื่อ , T_D

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้งานกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซีอย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อเหลือต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 % ของค่าคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{Dmax} สูงสุดของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 % ของค่าคาบเวลาที่ขา 13 (Output control) เข้ากับขา 15 (+5 Vref) และมีค่าเท่ากับ 96 % ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่ เอาต์พุทของไอซี

เอาต์พุท Q1 และ Q2 ของไอซีจะทำงานได้ 2 โหมค คือ ทำงานพร้อม หรือสลับการทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ CT ดิสชาร์จเอาต์พุทของ Dead-time Comparator จะให้พัลส์ออกมา Ck จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 14 (+5 Vref) Q1 และ Q2 จะสลับการทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับอินเวอร์เตอร์แบบ Push-Pull ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของ IC แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาบ Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของ (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 %)

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงช่วง 7 ถึง 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง 1.5 % ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 °C

จากรูปที่ 3.15. ซึ่งแสดงโครงสร้างภายในและการจัดขามีรายละเอียดของขา ดังนี้

ขา 1. เป็นขาชนิด Input ซึ่งเป็นแบบ Non-inverting ของ Error Amp ตัวที่ 1

ขา 2. เป็นขาชนิด Input ซึ่งเป็นแบบ Inverting ของ Error Amp ตัวที่ 1

ขา 3. เป็นขาชนิด Input ใช้เป็นขา Feedback PWM Comparator

ขา 4. เป็นขาที่ใช้ควบคุม Dead Time

ขา 5. เป็นขาที่ใช้ต่อกับ C ภายนอกซึ่งเป็นตัวกำเนิดความถี่

ขา 6. เป็นขาที่ใช้ต่อกับ R ภายนอกซึ่งเป็นตัวควบคุมความถี่

ขา 7. เป็นขาคือ Ground ของตัว IC ขา 8, 9, 10, 11. เป็นขาชนิด Output

ที่ต่อใช้งาน

ขา 12. เป็นขาคือไฟเลี้ยง IC ขนาด 7-40 โวลต์

ขา 13. เป็นขา Output Control

ขา 14. เป็น Output V_{ref}

ขา 15. เป็นขา Inverting Input ของ Error Amp ตัวที่ 2

ขา 16. เป็นขา Non-inverting Input ของ Error Amp ตัวที่ 2

วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ เป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่น่าสนใจมาก อย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสก็ยังต้องใช้เทคนิคพีดับบลิวเอ็ม (Pulse-width Modulation) เช่นกัน โดยการใช้การตรวจจับแรงดันที่อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งนั้นโดยตรง ไม่ใช่การตรวจจับแรงดันที่เอาต์พุตเหมือนกับวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน โดยถ้าแรงดันที่อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งนั้นเพิ่มขึ้นก็จะทำให้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มแคบลง และช่วงเวลาน่ากระแสของอุปกรณ์ สวิตซ์ซึ่งนั้นก็ลดลง แต่ถ้าแรงดันที่อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งนั้นลดลงก็จะทำให้สัญญาณพีดับบลิวเอ็มกว้างขึ้น และช่วงเวลาน่ากระแสของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งนั้นก็เพิ่มขึ้น จึงทำให้อินเวอร์เตอร์นั้นคงค่าของแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้เร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนต์ และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาท์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลลคเกินได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิ ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของ Push-Pull อินเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น

หมายเหตุ อินเวอร์เตอร์ในโครงการนี้ จะไม่สามารถใช้การควบคุมจากโหมคควบคุมจากกระแสได้ เพราะกระแสที่ผ่านอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งนั้นมีค่าสูงและใช้ตัวอุปกรณ์นั้นหลายตัวด้วยกัน

วงจรสร้างสัญญาณความถี่ 50Hz

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเราเลือกใช้ไอซี TL494 เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50Hz ในการต่อวงจรนั้นเราทราบแล้วว่าจากสูตร

$$T = R_t * C_t$$

$$1.1$$

$$\text{และ } f = 1/T$$

$$\text{ดังนั้น } f = 50$$

$$T = 1/50$$

$$= 20 \text{ msec}$$

$$\text{แทนค่าในสมการ } 20 \text{ msec} = R_t * C_t$$

$$1.1$$

$$R_t * C_t = 0.022$$

ในความเป็นจริงค่าของตัวเก็บประจุไม่ได้มีทุกค่าตามที่ต้องการดังนั้นเราจึงกำหนดค่าตัวเก็บประจุให้ตรงกับขนาดที่สามารถหาซื้อได้

$$\text{กำหนดค่า } C_t = 1 \text{ uF}$$

$$\text{ดังนั้นจะได้ } R_t = 0.022/1 \text{ uF}$$

$$R_t = 22 \text{ kilo-ohm}$$

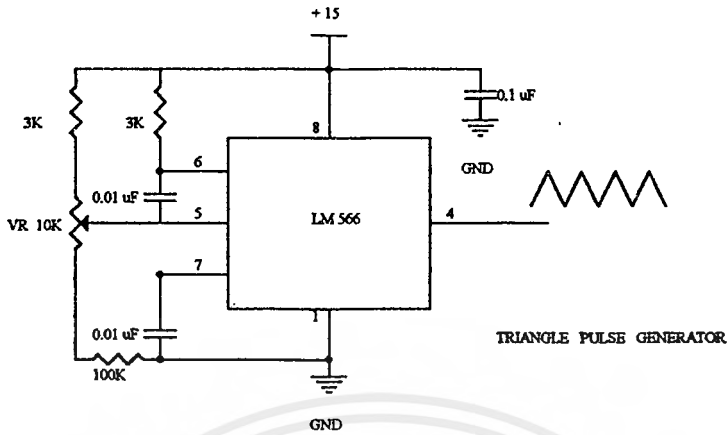
-หลักการทํางาน-

ไอซี TL494 เป็นวงจรพีดับบลิวเอ็มที่มีความถี่คงที่ ซึ่งมีคาบเวลาการทำงานของพัลส์เอาต์พุตที่กำหนดโดยค่าของ R_t และ C_t จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซีตามลำดับนั้นก็คือ ต่อตัวเก็บประจุขนาด 1 uF ที่ขา 5 และต่อตัวต้านทาน 22 k ที่ขา 6 แต่ในทางปฏิบัติอาจต่อโดยใช้ตัวต้านทานขนาด 20 k ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด 10 k แล้วปรับค่าให้ได้ความถี่ตามต้องการ เพราะการที่เราใช้ตัวต้านทานขนาดคงที่เลยอาจทำให้มีความถี่ผิดพลาดเนื่องจากเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของตัวมันเอง

ที่ขา 1, 2, 15 และ 16 จะต่อลงกราวด์เพราะไม่ใช้ส่วนวงจรป้อนกลับของไอซี ส่วนที่ขา 13 กับขา 14 จะต่อถึงกันซึ่งจะทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากขา 9 และขา 10 จะมีเฟสต่างกัน 180° สำหรับการปรับค่าคาบเวลาในการทำงานซึ่งจะต่อตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 14 ของไอซี (REFERENCE OUTPUT) เพื่อให้สามารถปรับแรงดันอ้างอิงที่ได้จากขา 14 ตามต้องการแล้วจึงต่อเข้ากับขา 4 (DEAD TIME CONTROL) ผลจากการที่เราสามารถปรับแรงดันอ้างอิงได้ทำให้สามารถควบคุมคาบเวลาในการทำงานของพัลส์เอาต์พุตได้

ที่ขา 8, 11 และ 12 ต่อสัญญาณไฟเลี้ยงขนาด +15 โวลต์

เอาต์พุตที่ได้จากขา 9 และขา 10 จะได้เป็นสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมแรงดัน 15 โวลต์ ความถี่ 50 Hz กลับเฟสกัน และสามารถปรับคาบเวลาในการทำงานได้ และถ้าเราตรวจวัดสัญญาณที่ขา 5 ของไอซีก็จะได้สัญญาณรูปฟันเลื่อยที่มีความถี่และคาบเวลาในการทำงานเดียวกัน



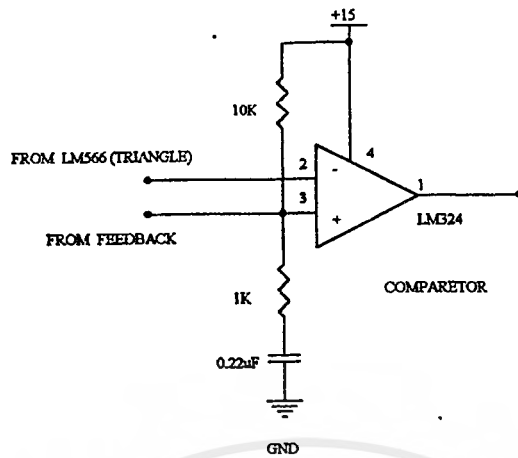
รูปที่ 3.17 วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 2 kHz

2. วงจรควบคุม

วงจรควบคุมจะประกอบด้วยวงจรรวมสัญญาณ และวงจรเปรียบเทียบ โดยวงจรเปรียบเทียบจะทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์สามเหลี่ยมกับสัญญาณที่ได้จากวงจรป้อนกลับซึ่งผลจากการเปรียบเทียบจะได้สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 2 kHz และวงจรรวมสัญญาณจะทำหน้าที่รวมสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม 50 Hz ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณ 50 Hz ซึ่งสัญญาณที่ได้นี้จะนำไปผ่านวงจรขับขานเกตเพื่อที่จะนำไปขับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง จากการทำงานร่วมกันของวงจรทั้งสองเมื่อเวลาที่แรงดันตกสัญญาณที่ได้จากวงจรป้อนกลับก็จะลดลงด้วย ผลจากการที่แรงดันตกลงเท่ากับว่าสัญญาณอ้างอิงในวงจรเปรียบเทียบตกลงเมื่อผ่านการเปรียบเทียบในวงจรแล้วจะได้สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 2kHz ที่มีเนื้อพัลส์มากกว่าเดิม ซึ่งเมื่อนำไปใช้ขับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งแล้วจะได้แรงดันที่สูงขึ้น นั่นก็คือเราสามารถรักษาแรงดันให้คงที่ได้ และในกรณีที่แรงดันสูงเกินก็จะให้ผลตรงกันข้ามคือ ทำให้สัญญาณจากวงจรป้อนกลับก็จะมีขนาดสูงขึ้นและเมื่อผ่านขั้นตอนต่าง ๆ แล้วก็จะ ได้สัญญาณที่เนื้อพัลส์น้อยลงนั่นก็คือแรงดันจะลดลงนั่นก็คือมีการรักษาแรงดันให้คงที่

2.1. วงจรเปรียบเทียบ

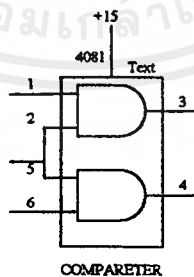
วงจรเปรียบเทียบในโครงงานนี้จะใช้ไอซีเบอร์ LM324 ต่อวงจรดังรูป ที่ขา 3 ของไอซีจะรับสัญญาณอ้างอิงจากวงจรป้อนกลับและที่ขา 2 จะรับสัญญาณพาหะจากวงจรกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยมความถี่ 2 kHz ซึ่งจะได้เอาท์พุทที่ขา 1



รูปที่ 3.18 วงจรเปรียบเทียบ

2.2. วงจรรวมสัญญาณ

วงจรรวมสัญญาณเป็นวงจรที่ทำหน้าที่รวมสัญญาณเพื่ดับบลิเว็ความถี่ 50 Hz กับสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบวงจรรวมสัญญาณนี้จะใช้ไอซีเบอร์ 4081 ซึ่งเป็นไอซีชนิด CMOS ซึ่งภายในประกอบด้วยแอนด์เกต 4 ตัวโดยจะเลือกใช้เพียง 2 ตัว โดยจะรับสัญญาณเอาท์พุทจากวงจรกำเนิดสัญญาณ 50 Hz เข้าที่ขา 1 และสัญญาณ 50 Hz ที่กลับเฟสกันเข้าที่ขา 6 ส่วนที่ขา 2 และขา 5 จะรับสัญญาณที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบ ซึ่งจะได้สัญญาณเพื่ดับบลิเว็ที่กลับเฟสกันที่ขา 3 และขา 4 แสดงการต่อวงจรดังรูป



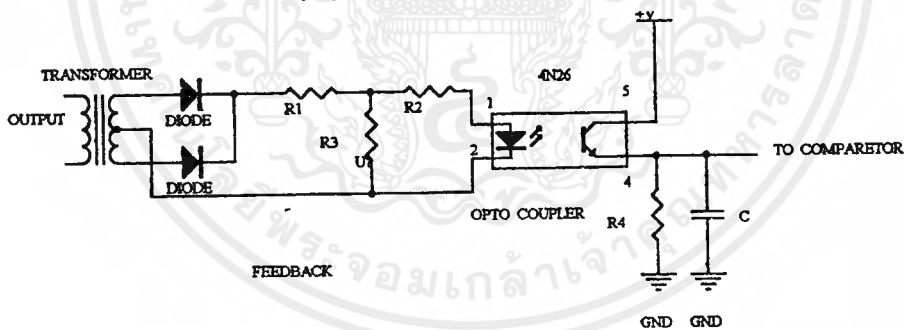
รูปที่ 3.19 วงจรรวมสัญญาณ

3. วงจรรักษาแรงดัน

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่สำคัญ 2 อย่างด้วยกัน

1. เป็นส่วนที่ทำหน้าที่เป็นวงจรป้อนกลับ คือ จะรับสัญญาณจากแรงดันเอาต์พุทแล้วส่งกลับมาที่วงจรเปรียบเทียบกับเพื่อทำหน้าที่รักษาแรงดันให้คงที่
2. เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แยกกราวด์ของส่วนวงจรควบคุมต่าง ๆ กับวงจรกำลังออกจากกันหรือกล่าวได้ว่าเป็นการแยกกราวด์ของส่วนไฟกระแสตรงกับส่วนไฟกระแสสลับ เพื่อป้องกันหากเกิดความผิดปกติที่วงจรส่วนใดส่วนหนึ่งจะได้เป็นการป้องกันอีกส่วนหนึ่งไม่ให้เสียหายตามไปด้วย

ในโครงงานนี้จะใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์ (OPTO COUPLER) เป็นอุปกรณ์ดังกล่าว คือ จะรับสัญญาณจากเอาต์พุทที่ผ่านหม้อแปลงแปลงไฟลงและแปลงให้เป็นกระแสตรงแล้ว โดยจะมีหลักการทำงานคือ ถ้าแรงดันเอาต์พุทลดลงแล้วเท่ากับว่าแรงดันที่ขา 1 ของออปโตคัปก็ลดลงด้วย ซึ่งจะมีผลให้ไดโอดเปล่งแสงนั้นเปล่งแสงน้อยลง แรงดันที่ออกมาที่ขา 4 ก็จะลดลงตามซึ่งแรงดันนี้ก็จะไปผ่านวงจรควบคุมเพื่อทำการรักษาแรงดันให้คงที่ต่อไป

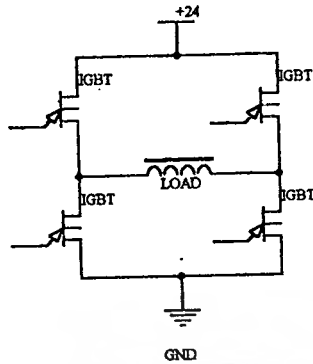


รูปที่ 3.20 วงจรป้อนกลับ

4. วงจรกำลัง

จะประกอบไปด้วย วงจรขับเคลื่อน , วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มลูกคลื่น (Full Bridge Inverter) , วงจรกรองสัญญาณ (Filter) และ หม้อแปลง (Transformer) โดยมีหลักการทำงานดังนี้

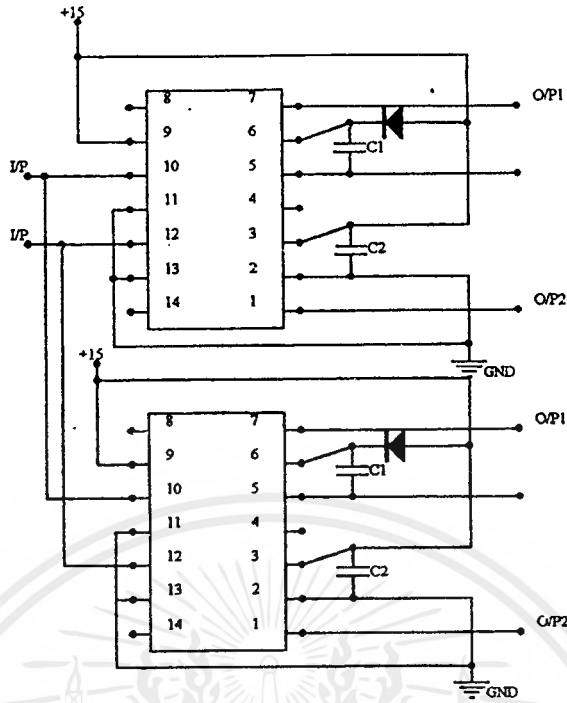
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 วงจรกำลัง

4.1. วงจรขับเกท

วงจรมีหน้าที่ขับขาเกทของ IGBT ในวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มลูกคลื่น โดยที่สามารถสวิตช์ตามที่เรากำลังได้ ในโครงงานนี้จะใช้ไอซีเบอร์ IR 2113 เป็นตัวขับเกท จึงทำให้เราสามารถประหยัดอุปกรณ์ไปได้หลายชิ้น และมีความแน่นอนขึ้นจากการใช้ IR 2113 คือให้แรงดันเอาต์พุตที่เหมาะสมกับการนำไปขับ IGBT โดย IR 2113 นี้จะมีอินพุตอยู่ 2 ส่วน และมีเอาต์พุต 2 ส่วนด้วยเช่นกัน ซึ่งไอซีจะรับสัญญาณจากวงจรรวมสัญญาณซึ่งจะมีอินพุตเป็น 2 สัญญาณที่กลับเฟสกันอยู่โดยจะนำสัญญาณนี้เข้าที่ขา 10 และขา 12 ของไอซี และจะได้เอาต์พุต 2 สัญญาณที่สามารถนำไปขับอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งได้ ที่ขา 7 และขา 1 โดยที่ไอซีเพียงตัวเดียวจะสามารถขับอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งดังกล่าวหรือ IGBT ได้ 2 ตัว ซึ่งลักษณะการต่อ IR 2113 เป็นดังนี้



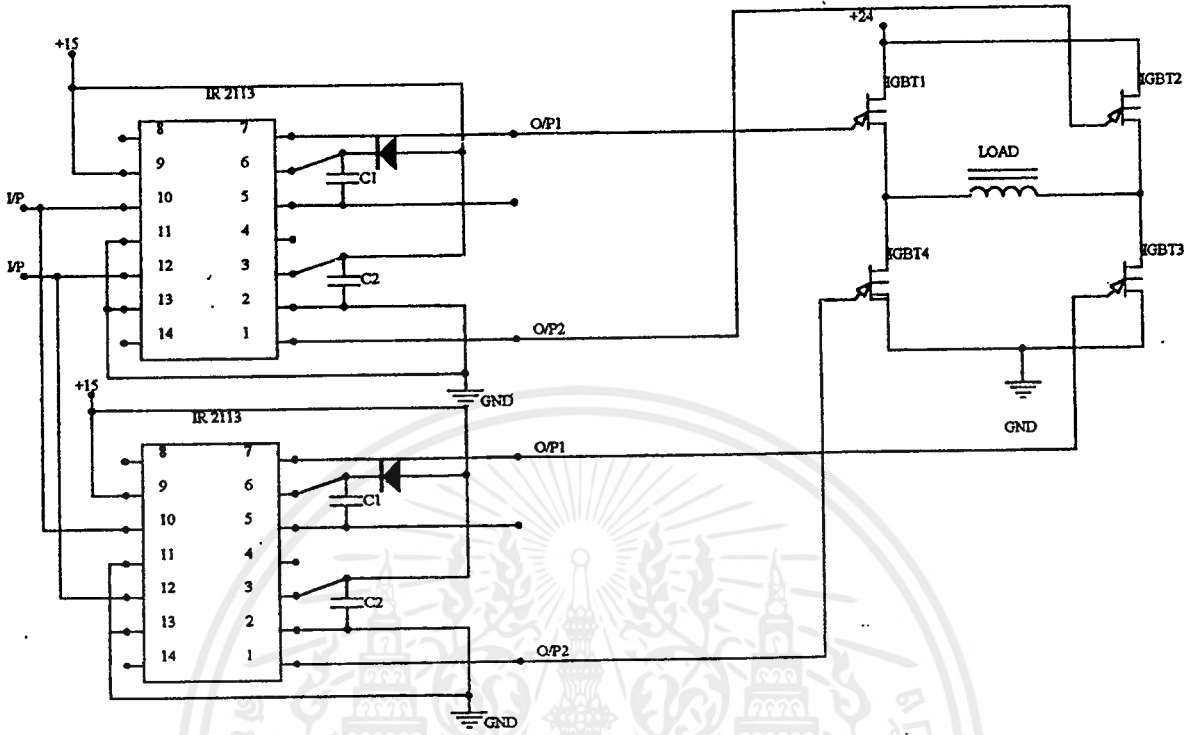
รูปที่ 3.22 การต่อ IR 2113

จะเห็นได้ว่าอินพุทของ IR2113 คือ ขา 10 และขา 12 โดยมีขา 11 เป็นกราวด์ ส่วนเอาต์พุทแรก คือที่ขา 1 โดยมีขา 2 เป็นกราวด์ และเอาต์พุทที่สองคือที่ขา 7 โดยมีขา 5 เป็นกราวด์ และคุณสมบัติของ IR2113 จะให้อาต์พุททั้งสองที่ได้มีเวลาสิ้นสุดเพื่อใช้ในกรณีที่ต้องการให้อุปกรณ์ที่ถูกขับทำงานสลับกัน

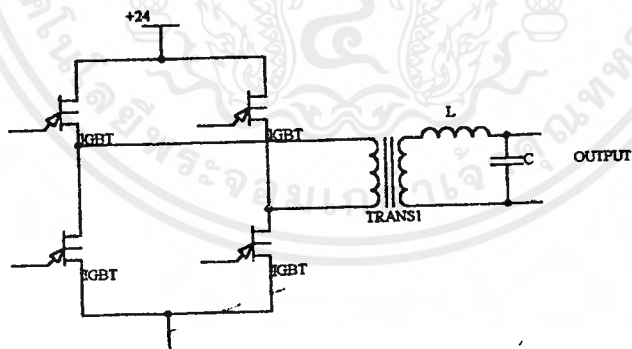
4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มลูกคลื่น

วงจรนี้ประกอบด้วย IGBT ทั้งหมด 4 ตัว ดังรูป การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเต็มลูกคลื่นนั้น IGBT ตัวที่ 1,3 และ 2,4 ทำงานพร้อมกันคนละครึ่งไซเคิล

เมื่อรวมวงจรขับเคลื่อน, วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มลูกคลื่น, หม้อแปลง, วงจรกรองสัญญาณ เราจะได้วงจรกำลัง ดังรูป



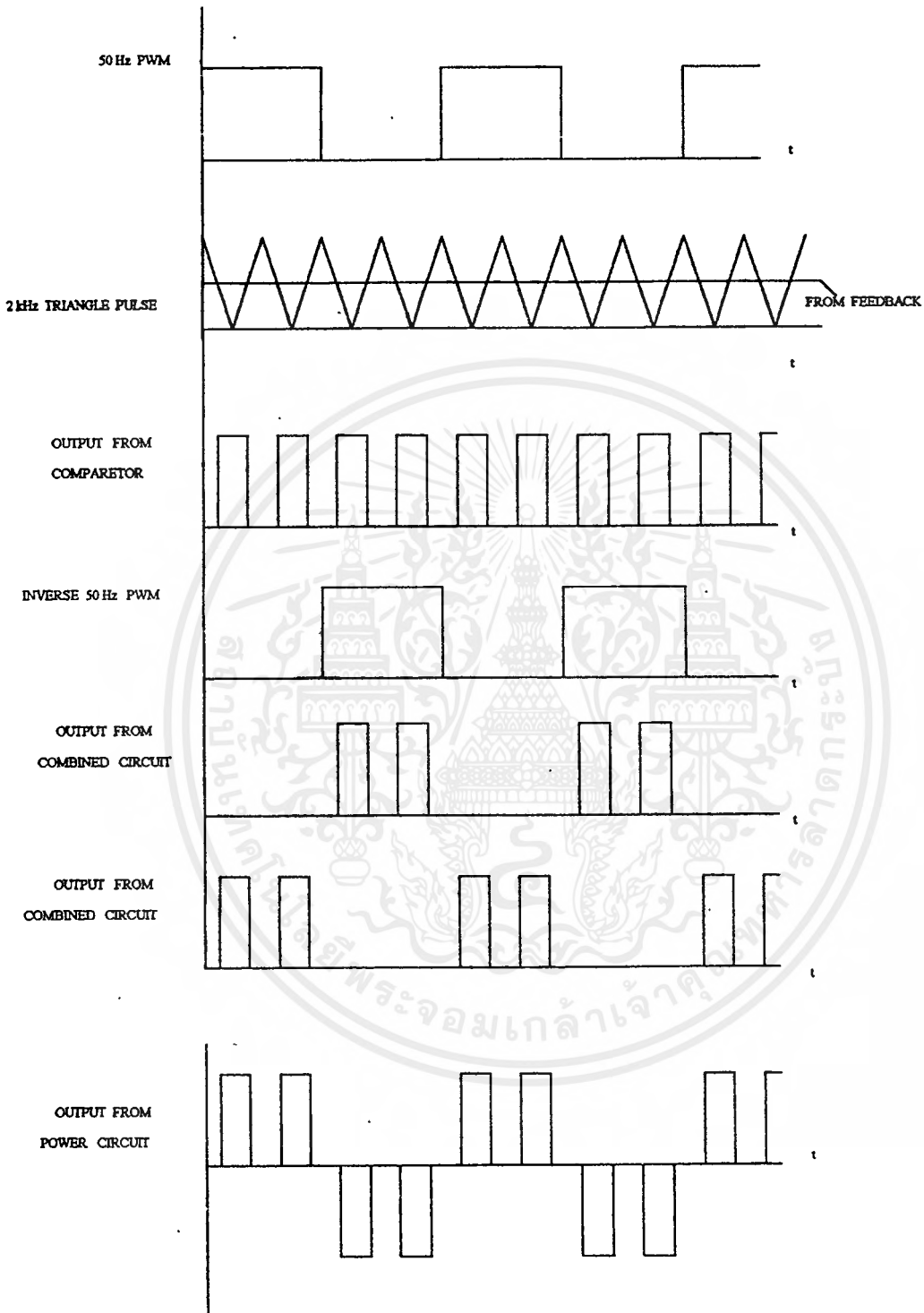
(ก)



(ข)

รูปที่ 3.23 (ก) แสดงการต่อวงจรขับเคลื่อน วงจรกำลัง (วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มลูกคลื่น)
 (ข) แสดงวงจรกำลัง โหลดหม้อแปลง วงจรกรองสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.24 แสดงผลการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณ 50 Hz กำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยม 2 kHz
วงจรรักษาแรงดัน และวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจรกรองสัญญาณ (Filter)

ในการพิจารณา หาค่า ตัวเก็บประจุ (C) , ตัวเหนี่ยวนำ (L) จะต้องเลือกให้เหมาะสม เพื่อที่จะไม่ให้แรงดันที่ออกจากวงจรกรองสัญญาณ มีค่าไม่สูงจนเกินไป ซึ่งถ้าหากใช้ค่าไม่เหมาะสมแล้วจะทำให้เกิดการโอเวอร์ชูท (Overshoot) หรือแรงดันค่าสูง อาจทำให้เกิดความเสียหายได้ และจะทำให้เกิดปัญหาในส่วนของวงจรควบคุมแรงดันอีกด้วย

ในวงจรกรองสัญญาณ จะรับแรงดันที่มาจากหม้อแปลง มีลักษณะคล้ายสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจากนั้นจะผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L) และผ่านตัวเก็บประจุ (C) ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่เท่ากับสัญญาณสี่เหลี่ยมมูลฐาน คือ 50 Hz สัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้มาจาก IGBT มีความถี่ 50 Hz จะถูกกรองโดยอาศัยหลักการของวงจรกรองที่ผ่านได้เฉพาะความถี่ที่กำหนดให้มีการคัทออฟที่ความถี่ 50 Hz-สัญญาณที่มีความถี่มากกว่า 50 Hz ไม่สามารถผ่านไปได้ แต่สัญญาณสี่เหลี่ยม ที่มีความถี่ต่ำกว่า 50 Hz สามารถผ่านไปได้ ดังนั้นเราจึงต้องเลือก C , L ที่สอดคล้องกับความถี่คัทออฟซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้

5. แบตเตอรี่ (BATTERY) และแบตเตอรี่ชาร์จเจอร์ (BATTERY CHARGER)

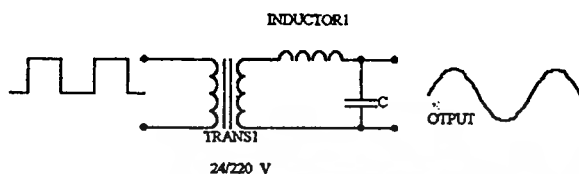
เป็นส่วนที่ทำหน้าที่เก็บพลังงานสำรองเพื่อใช้จ่ายพลังงานให้อินเวอร์เตอร์เมื่อเกิดภาวะผิดปกติขึ้นในวงจร โดยจะกล่าวละเอียดอีกครั้งในบทของแบตเตอรี่ชาร์จเจอร์

6. หม้อแปลง

สำหรับหม้อแปลงที่ใช้ในโครงการนี้ เพื่อแปลงสัญญาณสี่เหลี่ยมขนาด 24 โวลต์ เป็นสัญญาณที่มีขนาด 250 โวลต์ และเมื่อผ่านวงจรกรองสัญญาณแล้วจะได้สัญญาณไซน์ที่มีขนาด 220 Vrms ซึ่งจะนำสัญญาณนี้ไปใช้งานในการทดลองได้นำหม้อแปลงแกนเหล็ก EI ขนาดเล็ก มาทดสอบโดยป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมปรากฏว่าสัญญาณที่ได้ออกมา เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมเช่นเดียวกัน แต่มีขนาดแรงดันที่สูงขึ้น สัญญาณที่ออกมาก็มิได้ผิดเพี้ยนไปมาก จึงตัดสินใจใช้หม้อแปลงแกนเหล็ก เพื่อเพิ่มแรงดันสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากการขับ IGBT

การที่ไม่เลือกใช้แกนชนิดอื่นก็เนื่องจากไม่สามารถหาแกนเฟอร์ไรต์ได้ และการที่ไม่แกนเทอร์รอยด์ ก็เนื่องมาจากแกนเทอร์รอยด์ จะตอบสนองได้ดีที่ความถี่สูงๆ ในโครงการนี้ใช้ความถี่เพียง 50

Hz เท่านั้น จึงตอบสนองได้ไม่ดี อีกทั้งสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เราใช้นั้นมีส่วนของแรงดันไฟตรง ซึ่งทำให้มีผลในการตอบสนอง



รูปที่ 3.25 แสดงการแปลงแรงดัน

พิกัดต่างๆของหม้อแปลง

1. VA ของหม้อแปลง

อินเวอร์เตอร์ใบโครงการนี้มีขนาด 300 VA เราจึงได้มีการออกแบบเพื่อ 1.25 เท่านั้นคือจะใช้หม้อแปลงขนาด 375 VA

2. พิกัดทางคั้นแรงคั้นและกระแสทางด้านปฐมภูมิ

ทางด้านปฐมภูมิมิรับแรงคั้นรูปสี่เหลี่ยมมาจากการขับ IGBT ซึ่งมีขนาดแรงคั้น 24 โวลต์ ดังนั้นกระแสทางด้านปฐมภูมิจะมีค่า

$$VA = V \times I$$

$$I = \frac{VA}{V}$$

$$= \frac{375}{24}$$

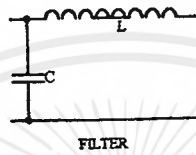
$$= 15.625 \text{ A}$$

3. ขนาดแรงคั้น

เนื่องจากการป้อนสัญญาณผ่านวงจรกรองสัญญาณนั้น จะมีการสูญเสีย ทำให้แรงคั้นที่ได้ทางด้านเอาต์พุตมีค่าลดลงเมื่อมีการต่อภาระ ดังนั้นหม้อแปลงที่ใช้จึงต้องออกแบบเพื่อชดเชยการสูญเสียที่จะเกิดขึ้นคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

7. วงจรตัวกรอง

วงจรตัวกรองนี้เป็นส่วนที่ทำหน้าที่กรองสัญญาณความถี่ในช่วงที่ไม่ต้องการออก ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ 50 Hz ในส่วนรายละเอียดต่าง ๆ ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ 4.3



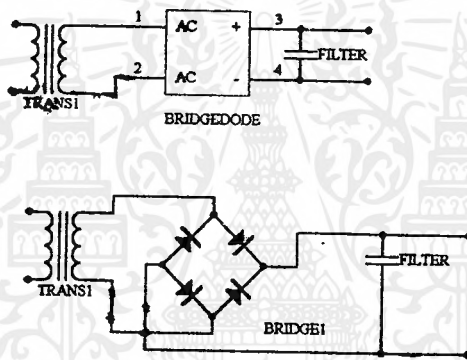
รูปที่ 3.26 วงจรตัวกรอง

บทที่ 4

วงจรด้านอินพุท (เรกติฟายเออร์)

เนื่องจากอุปกรณ์สวิตชิงในแหล่งจ่ายไฟสำรอง อินเวอร์เตอร์ รวมทั้งระบบเครื่องชาร์จ แบตเตอรี่และแบตเตอรี่เองนั้นเป็นระบบแรงดันไฟตรง 24 โวลต์ ดังนั้นจึงต้องมีการปรับเปลี่ยนแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ให้มาเป็นแรงดันไฟตรงขนาด 24 โวลต์ เพื่อส่งต่อไปให้อุปกรณ์ต่างๆ โดยผ่านวงจรส่วนอินพุทซึ่งประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน ดังนี้คือ

1. เรกติฟายเออร์ (RECTIFIER)
2. ฟิวส์ (FUSE)



รูปที่ 4.1 วงจรส่วนอินพุทประเภทต่างๆ

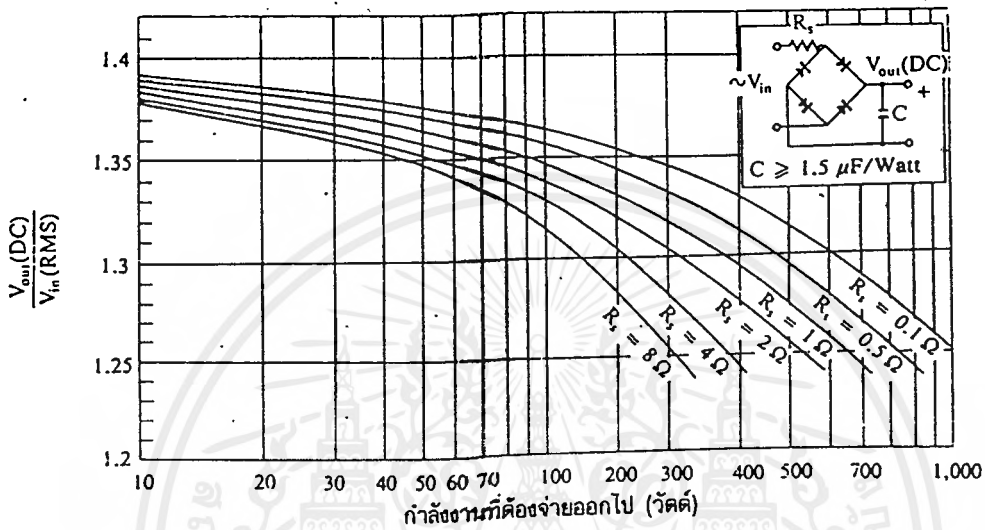
1. เรกติฟายเออร์

เรกติฟายเออร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรในส่วนอินพุท เรกติฟายเออร์จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C และไดโอดเรกติฟายเออร์ ซึ่งทั้งสามส่วนมีหน้าที่หลักคือ การเปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้อุปกรณ์ต่างๆ ต่อไป

1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s

ตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s จะมีประโยชน์มากในวงจรเรกติฟายเออร์ R_s จะเป็นตัวจำกัดกระแสกระชากในวงจรที่เกิดขึ้น โดยเฉพาะตอนเปิดเครื่องให้ทำงานตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเหมือนมีการลัดวงจรขึ้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากในวงจรขณะเปิดเครื่องสูงขึ้น การกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s ไว้ในวงจรจะทำให้มีการไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้าๆ และสามารถลดกระแสกระชาก ตัวต้านทานจำกัด

กระแส R_s ในวงจรเรกติฟายเออร์จำเป็นต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากในวงจรเรกติฟายเออร์ที่มีตัวเก็บประจุเป็นฟิลเตอร์นั้น ค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของ R_s และ กำลังงานที่วงจรเรกติฟายเออร์จะต้องจ่ายออกไป ดังรูป



รูปที่ 4.2 แสดงค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยเอาต์พุตของวงจรเรกติฟายเออร์ ที่โหลดและตัวต้านทานจำกัดกระแสค่าต่าง ๆ

การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s จะทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของแหล่งจ่ายไฟสำรองลดลงเนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_s การกำหนดค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส R_s จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสำรองด้วย

1.2 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของบริดจ์ไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดำเนินการ ในวงจรเรกติฟายเออร์ตัวเก็บประจุ C จะทำงานในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุ

ค่ากระแสของการชาร์จประจุจะมากหรือน้อยขึ้นกับค่าของตัวเก็บประจุ C และภาวะของโหลดที่เอาต์พุตของวงจรเรกติฟายเออร์ และค่ากระแสอาร์เอ็มเอสของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ต่อค่ากระแสประสิทธิผล I_e ที่อินพุตของวงจรเรกติฟายเออร์ โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_e = \frac{P_{in}}{V_{INrms}}$$

$$V_{INrms}$$

เมื่อ I_e = ค่ากระแสประสิทธิผลที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสแอมป์

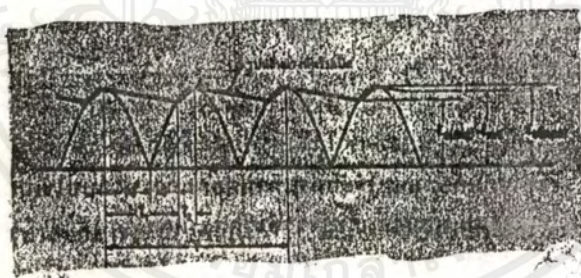
P_{in} = กำลังที่จ่ายเข้าทางด้านอินพุต เป็นวัตต์

V_{INrms} = ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสโวลท์

การหาค่าความจุของตัวเก็บประจุ

สิ่งที่เราต้องพิจารณาในการหาค่าความจุของตัวเก็บประจุจะประกอบไปด้วย ค่ากระแสประสิทธิผลที่อินพุต I_e , แรงดันกระเพื่อม (แรงดันริปเปิล, RIPPLE VOLTAGE) V_r , ค่าแรงดันสูงสุด (ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต + แรงดันกระเพื่อม) E_{max} , ค่าแรงดันต่ำสุด (ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต - แรงดันกระเพื่อม) E_{min} และ ค่าช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุคายประจุผ่านโหลด (ระยะเวลาของคลื่นซายน์ที่ 90° + ระยะเวลาของคลื่นซายน์ที่มุม x) t_1

$$\text{จะได้เป็น } C = \frac{I_e \cdot t_1}{V_r}$$



รูปที่ 4.3 แสดงตัวแปรต่างๆของแรงดันเอาต์พุตจากเรกติฟายเออร์ที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์แล้ว

ตัวอย่างเช่น ในโครงการนี้มีกำลังอินพุต 400 VA กำหนดค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์ 0.8 ซึ่งคิดเป็นกำลังไฟฟ้า $400 \cdot 0.8 = 320$ วัตต์ ต้องการแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต 24 โวลท์ และกำหนด $R_s = 2$ โอห์ม

$$\text{จะได้กระแสไฟฟ้าตรง} = \frac{P_{in}}{V_{DC}}$$

$$V_{DC}$$

$$\text{แรงดันไฟฟ้าตรง} = \frac{320}{24}$$

$$= 13.33 \text{ AMP}$$

$$= 13.33 \text{ AMP}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดันกระเพื่อม $V_r = 10\%$ ของแรงดันที่เอาท์พุท

$$= 0.1 * 24$$

$$= 2.4 \text{ Vp-p}$$

จะได้ค่า $E_{max} = 24 + 2.4 = 26.4 \text{ V}$

$$E_{min} = 24 - 2.4 = 21.6 \text{ V}$$

จาก $E_{min} = E_{max} * \text{SIN } x$

$$x = \arcsin (E_{min}/E_{max})$$

$$= \arcsin (21.6/26.4)$$

$$= 54.9^\circ$$

และคาบเวลา $T = 1/f = 1/50\text{Hz} = 20 \text{ msec}$ โดยที่ T เป็นคาบเวลาของคลื่นไซน์ใน 360°

ดังนั้นระยะเวลาของคลื่นไซน์ใน $90^\circ = 20 \text{ msec} * 90^\circ / 360^\circ = 5 \text{ msec}$

และระยะเวลาของคลื่นไซน์ในเฟส $x = 20 \text{ msec} * 54.9^\circ / 360^\circ$

$$= 3.05 \text{ msec}$$

$$t_1 = 5 + 3.05 = 8.05 \text{ msec}$$

ค่าความจุอย่างต่ำของตัวเก็บประจุ $C = \frac{I_e * t_1}{V_r}$

$$= \frac{13.33 * 8.05}{2.4}$$

$$= 4360 \text{ uF}$$

$$= 4360 \text{ uF}$$

$$= 4360 \text{ uF}$$

$$\text{ประมาณ } 4400 \text{ uF}$$

1.3 ไดโอดเรกติฟายเออร์

การเลือกใช้ไดโอดเรกติฟายเออร์มีข้อพิจารณาดังนี้

-1 ค่ากระแสระชาก ค่ากระแสระชากที่ผ่านไดโอดเรกติฟายเออร์จะเกิดขึ้นเมื่อเปิดเครื่องและตัวเก็บประจุไม่มีประจุสะสมอยู่ ซึ่งจะคำนวณได้จาก

$$\text{กระแสระชาก} = \frac{V_{peak}}{R_s + ESR}$$

$$(R_s + ESR)$$

เมื่อ ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุต่ำสุด

โดยทั่วไปไดโอดเรกติฟายเออร์จะมีค่าอัตราทนกระแสระชากประมาณ 20-30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณไบแอสตรง ค่ากระแสระชากดังกล่าวสามารถลดลงได้โดยการเพิ่มค่า

ความต้านทานจำกัดกระแส Rs แต่ก็จะทำให้มีประสิทธิภาพโดยรวมลดลงเพราะมีการสูญเสียเกิดขึ้นที่ตัวความต้านทานจำกัดกระแส

-2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อไบแอสตรง ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรกติฟายเออร์ จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคลายประจุออก

-3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรกติฟายเออร์ จะได้รับขณะทำงาน ในทางปฏิบัติควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่า เพื่อความปลอดภัยในการทำงาน

-4 อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด ปกติอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าขอดแรงดันสูงสุดของแรงดันที่มันค่ออยู่ อย่างไรก็ตามควรพิจารณาเพื่อค่าแรงดันไบแอสกลับให้มากกว่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไว้ด้วยสำหรับกรณีที่เกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟ

2. ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายจากกระแสไฟเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วนของวงจรเรกติฟายเออร์นั้นมีข้อพิจารณาดังนี้

2.1 ค่าอัตราทนแรงดัน

การกำหนดใช้ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์เป็นสิ่งที่สำคัญ โดยที่อัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่ใช้ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจรเพื่อลดการอาร์คในตัวฟิวส์ ถ้าอัตราทนแรงดันของฟิวส์มีค่าต่ำเกินไป การเกิดอาร์คภายในตัวฟิวส์อาจเป็นไปได้อย่างรุนแรง

2.2 ค่าอัตราทนกระแส

ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากระแสอาร์เอ็มเอสด้านอินพุทของวงจรเรกติฟายเออร์

บทที่ 5

เครื่องชาร์จแบตเตอรี่ (BATTERY CHARGER)

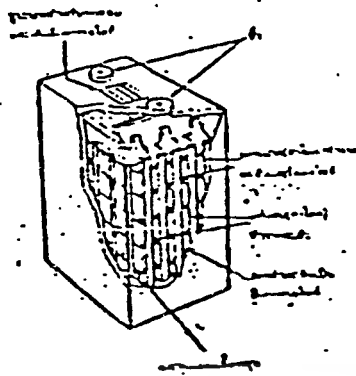
แบตเตอรี่ (BATTERY)

แบตเตอรี่ เป็นแหล่งสะสมพลังงานไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ซึ่งจะจ่ายพลังงานออกมาในรูปของกระแสไฟตรง แบตเตอรี่ในความหมายทางไฟฟ้าจะต้องประกอบด้วยเซลล์ที่นำมาต่ออนุกรมกัน

เซลล์ของแบตเตอรี่แบ่งได้เป็น

1. เซลล์ปฐมภูมิ (PRIMARY CELL) เซลล์ชนิดนี้เมื่อสร้างเสร็จก็สามารถนำไปใช้เพื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าได้ทันที และเมื่อนำไปใช้แล้วพลังงานไฟฟ้าที่จ่ายออกมาก็จะหมดไป จะไม่สามารถนำเซลล์ชนิดนี้กลับมาใช้ได้อีก
2. เซลล์ทุติยภูมิ (SECONDARY CELL) เซลล์ชนิดนี้เมื่อสร้างขึ้นมาแล้วจะต้องนำไปทำการประจุไฟหรือชาร์จไฟเสียก่อน จึงจะทำการจ่ายกระแสไฟออกมาได้ และเมื่อใช้กระแสไฟฟ้าไป (DISCHARGE) จนกระทั่งกระแสอ่อนลง ก็สามารถนำไปประจุไฟใหม่ได้ เพื่อนำกลับไปใช้อีก

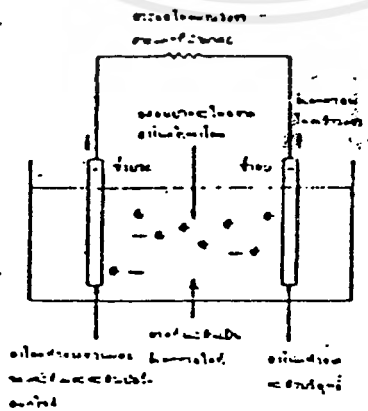
จากคุณสมบัติของเซลล์ทุติยภูมิที่กล่าวไว้ว่า เมื่อเซลล์ถูกใช้จนหมดไฟแล้วสามารถจะนำไปประจุไฟใหม่เพื่อจะใช้ได้ต่อไป ด้วยคุณสมบัติอันนี้ เราจึงนำเซลล์ของแบตเตอรี่ชนิดทุติยภูมิมาใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงให้กับวงจรภาค อินเวอร์เตอร์ (INVERTER) ได้ ซึ่งแบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการนี้ได้กล่าวแล้วว่าใช้แบตเตอรี่ชนิดกรด-ตะกั่ว (LEAD ACID) ขนาดพิกัด 24 A-Hr 12 โวลต์ 2 ลูก ต่ออนุกรมกัน



รูป 5.1 แสดงโครงสร้างของเซลล์แบตเตอรี่แบบ ตะกั่วกรด

เซลล์แบบตะกั่ว-กรด จะประกอบด้วยแผ่นคาโทด (CATHODE) และแผ่นอโนด (ANODE) วางสลับกันโดยจะจมอยู่ในสารอิเล็กโตรไลต์ (ELECTROLYTE) ซึ่งจะทำมาจากสารละลายกรดกำมะถันแผ่นเพลทจะวางสลับกันเพื่อจะได้มีพื้นที่ผิวสัมผัสกับสารอิเล็กโตรไลต์ได้มาก โดยที่มีปริมาตรน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และการที่มีผิวสัมผัสระหว่างแผ่นอิเล็กโตรดและ สารอิเล็กโตรไลต์มากเท่าใด ปฏิกริยาเคมีก็จะเกิดมากขึ้นเท่านั้น นอกจากนี้ค่าความต้านทานภายในเซลล์ก็จะมีค่าน้อยลงด้วย ดังนั้นเราจึงใช้แบบที่เป็นแผ่น บางๆและคั่นด้วยฉนวนแบบมีรูพรุน

อิเล็กโตรดที่เป็นอโนด จะสร้างขึ้นมาจากตะกั่วบริสุทธิ์ และคาโทดจะสร้างจากส่วนผสมของตะกั่วและตะกั่วเปอร์ออกไซด์ ในขณะที่เซลล์คายประจุให้กระแสไฟฟ้าออกมาอะตอมของตะกั่วจากแผ่นอโนดจะแตกตัวเป็นไอออนที่มีประจุบวกเข้าไปรวมอยู่ในสารอิเล็กโตรไลต์ และปล่อยอิเล็กตรอนให้ไหลสู่วงจรที่นำมาต่อจากภายนอก ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 ปฏิกริยาในแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่คาโทด ตะกั่วเปอร์ออกไซด์จะแตกตัวเป็นอ็อกซิเจนของตะกั่ว ซึ่งจะมีทั้งอ็อกซิเจนประจุบวก และอ็อกซิเจนประจุลบ อ็อกซิเจนที่มีประจุบวกจะดึงเอาอิเล็กตรอนจากวงจรภายนอกมารวมตัวกลายเป็น อ็อกซิเจนของตะกั่วที่มีประจุบวก ซึ่งเป็นชนิดเดียวกับที่อาโนด ทำให้เกิดกระแสไหลจากคาโทดผ่าน ไปวงจรภายนอก อ็อกซิเจนของตะกั่วจากแผ่นอิเล็กโทดทั้งสอง จะทำปฏิกิริยากับกรดกำมะถันซึ่งเป็นอิเล็กโทดไลต์ กลายเป็นตะกั่วซัลเฟตและก๊าซไฮโดรเจน (ซึ่งจะรวมกับอ็อกซิเจนของอ็อกซิเจน จากคาโทดกลายเป็นน้ำ)

เราสามารถเขียนสูตรของปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้นได้ดังนี้



ซึ่งแสดงว่าปฏิกิริยานี้เป็นปฏิกิริยาที่ผันกลับได้ ดังนั้นจึงสามารถที่จะประจุเซลล์ใหม่ได้ โดยการต่อวงจรซึ่งจะจับอิเล็กตรอนให้ไหลจากคาโทดกลับไปสู่อานอด

สูตรทางเคมีแสดงให้เห็นว่าสารละลายอิเล็กโทดไลต์จะเจือจางลง โดยโมเลกุลของน้ำที่เกิดขึ้น ซึ่งเป็นขณะเดียวกับที่เซลล์คายประจุ ทำให้เราสามารถใช้เป็นวิธียุทศาสตร์การประจุและการคายประจุของเซลล์ได้ โดยวัดความถ่วงจำเพาะของอิเล็กโทดไลต์ ซึ่งจะบอกว่าเซลล์ใกล้จะถึงสถานะที่คายประจุจนหมดหรือยัง เพื่อที่จะได้ทำการประจุไฟเข้าไปใหม่ โดยค่าความถ่วงจำเพาะของเซลล์ที่มีประจุเต็มที่จะมีค่าประมาณ 1.25 และค่าความถ่วงจำเพาะของเซลล์ที่คายประจุจนหมดจะมีค่าประมาณ 1.2 โดยเราจะใช้ไฮโดรมิเตอร์ในการวัดแรงดันของเซลล์ซึ่งโดยปกติมีค่าประมาณเท่ากับ 2 โวลต์

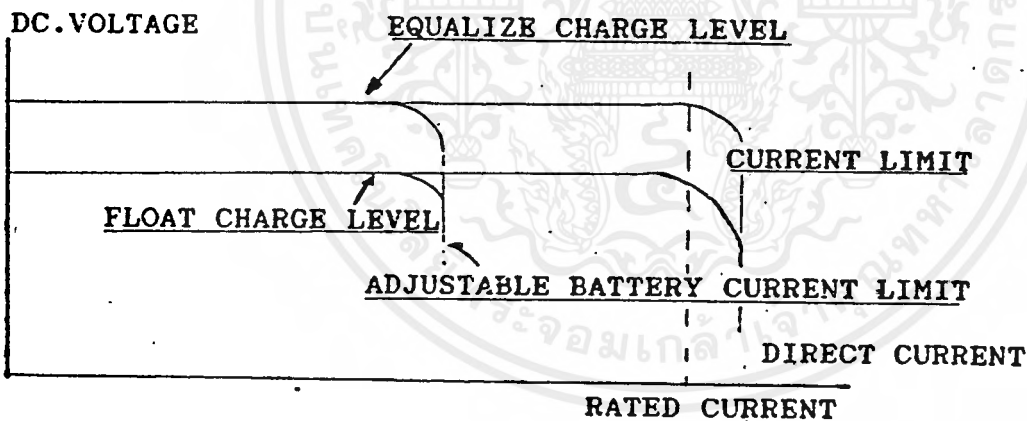
การประจุเซลล์แบบตะกั่ว-กรด โดยการป้อนกระแสกลับทางเข้าไปในแบตเตอรี่เพื่อบังคับให้ปฏิกิริยาเคมีเกิดขึ้น โดยจะเกิดจากทางขวมือไปทางซ้ายมือ ซึ่งจะเปลี่ยนตะกั่วซัลเฟตให้กลับเป็นตะกั่วและกรดกำมะถันตามเดิม วิธีการป้องกันกระแสกลับทางทำได้โดยการต่อคาโทดและอานอดเข้ากับขั้วบวกและขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟภายนอก ซึ่งจะมีแรงดันของแหล่งจ่ายไฟภายนอกอยู่ในช่วง 1.1-1.25 ของแรงดันเซลล์ปกติ

กระแสที่ป้อนเข้าไปเมื่อประจุไปใหม่นั้นจะขึ้นอยู่กับแรงดันที่ป้อนเข้าไป นอกจากนี้ยังขึ้นอยู่กับสถานะของเซลล์อีกด้วยว่าคายประจุหรือยัง ถ้าแรงดันที่ป้อนเข้าประจุไฟมีค่าสูงและเซลล์คายประจุหมดเต็มที่แล้ว ก็จะทำให้กระแสที่ไหลเข้าประจุเซลล์มีค่ามากตามไปด้วยหรือถ้าเซลล์ถูกใช้แบบเป็นวงรอบ คือจากสถานะประจุเต็ม ไปสู่สถานะหมดประจุเต็มที่แล้วจึงค่อยประจุใหม่อีกครั้ง

หนึ่ง ในการประจุจะใช้กระแสมาก แต่ถ้าเซลล์ถูกใช้งานพร้อมกับประจุไฟเข้าตลอดเวลา กระแสที่ใช้ในการประจุจะมีค่าต่ำ

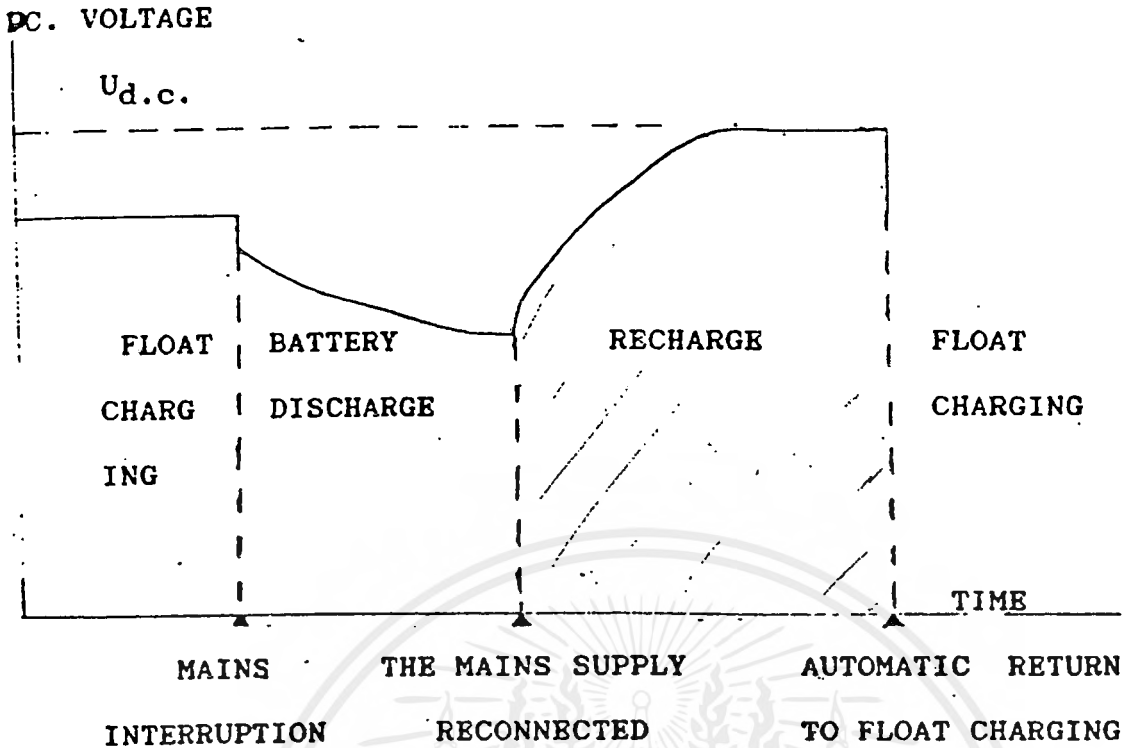
แบตเตอรี่แบบตะกั่ว--กรด เป็นแบบที่นิยมใช้กันซึ่งมักจะพบเห็นในรถยนต์ทั่วไป ส่วนแบตเตอรี่อีกชนิดหนึ่งคือ แบตเตอรี่แบบนิเกิล--แคดเมียม (Ni--Cd) ซึ่งจะต่างกันอยู่ตรงแรงดันไฟฟ้าต่อเซลล์คือแบบ

ตะกั่ว--กรด จะให้แรงดันประมาณ 2.2V/ เซลล์ แต่แบบ นิเกิล--แคดเมียม จะให้แรงดันประมาณ 1.4 V/ เซลล์ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วคือ ลักษณะการชาร์จแบตเตอรี่มีอยู่ 2 ลักษณะคือ โฟลทชาร์จ และ อีควอลไลซ์ชาร์จ ซึ่งระดับแรงดันก็จะต่างกัน โดยที่โฟลทชาร์จจะเป็นการชาร์จทั่วไปตามปกติ เช่น แบตเตอรี่แรงดัน 48 V ก็จะใช้โฟลทชาร์จที่แรงดันประมาณ 51.6 V ส่วนการอีควอลไลซ์ชาร์จนั้นจะใช้แรงดันที่สูงกว่า คือ ประมาณ 54 V ซึ่งลักษณะการชาร์จทั้ง 2 จะแตกต่างกัน คือ อีควอลไลซ์ชาร์จจะต้องการภายหลังจากการดิสชาร์จ (DISCHARGE) ง่ายไฟให้กับโพลดไปแล้ว ดังนั้นเพื่อเป็นการประหยัดเวลาในการชาร์จจึงต้องชาร์จที่ระดับแรงดันสูงกว่าปกติ ซึ่งลักษณะการชาร์จจะแสดงดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 แสดงการชาร์จแบตเตอรี่

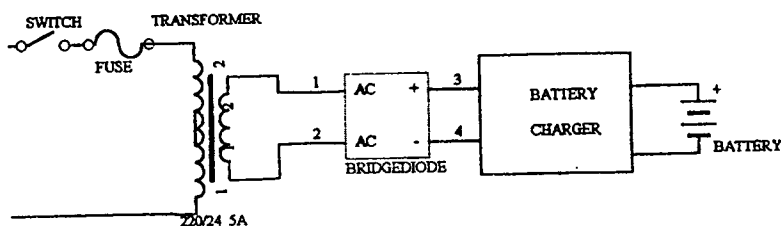
โดยที่อันตรายที่จะเกิดกับแบตเตอรี่ก็เช่น การชาร์จเกิน (กระแสเกิน) ดังนั้นภายในตัวเรกติไฟจึงต้องมีตัวจำกัดกระแสโดยจะไปลดระดับแรงดันไฟฟ้าถ้ากระแสเกิน แต่ในขณะที่เกิดไฟดับแล้วแบตเตอรี่จ่ายให้กับโพลด ค่าศักย์ไฟฟ้าที่ขั้วของแบตเตอรี่จะค่อย ๆ ลดลง ซึ่งถ้าต้องการแรงดันเอาท์พุทคงที่ ก็จะต้องอาศัยอุปกรณ์ควบคุมแรงดันเป็นตัวช่วย ซึ่งลักษณะวัฏจักรของการชาร์จและดิสชาร์จจะแสดงได้ดังรูป 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงคุณสมบัติของแบตเตอรี่

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าแบตเตอรี่ในแหล่งจ่ายไฟสำรองจะทำหน้าที่เก็บไฟฟ้าไว้ในตัวเอง และนำออกมาใช้จ่าย ให้กับโหลดแทนแหล่งจ่ายเมื่อเกิดสถานะผิดปกติขึ้น แต่เนื่องจากถ้าแบตเตอรี่ หมดกล่าวนั้นจ่ายกระแสไฟฟ้าออกไปมากก็ทำให้ค่าแรงดันของตัวมันเองลดต่ำลง ซึ่งจากการที่แรงดันของลดต่ำลงถ้าเราต้องการชาร์จแบตเตอรี่ใหม่ก็จะมีลักษณะคล้ายการลัดวงจร ดังนั้นเราจึงต้องมีเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ซึ่งทำหน้าที่คอยตรวจแรงดันของแบตเตอรี่ว่ามีระดับแรงดันลดลงหรือไม่ ถ้า มีการจ่ายกระแสไฟจากแบตเตอรี่ออกไปทำให้แรงดันลดลง เครื่องนี้ก็จะทำการชาร์จให้เต็มอยู่ตลอดเวลา

ในโครงการนี้เราเลือกใช้แบตเตอรี่ชนิดกรด ตะกั่ว (Lead acid) ขนาด 24 AHr 12 v 2 ตัว ต่ออนุกรมกัน จากทฤษฎีของแบตเตอรี่เราต้องกำหนดค่าแรงดันสุดท้าย (Final Voltage) ของแบตเตอรี่ว่ามีค่าเท่าใด ในโครงการนี้กำหนดค่า Final Voltage = 1.9 V/cell ดังนั้นสำหรับแบตเตอรี่ในกรณีนี้รวมแรงดัน 24 โวลต์ หรือคิดเป็น 12 cell (แบตเตอรี่ชนิดกรด ตะกั่วจะมีค่าแรงดันต่อ 1 เซลล์ สมมุติให้มีค่าประมาณ 2 โวลต์ ซึ่งในความเป็นจริงมีค่า 2.2 โวลต์ เพื่อที่ให้ง่ายต่อการคำนวณ)จะมีค่า Final Voltage = 1.9 x 12 = 22.8 โวลต์ นั่นคือ เมื่อใดที่แบตเตอรี่ มีแรงดันลดลงจนเหลือ 22.8 โวลต์ จากเดิม 24 โวลต์ เราจะถือว่าแบตเตอรี่ นั้นหมด สาเหตุที่เราไม่ปล่อยให้แบตเตอรี่ ถูกใช้งานมีแรงดันเป็นศูนย์ เพราะเมื่อแรงดันเป็นศูนย์ขณะกำลังชาร์จแบตเตอรี่ จะเสมือนว่าเป็นการลัดวงจรทำให้ค่ากระแสชาร์จสูงมาก ซึ่งจะทำให้แบตเตอรี่ เสียหายได้



รูปที่ 5.5 เครื่องชาร์จแบตเตอรี่

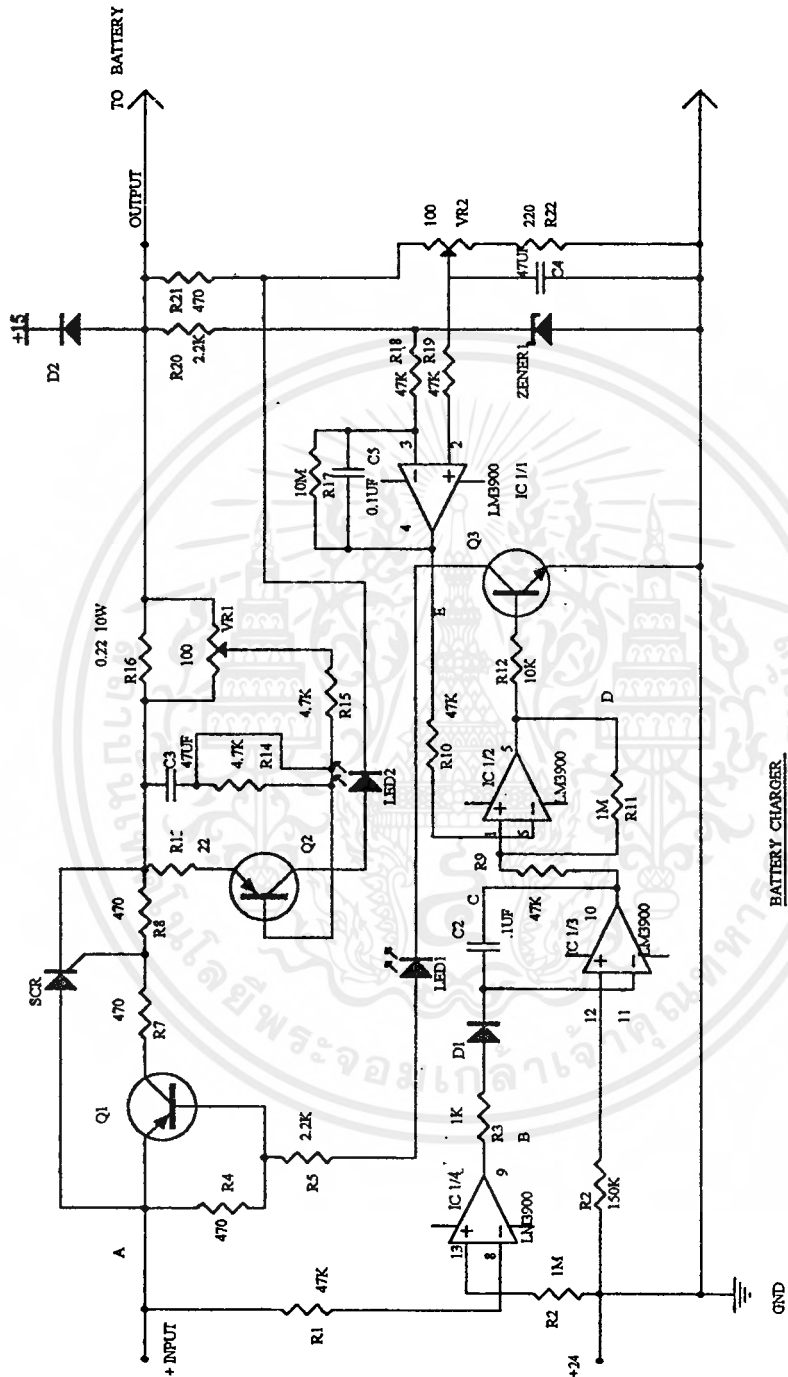
เครื่องชาร์จแบตเตอรี่ที่ใช้ในโครงการนี้จะมีคุณสมบัติคือ สามารถชาร์จกระแสได้สูงที่สุด 5 แอมป์ และกระแสที่ชาร์จออกไปนั้นจะถูกจ่ายออกไปเป็นแบบพัลส์ ซึ่งจะทำให้แบตเตอรี่และเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ปลอดภัย เนื่องจากคุณสมบัติของแบตเตอรี่ คือเมื่อแบตเตอรี่มีแรงดันอยู่ในระดับต่ำแล้ว เวลาชาร์จกระแสให้กับแบตเตอรี่ก็จะเหมือนกับการชอตเอาที่พุทของเครื่องชาร์จ เป็นผลให้มีกระแสไหลสูงมากในการชาร์จเริ่มแรก

หลักการทํางานเบื้องต้น

เราเลือกใช้อุปกรณ์เบอร์ LM 3900 ซึ่งจะใช้แหล่งจ่ายแรงดันบวกและแรงดันลบที่ ไอซี 1/4 เป็นการต่อวงจรลักษณะวงจรเปรียบเทียบกับ โดยให้ขา 8 ของ ไอซี 1/4 ต่อกับแรงดันที่ Input ของ วงจร โดยผ่าน R1 และให้ขา 13 ของ ไอซี 1/4 ต่อกับแรงดัน Output ที่จ่ายให้กับ แบตเตอรี่ โดยผ่าน R2 ซึ่งจากแรงดันที่จุด A และที่จุดที่จะไปจ่ายให้กับให้แบตเตอรี่ เกิดการเท่ากัน ทำให้กระแสที่ไหลเข้าขา 8 และขา 13 ขึ้นอยู่กับค่า R1 และ R2 เนื่องจากแรงดันที่จ่ายมาเลี้ยง วงจรมีลักษณะเป็นรูปคลื่นซิกบวก ดังในรูปที่ (1) ซึ่งเป็นรูปคลื่นที่จุด A แต่จากรูปแรงดันที่ Output ส่วนว่างของสัญญาณจะมีค่าแรงดันสูงกว่าแรงดัน Input ในช่วงเดียวกัน ทำให้แรงดัน Output ของ ไอซี 1/4-ขา ๓ ที่จุด B มีแรงดันตามรูปที่ 2 ซึ่งเป็นแรงดันที่จุด B

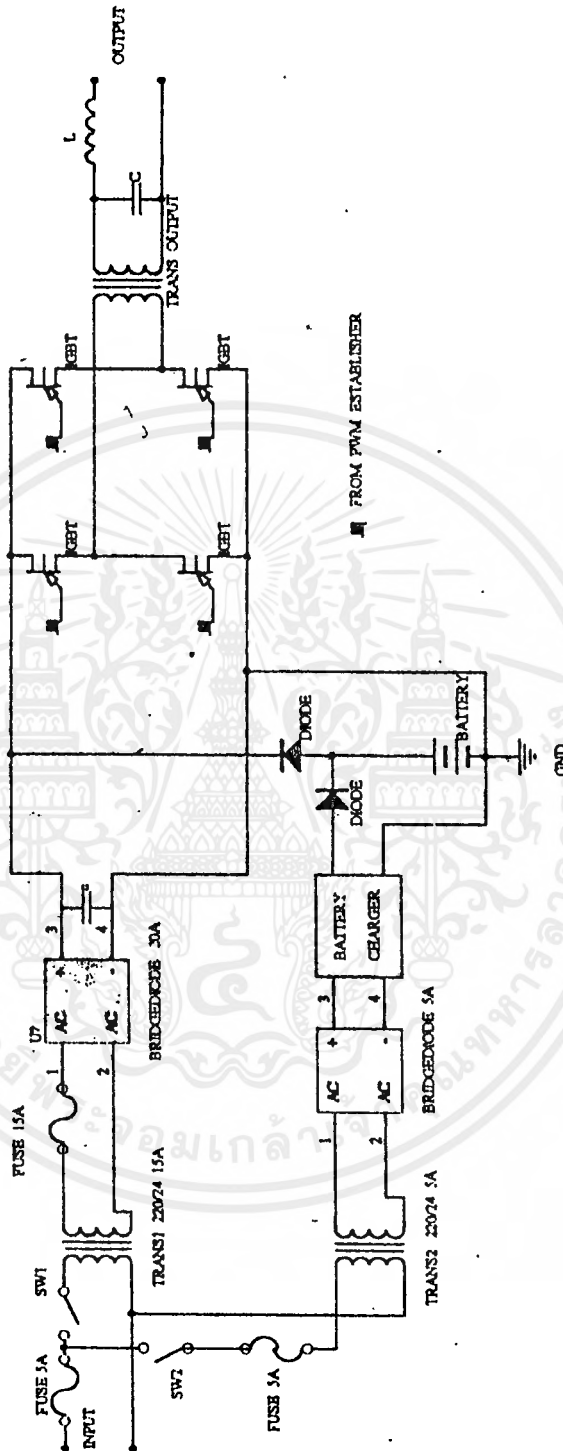
ไอซี 1/3 ต่อวงจรเป็นตัวแปลงสัญญาณพัลส์ให้เป็นสัญญาณฟันเลื่อย โดยที่ขา 12 ของ ไอซี 1/3 ต่อกับไฟบวก Output และขา 11 ของ ไอซี 1/3 ต่อมาจาก Output ของ ไอซี 1/4 โดยผ่าน R3 และ D1 ในขณะที่ขา 12 ของ ไอซี 1/3 มีกระแสไหลเข้ามาทำให้ Output ของ ไอซี 1/3 แสดงผลเป็นช่วงขึ้น ของสัญญาณสามเหลี่ยม ดังรูปที่ 3 ซึ่งเป็นแรงดันที่จุด C และมีกระแสไฟฟ้าไหลมาที่ขา 11 ของ ไอซี 1/3 (เป็นจังหวะเดียวกับที่แรงดันจากแบตเตอรี่ลดลง ซึ่งมีความมากกว่าขา 12 ของ ไอซี 1/3 ทำให้ Output ของ ไอซี 1/3 แสดงเป็นช่วงตกของสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งจะได้สัญญาณสามเหลี่ยมตาม รูปที่ 3 ซึ่งเป็นสัญญาณรูป Output ที่จุด C และส่งสัญญาณนี้ต่อไปยังขา 1 ของ ไอซี 1/2 โดยผ่าน R9

ที่ ไอซี 1/1 คือเป็นวงจรขยายค่าผิดพลาดโดยที่ขา / ของ ไอซี 1/1 จะต่อกับ VR2 ซึ่งต่อกับ R21, R22 เพื่อแบ่งแรงดันจาก Output ที่จ่ายให้แบตเตอรี่และนำไปเปรียบเทียบกับแรงกับแรงดัน ที่ขา 3 ของ ไอซี 1/1 ซึ่งเป็นแรงดันที่ผ่านการเรกกูเลตด้วยซีเนอร์ไดโอดแล้ว โดยมีอัตราขยาย เป็นอัตราส่วนของ R17 ต่อ R18 ส่วน CS เป็นตัวกรองความถี่ที่ไม่ต้องการ โดย Output ที่ได้จากขา 4 จะเป็นสัญญาณเฟตรงที่เปลี่ยนแปลงระดับแรงดันขึ้นลงจากเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าที่ VR2 ที่ผ่านการกรองความถี่แล้วแรงดัน Output ที่ได้จะเป็นแบบลูกคลื่นพัลส์ และนำ Output ของ ไอซี 1/1 ต่อกับขา 6 ของ ไอซี 1/2 โดยที่ ไอซี 1/2 เป็นวงจรกำเนิดพัลส์ โดยต่อเป็นแบบอินเวอร์ทติงแอมป์ ทำให้ขณะที่ขา 1 ของ ไอซี 1/2 มีระดับสูงกว่าขา 6 ทำให้ได้ Output เป็นค่าบวกสูงสุด ตามรูป 4 ซึ่งเป็นรูปคลื่นที่เกิด ขึ้นที่จุด D โดยถาเราเปรียบเทียบกับรูปที่จุด C จะได้ที่จุดตัดของรูปคลื่นที่ขา 6 และ ขา 1 ของ ไอซี 1/2 จะทำให้รูปคลื่น Output ของ ไอซี 1/2 เปลี่ยนไป โดยเราจะนำ Output ที่ได้ นี้ไปควบคุมการทํางานของ SCR1 ซึ่งกระแสที่ได้จาก SCR1 นี้จะนำไปใช้ในการจ่ายให้กับแบตเตอรี่



รูปที่ 5.6 วงจรเครื่องชาร์จแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 วงจรรวมของแหล่งจ่ายไฟสำรอง

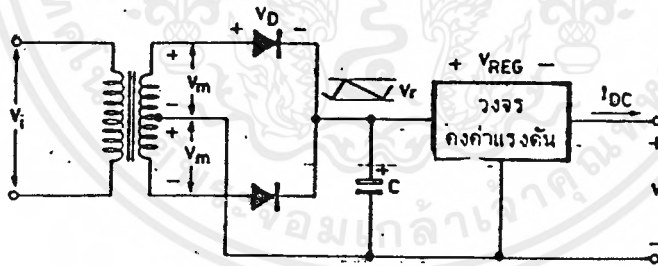
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

แหล่งจ่ายไฟตรง (พาวเวอร์ซัพพลาย)

ในวงจรส่วนของอินเวอร์เตอร์นั้นจะประกอบไปด้วยไอซีเบอร์ต่าง ๆ กันหลายเบอร์ เช่น LM 566 TL 494 4081 LM 324 หรือจะเป็น IR 2113 ล้วนแล้วแต่จะต้องมีการจ่ายไฟเลี้ยงให้ที่ตัวไอซีดังกล่าวเพื่อที่ว่าให้ไอซีตัวนั้น ๆ ทำงานได้ โดยที่ไอซีทั้งหมดที่กล่าวมานั้นต้องการไฟเลี้ยงในพิกัดไฟกระแสตรง +15 โวลต์ ดังนั้นเราจึงต้องมีอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สร้างไฟกระแสตรงขนาด +15 โวลต์ เพื่อจ่ายให้กับไอซี ซึ่งอุปกรณ์นั้นก็คือ แหล่งจ่ายไฟตรง (พาวเวอร์ซัพพลาย)

สำหรับแหล่งจ่ายไฟตรง (พาวเวอร์ซัพพลาย) ที่ใช้ในโครงการนี้จะเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงที่เป็นแบบเชิงเส้น (LINEAR POWER SUPPLY) ซึ่งจะมีข้อดีที่แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซ์ซึ่งคือ วงจรไม่ยุ่งยากเพราะมีอุปกรณ์เพียงไม่กี่ตัวและง่ายต่อการสร้าง แต่ประสิทธิภาพจะต่ำกว่าแบบสวิตซ์ซึ่ง



รูปที่ 6.1 แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบเชิงเส้น

จะเห็นว่าอุปกรณ์ที่ใช้มีเพียงไม่กี่ตัว ประกอบด้วย

1. หม้อแปลง
2. ไดโอดเรกติฟาย
3. วงจรคงค่าแรงดัน (REGULATOR)
4. ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

การเลือกหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.1 กำหนดให้

V_{REG} = แรงดันระหว่างขั้วเข้าและขั้วออกของวงจรถงค่าแรงดัน โดยทั่วไป กำหนดให้มีค่าไม่ต่ำกว่า 3 โวลต์

V_r = แรงดันกระเพื่อมจากขอดถึงขอด (ripple voltage) มีค่าประมาณ 10% ของแรงดันไฟตรงขาออก

V_D = แรงดันที่ตกคร่อมไดโอด มีค่าประมาณ 1.25 โวลต์

V_i = แรงดันไฟสลับทางด้านอินพุตปกติคิดเป็นไฟบ้านธรรมดา 220 โวลต์ (V_{NOM}) และให้มีค่าต่ำสุด (V_{MIN}) อาจกำหนดเป็น 200 โวลต์ก็ได้

V_o = แรงดันไฟตรงเอาต์พุต

ในการคำนวณจะใช้สูตร

$$V_{AC} = \frac{V_o + V_{REG} + V_r/2 + V_D}{1.414 \cdot 0.92} \cdot \frac{V_{NOM}}{V_{MIN}}$$

โดยที่ 0.92 เป็นค่าประมาณของประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแส

ค่ากระแสที่ไหลผ่านหม้อแปลง

-กรณีใช้หม้อแปลงแบบมีแทปกลาง (FULL WAVE CENTER TAP)

$$I_{AC} = 1.2 I_{DC}$$

-กรณีหม้อแปลงธรรมดา (FULL WAVE BRIDGE)

$$I_{AC} = 1.8 I_{DC}$$

พิกัดหม้อแปลงที่ใช้ = $V_{AC} \cdot I_{AC}$ โวลต์-แอมป์

การเลือกวงจรถงค่าแรงดัน

ในกรณีนี้เราต้องการแรงดันคงที่ +15 โวลต์ ดังนั้นจึงเลือกใช้ไอซีเรกกูเรเตอร์เบอร์ 7815 ซึ่งจะได้อาต์พุตที่ออกมาเป็น แรงดันไฟตรงคงที่ +15 โวลต์

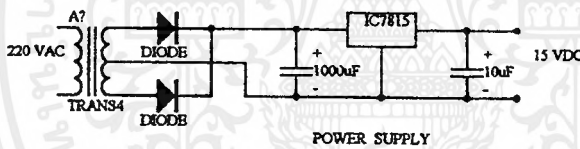
การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

เราเลือกตัวเก็บประจุโดยพิจารณาจากสมการ

$$C = \frac{I_{DC}}{2f \cdot V_r}$$

การเลือกไดโอด

เพื่อ ไดโอดสามารถทนกระแสเกินในขณะที่เปิดให้เครื่องทำงาน เราควรเลือกขนาดของไดโอดให้สามารถทนกระแสได้ประมาณ 2 เท่า ของไฟกระแสตรงที่ได้



รูปที่ 6.2 วงจรแหล่งจ่ายไฟตรงที่ใช้ในโครงการ

ในภาวะที่เกิดความผิดปกติขึ้นในวงจรแหล่งจ่ายไฟสำรอง (UPS) แหล่งจ่ายไฟตรงจะนำมาจากแบตเตอรี่แทนโดยมีการนำมาผ่านการลดทอนให้มีแรงดันใกล้เคียง 15 โวลต์ แล้วนำไปผ่านวงจรเรกกูเรเตอร์อีกทีเพื่อให้ได้แรงดัน 15 โวลต์ ที่คงที่

บทที่ 7

สรุปผลและบทวิจารณ์

ในโครงการแหล่งจ่ายไฟสำรองโดยใช้ไอจีบีทีในการสวิตซ์ซึ่งนี้ ได้มีการเปลี่ยนแปลงจากโครงการแหล่งจ่ายไฟสำรองแบบอื่น ๆ คือ ได้นำไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistors) มาเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งแทนจากที่เคยใช้เป็น พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ และ พาวเวอร์มอสเฟต ซึ่ง ไอจีบีทีนี้เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งที่นำเอาข้อดีของพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ และพาวเวอร์มอสเฟต มารวมกัน คือ ทำให้มีอัตราการสูญเสียกำลังงานขณะอยู่ในภาวะนำกระแสต่ำซึ่งเป็นข้อดีของพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ และทำให้มีความเร็วในการสวิตซ์ซึ่งทำงานให้นำกระแสและหยุดนำกระแสเร็วซึ่งอันนี้เป็นข้อดีของพาวเวอร์มอสเฟต สำหรับในส่วนของวงจรจับขาเกตของไอจีบีทีนั้นได้ใช้ไอซีสำเร็จรูป IR 2113 เป็นตัวขับ และในส่วนของวงจรเบคเตอร์ชาร์จเจอร์ได้ทำการออกแบบให้ชาร์จในลักษณะของสัญญาณรูปพัลส์ ซึ่งสามารถทำให้ป้องกันกระแสชาร์จที่สูงมากอันเกิดจากการชาร์จที่สภาวะที่เบคเตอร์มีแรงดันต่ำได้

ในโครงการนี้ได้ออกแบบให้แหล่งจ่ายไฟสำรองมีพิกัดกำลัง 300 โวลต์แอมป์ 220 โวลต์ จากการใช้ความถี่มูลฐาน 50 Hz เปรียบเทียบสัญญาณพีคกับลิแวนต์ที่ความถี่ 2 kHz นั้น ทำให้ได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณซายน์ขนาดแรงดัน 24 โวลต์ ซึ่งเราจะต้องทำการแปลงแรงดันขนาดดังกล่าวให้เป็น 220 โวลต์ เพื่อนำไปจ่ายให้กับโหลด ในการแปลงแรงดันดังกล่าวให้มีขนาดเป็น 220 โวลต์นั้น เราจะต้องใช้หม้อแปลงเป็นอุปกรณ์ในการยกกระดบแรงดันขึ้น แต่หม้อแปลงทั่ว ๆ ไปไม่สามารถใช้ได้เนื่องจากหม้อแปลงโดยทั่วไปนั้นเป็นหม้อแปลงแกนเหล็กซึ่งจะตอบสนองได้ดีที่ระดับความถี่ต่ำ ๆ ดังนั้นความถี่ที่เราใช้แม้ความถี่มูลฐานจะเป็นความถี่ต่ำแต่ภายในนั้นจะประกอบไปด้วยพัลส์เล็ก ๆ ข้างในหรือมีความถี่สูงปะปนอยู่ด้วยนั่นเอง ทำให้เราไม่สามารถใช้หม้อแปลงที่เป็นแกนเหล็กได้ ซึ่งหม้อแปลงที่เหมาะสมกับความถี่สูง ๆ คือหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์

ในขณะที่ไม่มีโหลดแรงดันที่ผ่านหม้อแปลงแล้วจะมีขนาดประมาณ 200 โวลต์ แต่เมื่อทำการวงจรถูกเปิดซึ่งออกแบบให้ทำหน้าที่กรองเอาความถี่สูง ๆ ออกไปจะทำให้ได้สัญญาณเอาท์พุทออกมาเป็นสัญญาณรูปซายน์แต่แรงดันที่ออกมาจะลดลงอีกประมาณ 40 เปอร์เซ็นต์เนื่องจากความสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเหล็กของขดลวดเหนี่ยวนำ และเมื่อเราต่อโหลดเข้าไปเอาท์พุทที่ได้ จะตกลงอีกเล็กน้อย เช่น ที่โหลดขนาด 100 วัตต์ หลังจากทำการจ่ายให้โหลดแล้วจะได้แรงดันที่โหลดประมาณ 105 โวลต์ เท่านั้น ซึ่งในแนวทางการแก้ไขควรจะทำการออกแบบหม้อแปลงให้สามารถยกกระดบแรงดันได้สูงกว่า 220 โวลต์ เพื่อที่ว่าเมื่อหักค่าที่ต้องสูญเสียไปใน

วงจรของฟิลเตอร์ จากตัวหม้อแปลงเอง และแรงดันตกเนื่องจากมีการต่อโหลด แล้วแรงดันสุดท้ายที่ได้จะมีค่าใกล้เคียง 220 โวลต์มากขึ้น

สำหรับในส่วนของวงจรเครื่องชาร์จแบตเตอรี่นั้นผลการทดลองโดยรวมสามารถทำงานได้ดีโดยปรับตั้งให้ทำการชาร์จแบตเตอรี่ที่แรงดัน 27.8 โวลต์ และสามารถชาร์จกระแสได้สูงสุด 5 แอมป์ และวงจรควบคุมสำหรับอินเวอร์เตอร์นั้นทำงานได้เป็นอย่างดี อุปกรณ์สวิทซ์ซึ่งไม่มีปัญหาเรื่องการเสียหายมากนักเนื่องจากแรงดันคร่อมไม่สูงมากคือที่แรงดัน 24 โวลต์

ในการประกอบส่วนต่างๆ เข้าด้วยกันไม่ว่าจะเป็นส่วนของวงจรค่านินพุท วงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจรเครื่องชาร์จแบตเตอรี่ สามารถทำงานร่วมกันได้เป็นอย่างดีคือ ได้ทำการทดลองตัดไฟที่เข้าออก ก็ยังสามารถจ่ายโหลดได้แต่แรงดันจะตกลงเล็กน้อย ดังนั้นปัญหาสำคัญที่ทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องไม่สูงคือ ตรงส่วนของหม้อแปลงทางด้านเอาต์พุทและวงจรฟิลเตอร์ซึ่งมีการสูญเสียเกิดขึ้น

บทที่ 8**ผลการทดลอง**

จากการทดลองแหล่งจ่ายไฟสำรองโดยทำการใส่โหลดขนาดต่าง ๆ กันตั้งแต่ ภาวะไม่มีโหลด โหลด 100 วัตต์ โหลด 200 วัตต์ โหลด 300 วัตต์ โดยทำการบันทึกผลได้ดังนี้

ภาวะไฟปกติ

ภาวะของโหลด	แรงดันอินพุท(โวลต์)	แรงดันเอาต์พุท(โวลต์)
ไม่มีโหลด	220	220
100 วัตต์	220	155
200 วัตต์	220	130
300 วัตต์	220	100

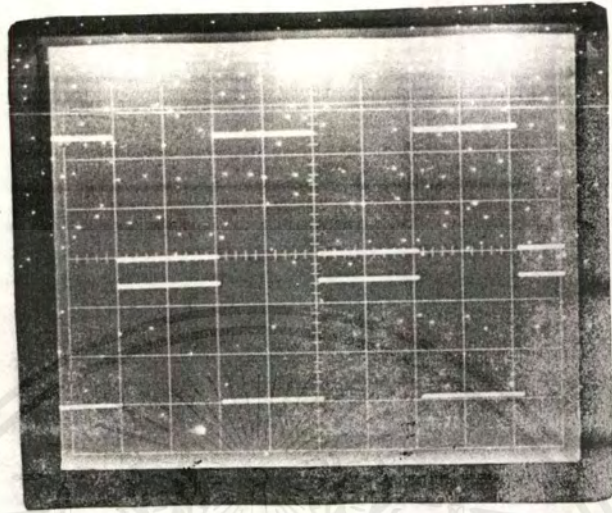
ภาวะไฟผิดปกติ

ภาวะของโหลด	แรงดันอินพุท(โวลต์)	แรงดันเอาต์พุท(โวลต์)
ไม่มีโหลด	0	220
100 วัตต์	0	110
200 วัตต์	0	80
300 วัตต์	0	60

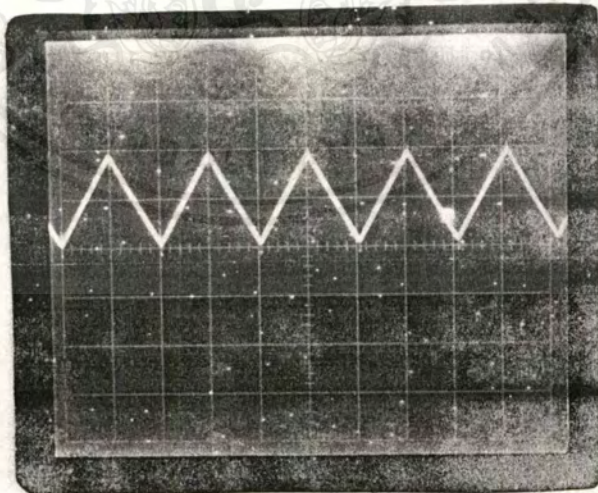
สาเหตุสำคัญที่เกิดแรงดันตกในภาวะที่ไฟผิดปกติเนื่องจาก ในขณะที่ไฟปกติที่แรงดันที่นำมาจ่ายให้อิโอดีบีที่จะได้มาจากไฟบ้านที่ผ่านหม้อแปลงแปลงไฟลงมาจนได้ไฟกระแสสลับ 24 โวลต์ เมื่อทำการแปลงให้เป็นไฟตรงแล้วจะได้ไฟตรงขนาด 32 โวลต์ ซึ่งเมื่อผ่านการสวิตซ์ซึ่งแล้วจะได้เป็นสัญญาณพัลส์ที่ใกล้เคียงขายนขนาด 32 โวลต์เช่นกัน เมื่อผ่านหม้อแปลงแปลงขึ้นแล้วและผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้วจะได้แรงดันรูปคลื่นขายนที่มีขนาดแรงดันประมาณ 210 โวลต์ เมื่อทำการจ่ายให้กับโหลดจึงได้แรงดันเอาท์พุทที่มีพิคสูงกว่าแรงดันในภาวะที่ไฟผิดปกติ

ในภาวะที่ไฟผิดปกติพลังงานไฟฟ้าที่ใช้ในการสวิตซ์ซึ่งจะได้จากแบตเตอรี่ ซึ่งแบตเตอรี่ในโครงการนี้ได้ชาร์จแรงดันไว้ที่ 27.8 โวลต์ ดังนั้นแรงดันที่ใช้ในการสวิตซ์ซึ่งอิโอดีบีก็จะตกลงจากในภาวะไฟปกติจาก 32 โวลต์ เป็น 27.8 โวลต์ ผลจากการตกลงของแรงดันดังกล่าวนี้ก็จะทำให้แรงดันที่เอาท์พุทตกลงด้วย

หมายเหตุ แรงดันเอาท์พุทที่ตกลงไม่ว่าจะเป็นในภาวะไฟปกติหรือภาวะไฟผิดปกติจะเป็นผลมาจากการสูญเสียในแกนเหล็กของหม้อแปลงและตัวขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรฟิลเตอร์เป็นส่วนใหญ่ และเป็นการตกลงของแรงดันเนื่องจากการขับโหลด

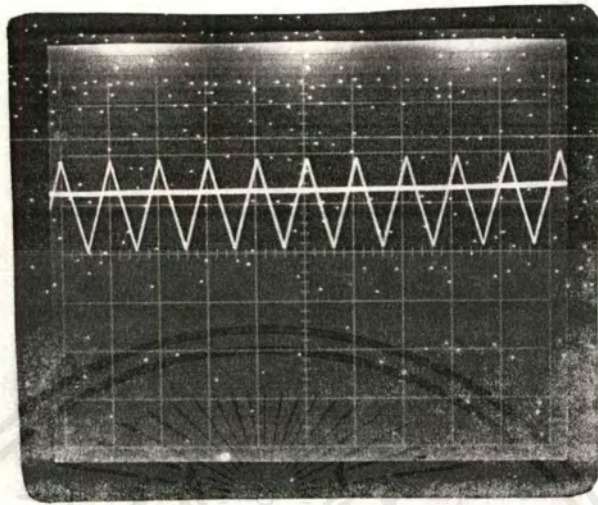


รูปสัญญาณ 50 Hz และ 50 Hz กลับเฟส ที่ได้จาก TL 494
scale 5 v/div time 5 msec/div

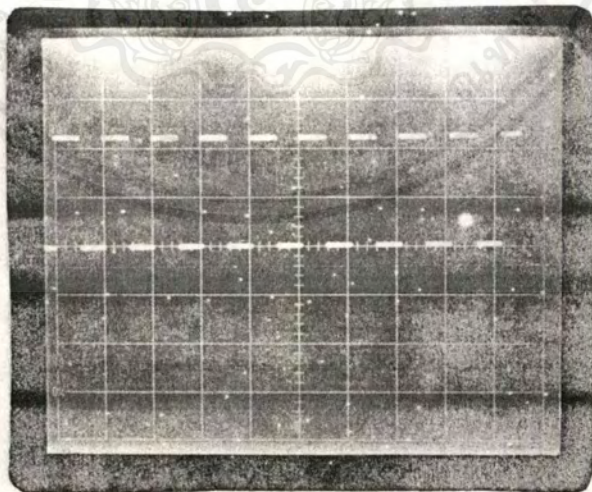


รูปสัญญาณสามเหลี่ยม 2 kHz
scale 5 v/div time 1 msec/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

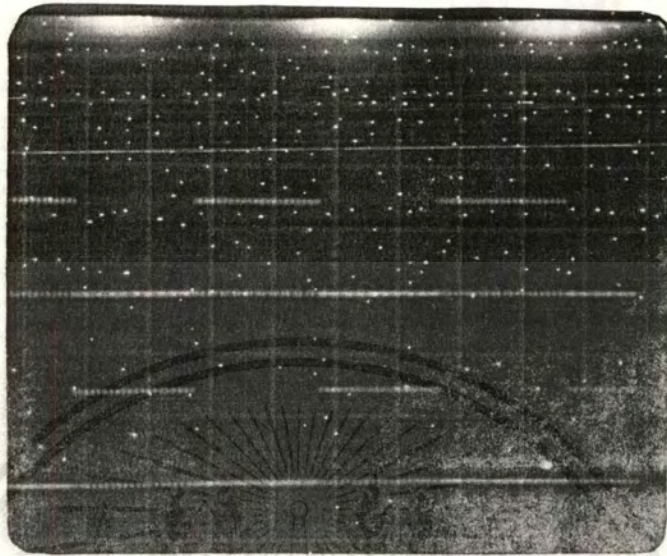


รูปสัญญาณสามเหลี่ยม 2 kHz เปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง
scale 10 v/div time 0.5 msec/div



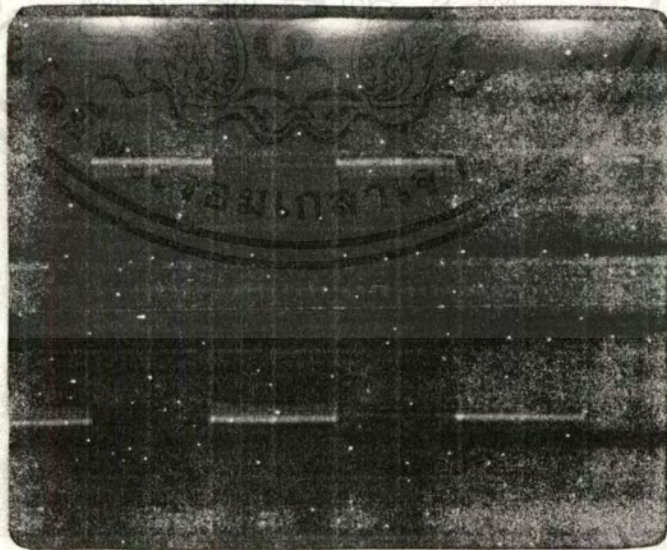
รูปสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม 2 kHz
scale 10 v/div time 0.5 msec/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก IR 2113

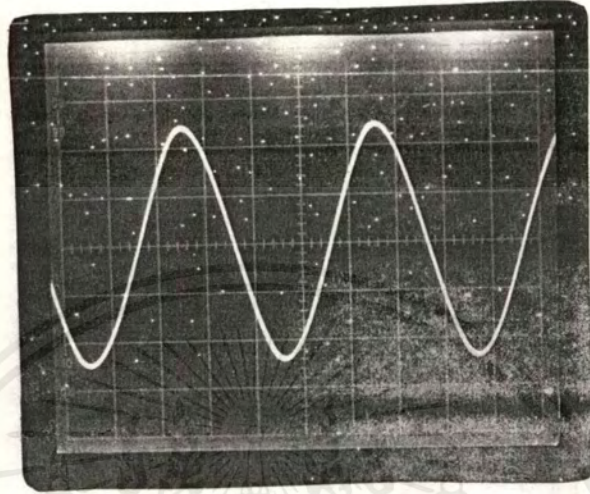
scale 10 v/div time 5 msec/div



รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก ไอจีบีที

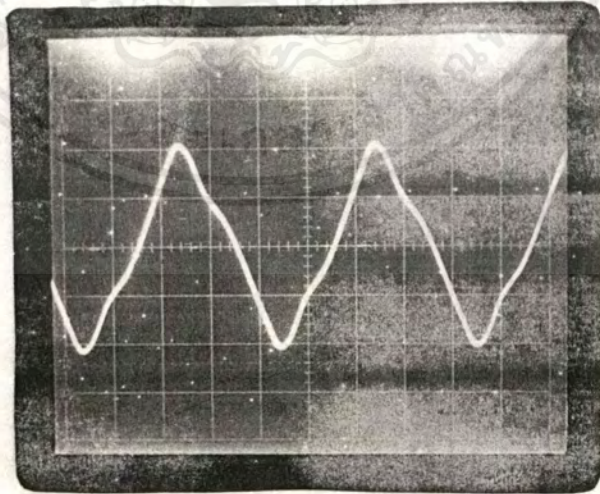
scale 10 v/div time 5 msec/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านฟิลเตอร์แล้ว ขณะไม่มีโหลด

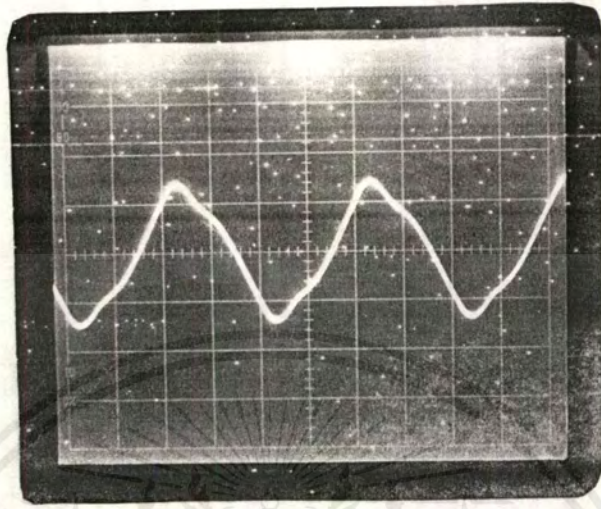
scale 100 v/div time 5 msec/div



รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านฟิลเตอร์แล้ว ขณะจ่ายโหลด 100 วัตต์

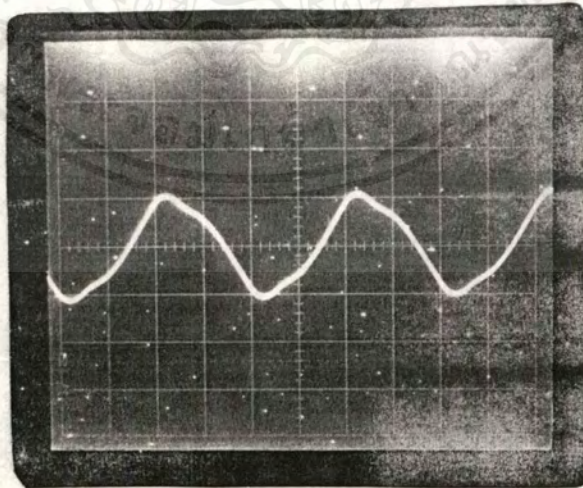
scale 50 v/div time 5 msec/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปสัญญาณเอ๊าท์พุทที่ผ่านฟิลเตอร์แล้ว ขณะจ่ายโหลด 200 วัตต์

scale 50 v/div time 5 msec/div



รูปสัญญาณเอ๊าท์พุทที่ผ่านฟิลเตอร์แล้ว ขณะจ่าย โหลด 300 วัตต์

scale 50 v/div time 5 msec/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

	LM2900/LM3900	LM3301
Supply Voltage	32 V _{DC} ± 16 V _{DC}	28 V _{DC} ± 14 V _{DC}
Power Dissipation (T _A = 25°C) (Note 1)		
Molded DIP	1080 mW	1080 mW
S.O. Package	765 mW	
Input Currents, I _{IN} ⁺ or I _{IN} ⁻	20 mA _{DC}	20 mA _{DC}
Output Short-Circuit Duration—One Amplifier	Continuous	Continuous
T _A = 25°C (See Application Hints)		
Operating Temperature Range		-40°C to +85°C
LM2900	-40°C to +85°C	
LM3900	0°C to +70°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	260°C	260°C
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 sec.)	260°C	260°C
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 sec.)	215°C	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD tolerance (Note 7)	2000V	2000V

Electrical Characteristics T_A = 25°C, V⁺ = 15 V_{DC}, unless otherwise stated

Parameter		Conditions	LM2900			LM3900			LM3301			Units	
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Open Loop	Voltage Gain	Over Temp. ΔV _O = 10 V _{DC} Inverting Input										V/mV	
	Voltage Gain		1.2	2.8		1.2	2.8		1.2	2.8			
	Input Resistance			1			1			1			MΩ
	Output Resistance			8			8			9			kΩ
Unity Gain Bandwidth		Inverting Input		2.5			2.5			2.5		MHz	
Input Bias Current		Inverting Input, V ⁺ = 5 V _{DC} Inverting Input		30	200		30	200		30	300	nA	
Slew Rate		Positive Output Swing Negative Output Swing		0.5 20			0.5 20			0.5 20		V/μs	
Supply Current		R _L = ∞ On All Amplifiers		6.2	10		6.2	10		6.2	10	mA _{DC}	
Output Voltage Swing	V _{OUT} High	R _L = 2k, V ⁺ = 15.0 V _{DC}	I _{IN} ⁻ = 0, I _{IN} ⁺ = 0	13.5			13.5			13.5		V _{DC}	
	V _{OUT} Low				0.09	0.2		0.09	0.2		0.09		0.2
	V _{OUT} High	V ⁺ = Absolute Maximum Ratings	I _{IN} ⁻ = 0, I _{IN} ⁺ = 0, R _L = ∞.	29.5			29.5			26.0			
Output Current Capability	Source			6	18		6	10		5	18	mA _{DC}	
	Sink	(Note 2)		0.5	1.3		0.5	1.3		0.5	1.3		
	I _{SINK}	V _{OL} = 1V, I _{IN} ⁻ = 5 μA		5			5			5			

Electrical Characteristics (Note 6), $V^+ = 15 V_{DC}$, unless otherwise stated (Continued)

Parameter	Conditions	LM2900			LM3900			LM3301			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Power Supply Rejection	$T_A = 25^\circ C$, $f = 100$ Hz		70			70			70		dB
Mirror Gain	@ 20 μA (Note 3)	0.90	1.0	1.1	0.90	1.0	1.1	0.90	1	1.10	$\mu A/\mu A$
	@ 200 μA (Note 3)	0.90	1.0	1.1	0.90	1.0	1.1	0.90	1	1.10	
Δ Mirror Gain	@ 20 μA to 200 μA (Note 3)		2	5		2	5		2	5	%
Mirror Current	(Note 4)		10	500		10	500		10	500	μA_{DC}
Negative Input Current	$T_A = 25^\circ C$ (Note 5)		1.0			1.0			1.0		mA_{DC}
Input Bias Current	Inverting Input		300			300					nA

Note 1: For operating at high temperatures, the device must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 92°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. Thermal resistance for the S.D. package is 131°C/W.

Note 2: The output current sink capability can be increased for large signal conditions by overdriving the inverting input. This is shown in the section on Typical Characteristics.

Note 3: This spec indicates the current gain of the current mirror which is used as the non-inverting input.

Note 4: Input V_{BE} match between the non-inverting and the inverting inputs occurs for a mirror current (non-inverting input current) of approximately 10 μA . This is therefore a typical design center for many of the application circuits.

Note 5: Clamp transistors are included on the IC to prevent the input voltages from swinging below ground more than approximately $-0.3 V_{DC}$. The negative input currents which may result from large signal overdrive with capacitance input coupling need to be externally limited to values of approximately 1 mA. Negative input currents in excess of 4 mA will cause the output voltage to drop to a low voltage. This maximum current applies to any one of the input terminals. If more than one of the input terminals are simultaneously driven negative smaller maximum currents are allowed. Common-mode current biasing can be used to prevent negative input voltages; see for example, the "Differentiator Circuit" in the applications section.

Note 6: These specs apply for $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, unless otherwise stated.

Note 7: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Application Hints

When driving either input from a low-impedance source, a limiting resistor should be placed in series with the input lead to limit the peak input current. Currents as large as 20 mA will not damage the device, but the current mirror on the non-inverting input will saturate and cause a loss of mirror gain at mA current levels—especially at high operating temperatures.

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

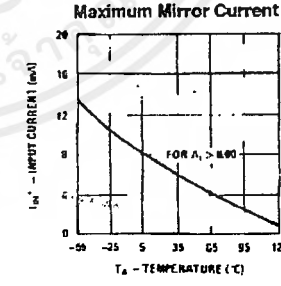
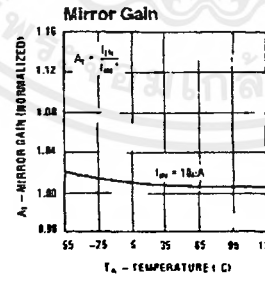
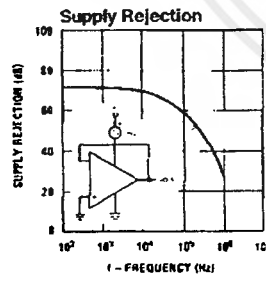
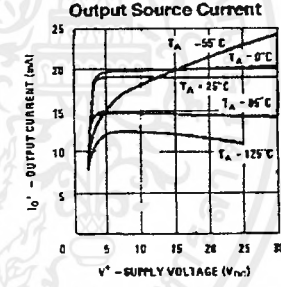
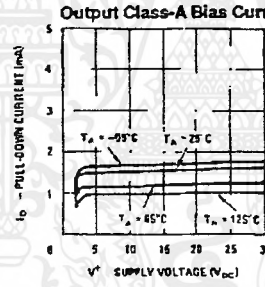
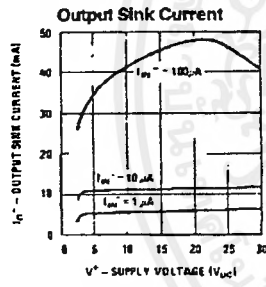
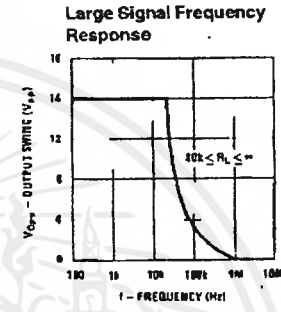
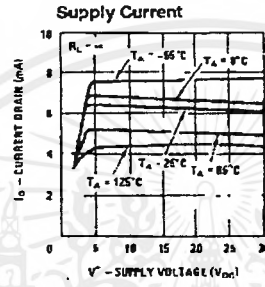
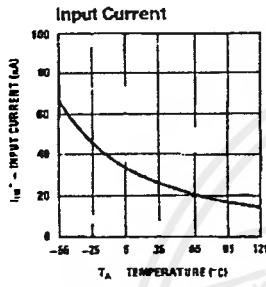
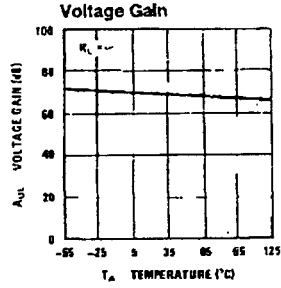
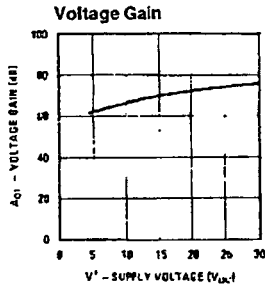
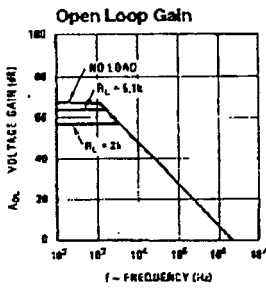
Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. For example, when operating from a well-regulated +5 V_{DC} power supply at $T_A = 25^\circ C$ with a 100 k Ω shunt-feedback resistor (from the output to the inverting input) a short directly to the power supply will not cause catastrophic failure but the current magnitude will be above T_J max. Larger feedback resistors will reduce the current, 1 M Ω provides approximately 30 mA, an open circuit provides 1.3 mA, and a direct connection from the output to the non-inverting input will result in catastrophic failure when the output is shorted to V^+ as this then places the base-emitter junction of the input transistor directly across the power supply. Short-circuits to ground will have magnitudes of approximately 30 mA and will not cause catastrophic failure at $T_A = 25^\circ C$.

Unintentional signal coupling from the output to the non-inverting input can cause oscillations. This is likely only in breadboard hook-ups with long component leads and can be prevented by a more careful lead dress or by locating the non-inverting input biasing resistor close to the IC. A quick check of this condition is to bypass the non-inverting input to ground with a capacitor. High impedance biasing resistors used in the non-inverting input circuit make this input lead highly susceptible to unintentional AC signal pickup.

Operation of this amplifier can be best understood by noticing that input currents are differenced at the inverting input terminal and this difference current then flows through the external feedback resistor to produce the output voltage. Common-mode current biasing is generally useful to allow operating with signal levels near ground or even negative as this maintains the inputs biased at + V_{BE} . Internal clamp transistors (see note 5) catch negative input voltages at approximately $-0.3 V_{DC}$ but the magnitude of current flow has to be limited by the external input network. For operation at high temperature, this limit should be approximately 100 μA .

This new "Norton" current-differencing amplifier can be used in most of the applications of a standard IC op amp. Performance as a DC amplifier using only a single supply is not as precise as a standard IC op amp operating with split supplies but is adequate in many less critical applications. New functions are made possible with this amplifier which are useful in single power supply systems. For example, biasing can be designed separately from the AC gain as was shown in the "inverting amplifier," the "difference integrator" allows controlling the charging and the discharging of the integrating capacitor with positive voltages, and the "frequency doubling tachometer" provides a simple circuit which reduces the ripple voltage on a tachometer output DC voltage.

Typical Performance Characteristics

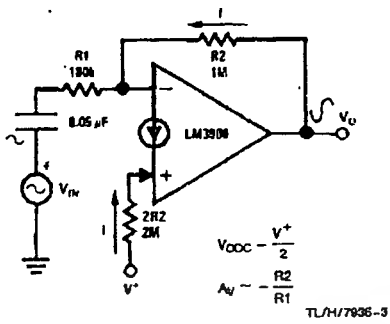


TL/H/7936-9

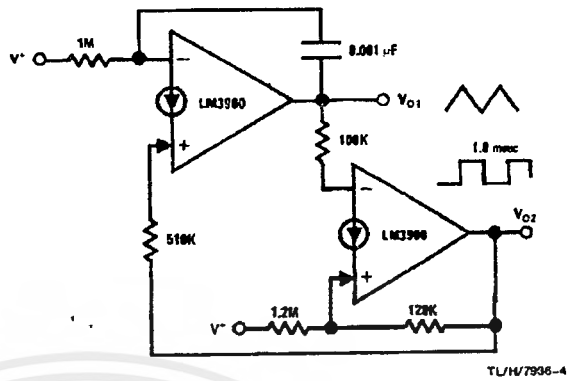
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$)

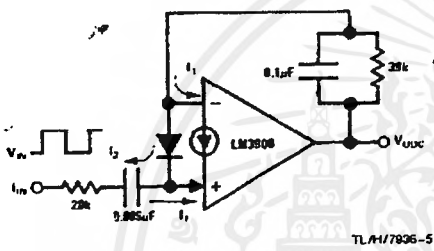
Inverting Amplifier



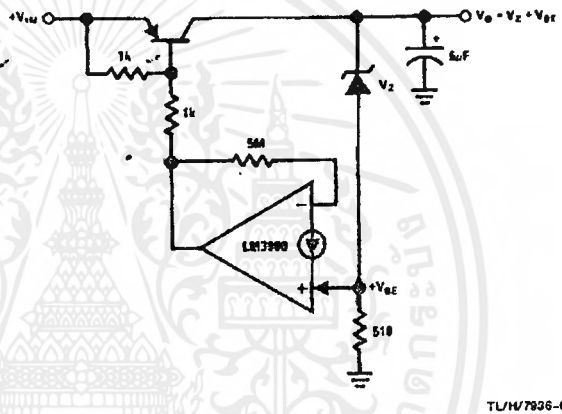
Triangle/Square Generator



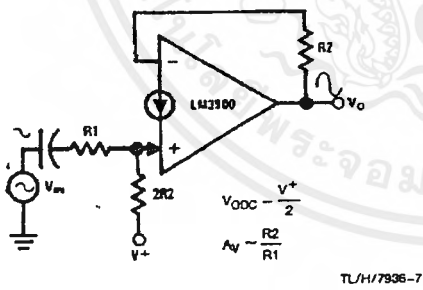
Frequency-Doubling Tachometer



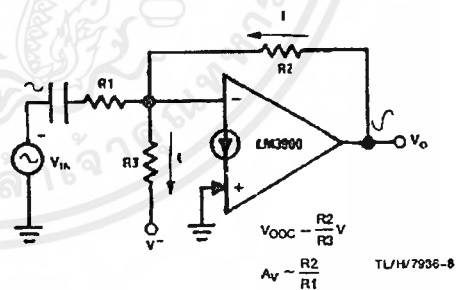
Low $V_{IN} - V_{OUT}$ Voltage Regulator



Non-Inverting Amplifier



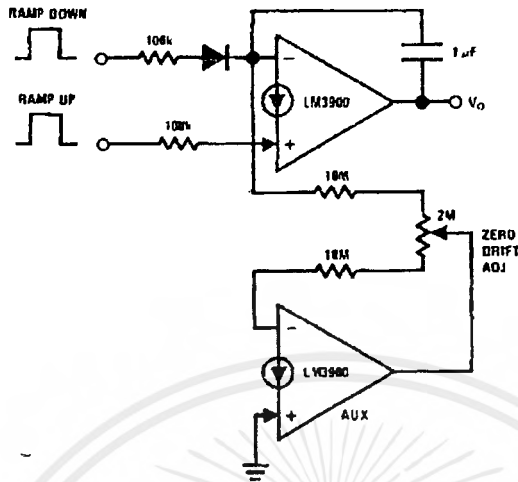
Negative Supply Biasing



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

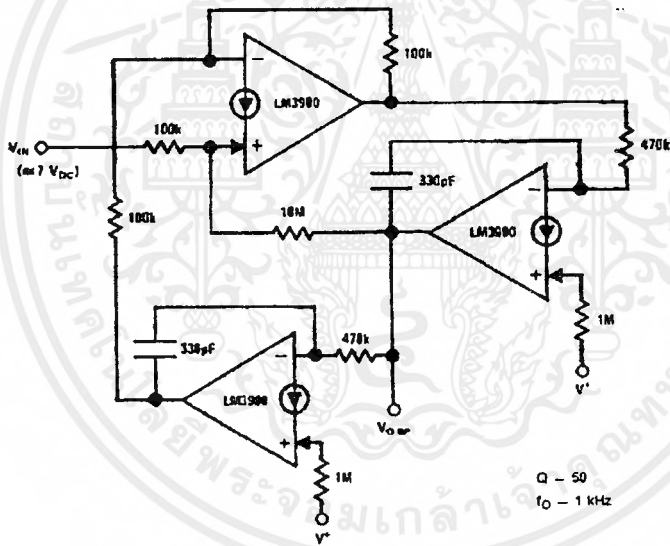
Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

Low-Drift Ramp and Hold Circuit



TL/H/7938-10

Bi-Quad Active Filter
(2nd Degree State-Variable Network)



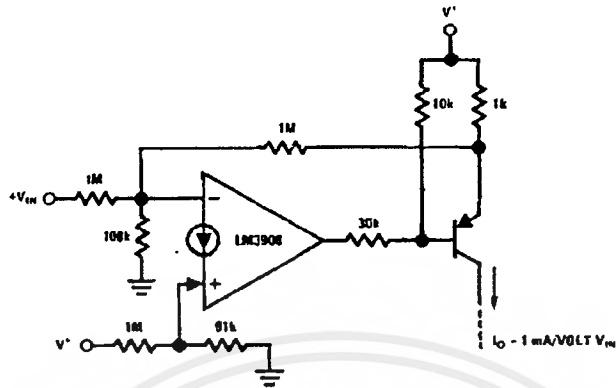
Q - 50
 f_0 - 1 kHz

TL/H/7938-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

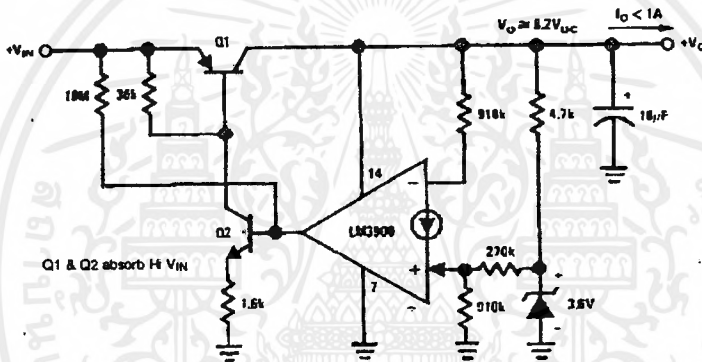
Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

**Voltage-Controlled Current Source
(Transconductance Amplifier)**



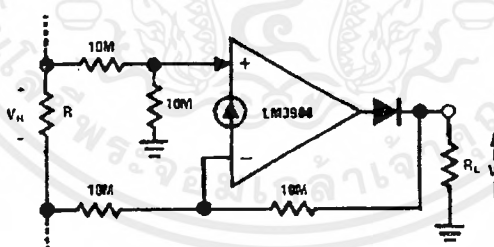
TL/H/7936-12

Hi V_{IN} , Lo ($V_{IN} - V_O$) Self-Regulator



TL/H/7936-13

Ground-Referencing a Differential Input Signal

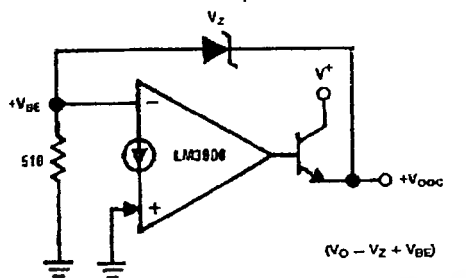


TL/H/7936-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

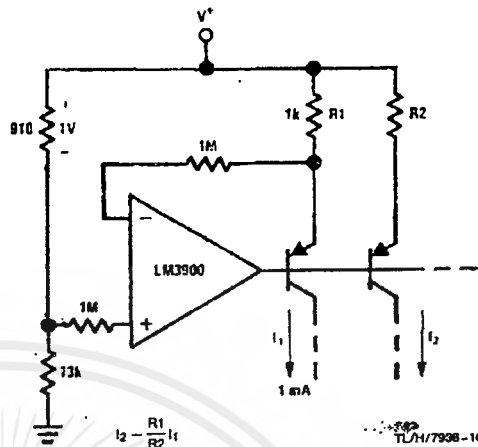
Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

Voltage Regulator



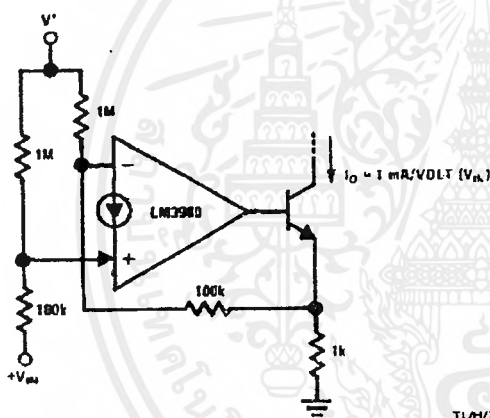
TL/H/7936-15

Fixed Current Sources



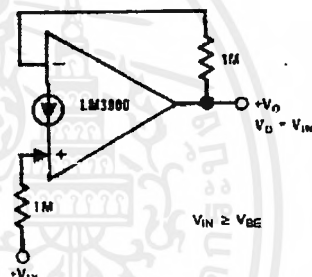
TL/H/7936-16

Voltage-Controlled Current Sink (Transconductance Amplifier)



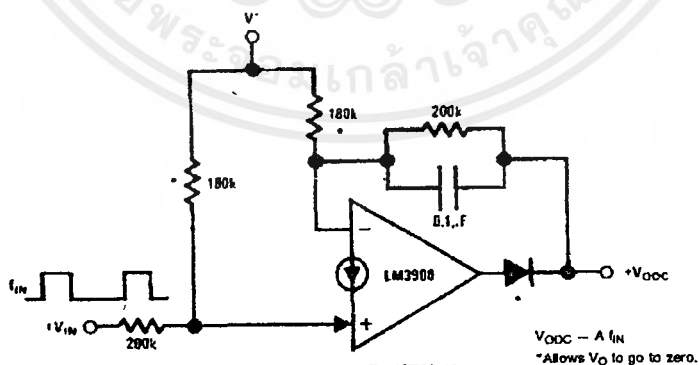
TL/H/7936-17

Buffer Amplifier



TL/H/7936-18

Tachometer

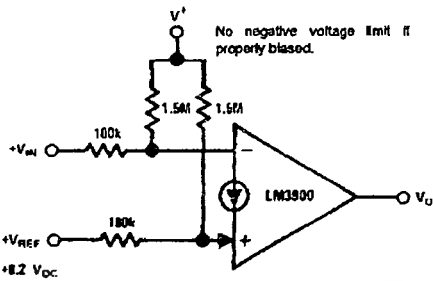


TL/H/7936-18

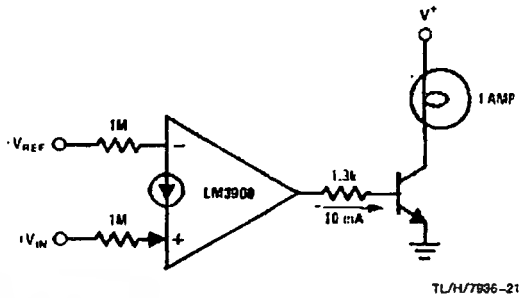
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

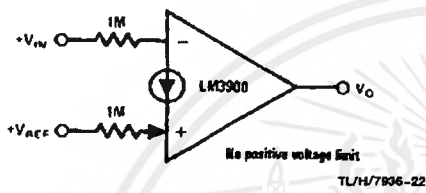
Low-Voltage Comparator



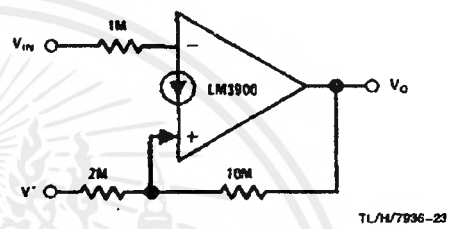
Power Comparator



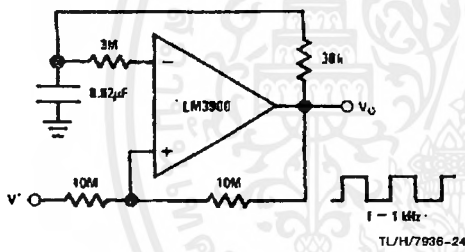
Comparator



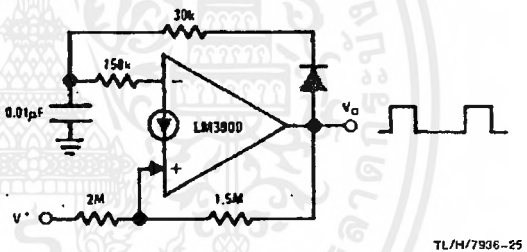
Schmitt-Trigger



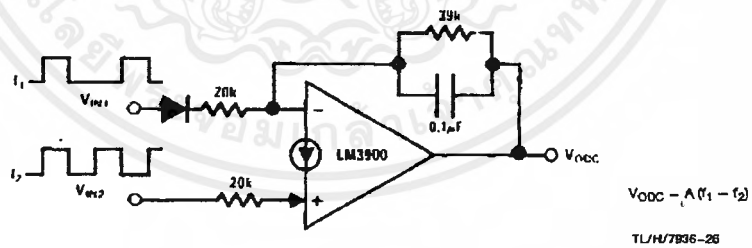
Square-Wave Oscillator



Pulse Generator

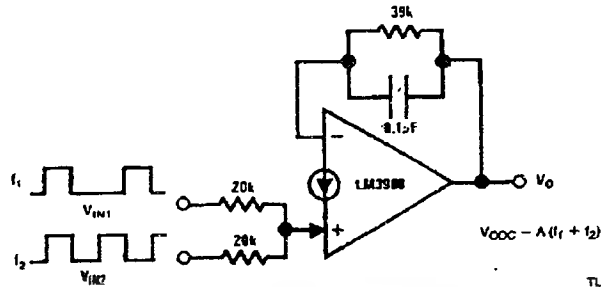


Frequency Differencing Tachometer

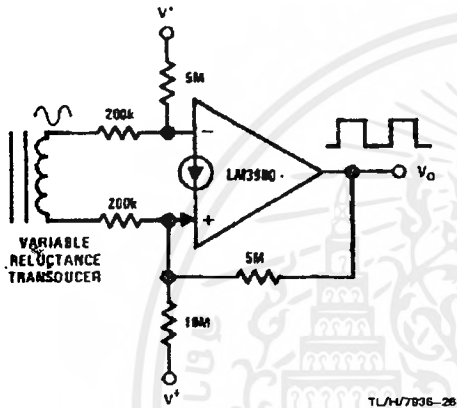


Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

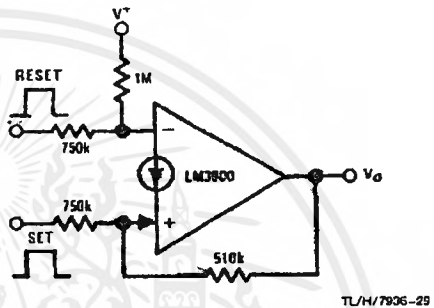
Frequency Averaging Tachometer



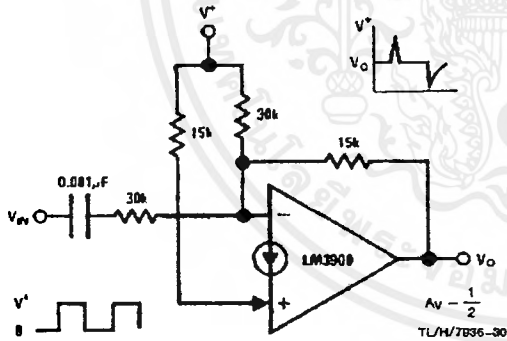
Squaring Amplifier (W/Hysteresis)



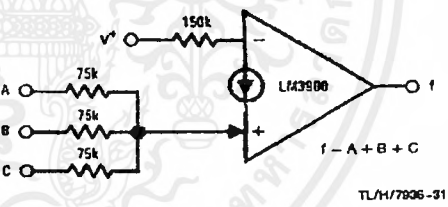
Bi-Stable Multivibrator



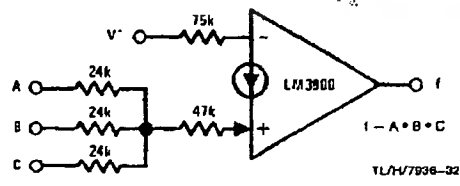
Differentiator (Common-Mode Biasing Keeps Input at +V_{BE})



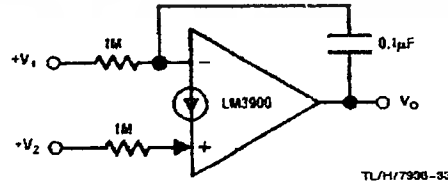
"OR" Gate



"AND" Gate



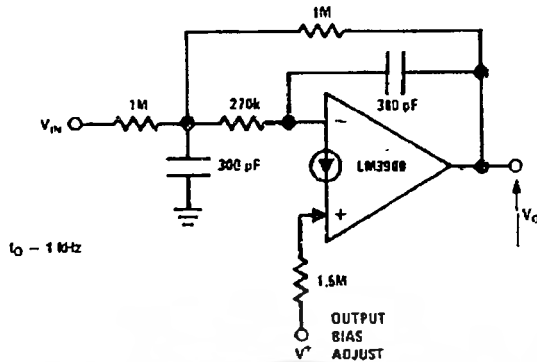
Difference Integrator



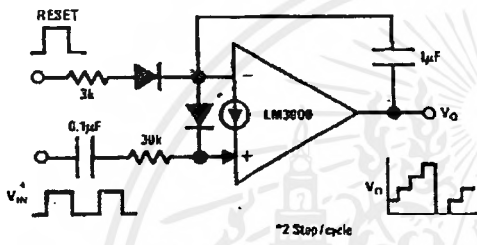
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications ($V^+ = 15\text{ V}_{DC}$) (Continued)

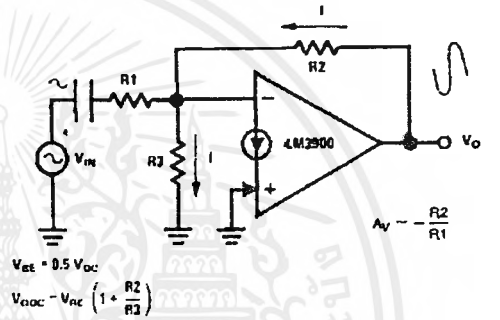
Low Pass Active Filter



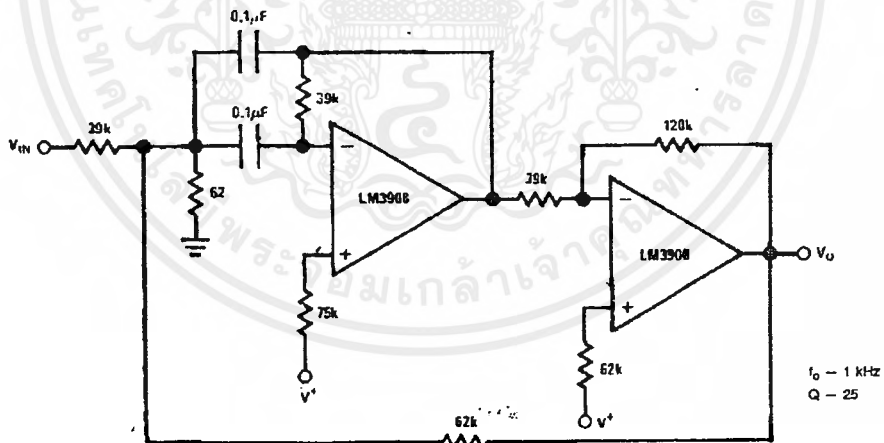
Staircase Generator



VBE Biasing

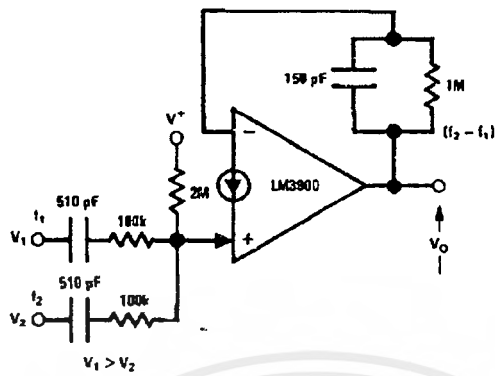


Bandpass Active Filter



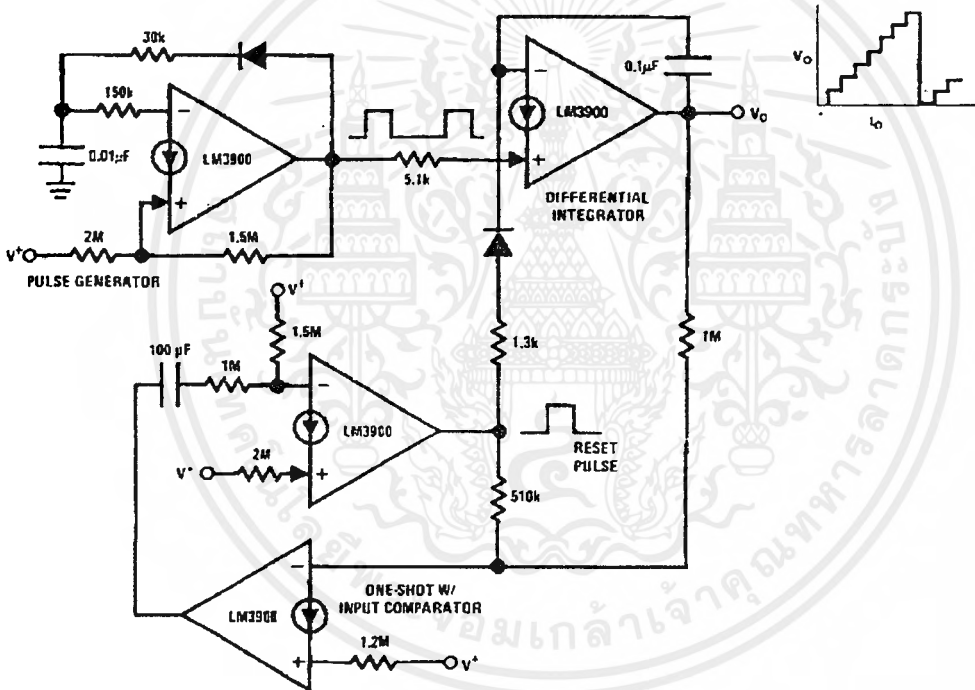
Typical Applications ($V^+ = 15\text{ V}_{DC}$) (Continued)

Low-Frequency Mixer



TL/H/7936-38

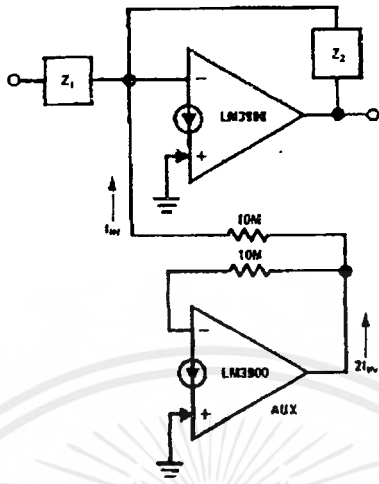
Free-Running Staircase Generator/Pulse Counter



TL/H/7936-39

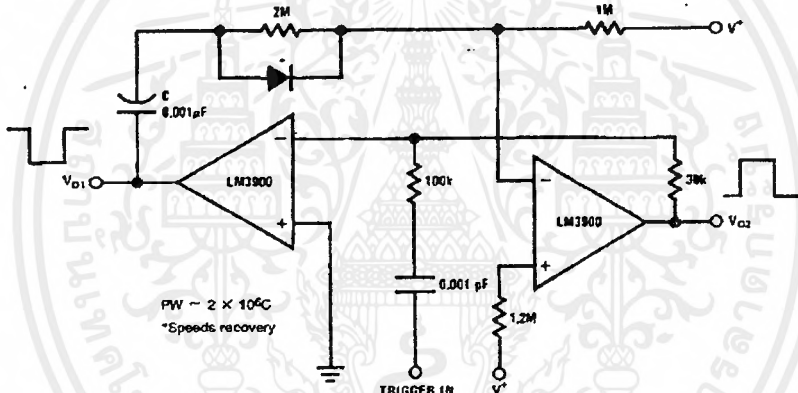
Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

Supplying I_{IN} with Aux. Amp
(to Allow HI-Z Feedback Networks)



TL/H/7836-40

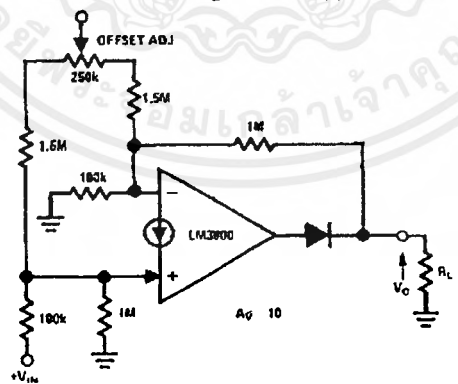
One-Shot Multivibrator



PW $\sim 2 \times 10^6 C$
*Speeds recovery

TL/H/7836-41

Non-Inverting DC Gain to (0,0)

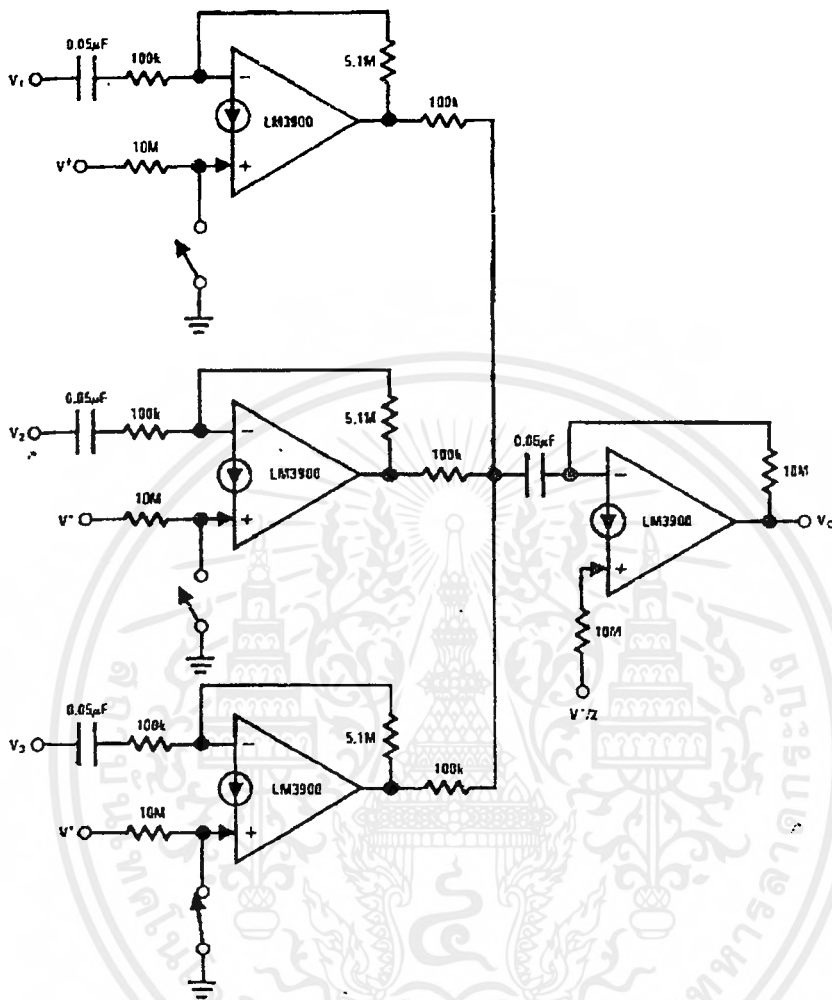


TL/H/7836-42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

Channel Selection by DC Control (or Audio Mixer)

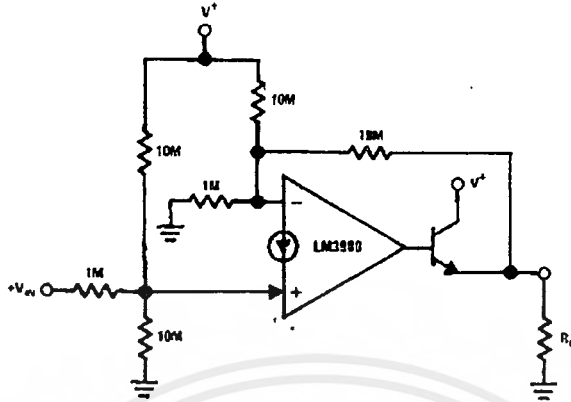


TL/H/7936-43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

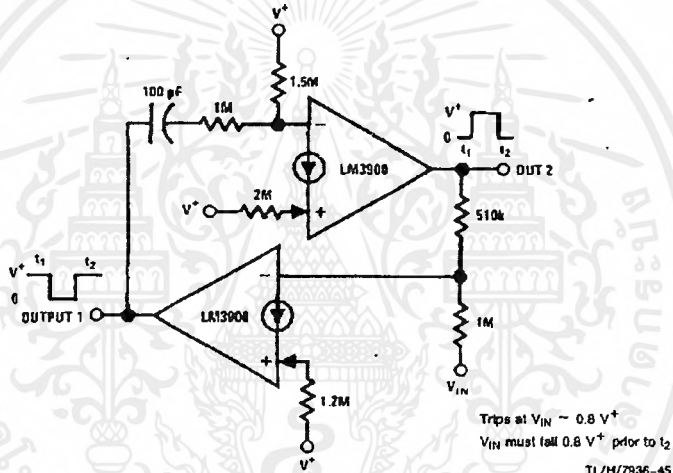
Typical Applications ($V^+ = 15\text{ V}_{DC}$) (Continued)

Power Amplifier



TL/H/7936-44

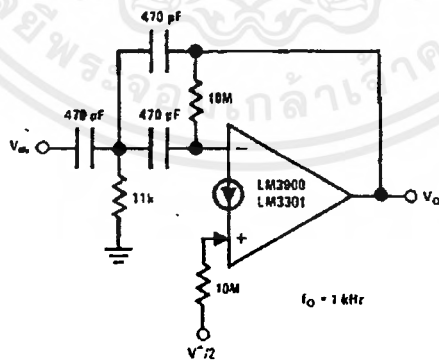
One-Shot with DC Input Comparator



Trips at $V_{IN} \sim 0.8 V^+$
 V_{IN} must fall $0.8 V^+$ prior to t_2

TL/H/7936-45

High Pass Active Filter



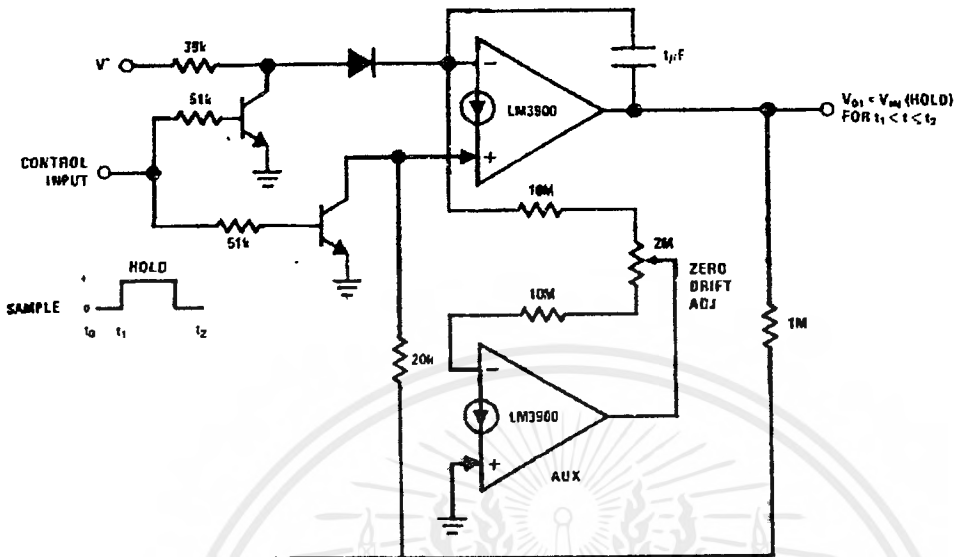
$f_0 = 1\text{ kHz}$

TL/H/7936-46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

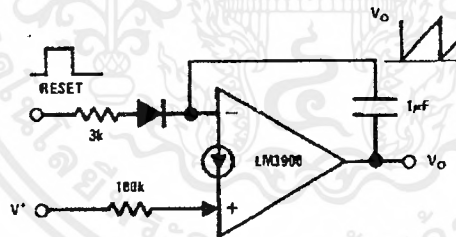
Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

Sample-and-Hold and Compare with New $+V_{IN}$



TL/H/7836-47

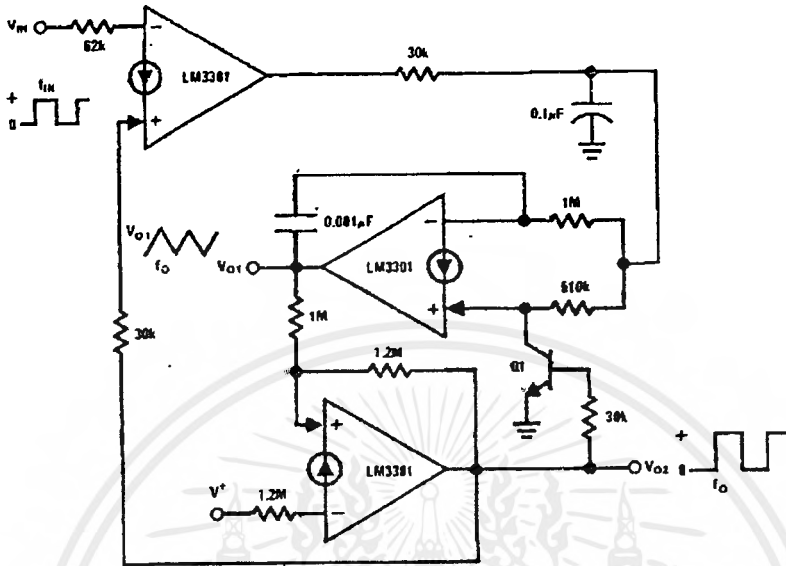
Sawtooth Generator



TL/H/7836-48

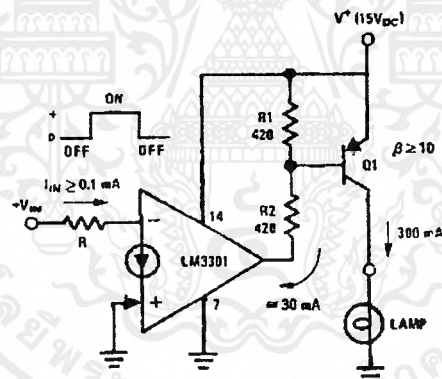
Typical Applications ($V^+ = 15\text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)

Phase-Locked Loop



TL/H/7936-49

Boosting to 300 mA Loads

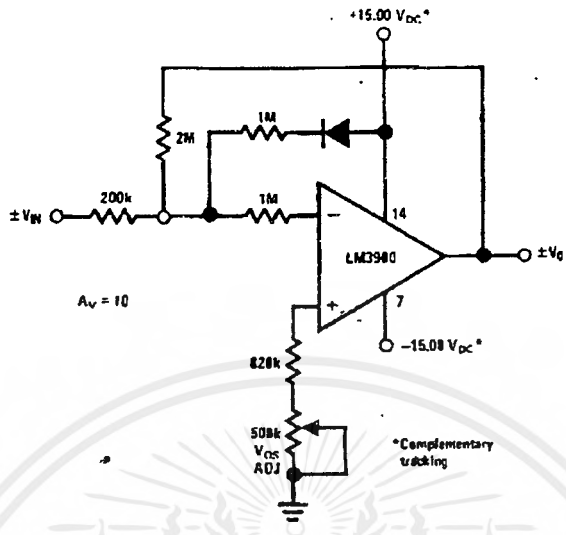


TL/H/7936-50

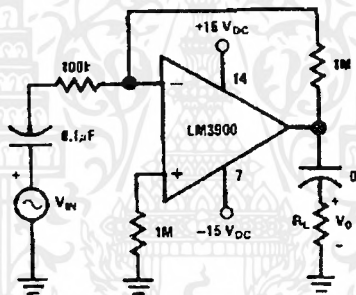
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Split-Supply Applications ($V^+ = +15\text{ V}_{DC}$ & $V^- = -15\text{ V}_{DC}$)

Non-Inverting DC Gain

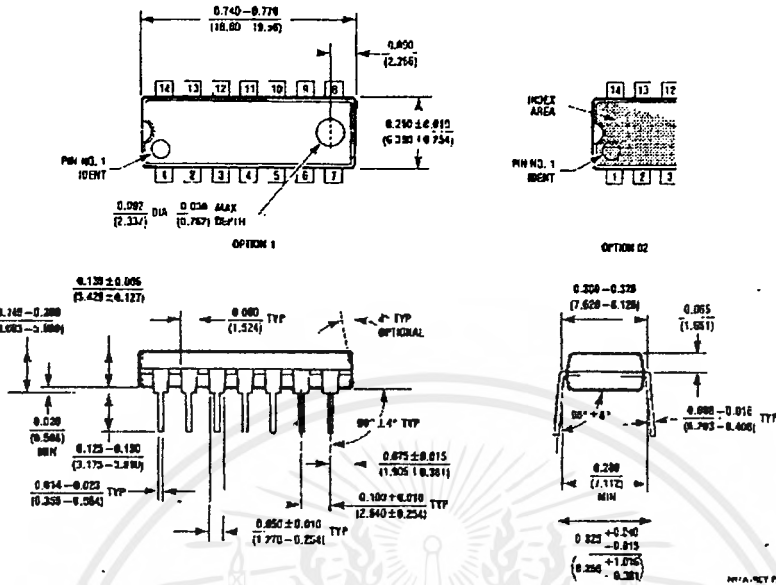


AC Amplifier



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM2900N, LM3900N or LM3301N
NS Package Number N14A

LIFE SUPPORT POLICY

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

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

<p>National Semiconductor Corporation 1111 West Berdin Road Arlington, TX 76017 Tel: (800) 272-9959 Fax: (800) 737-7018</p>	<p>National Semiconductor Europe Fax: (+49) 0-180-530 85 86 Email: crivgo@tevm2.nsc.com Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85 English Tel: (+49) 0-180-532 76 32 Français Tel: (+49) 0-180-532 93 56 Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80</p>	<p>National Semiconductor Hong Kong Ltd. 13th Floor, Straight Block, Ocean Centre, 5 Canton Rd. Tsimshatsui, Kowloon Hong Kong Tel: (852) 2737-1000 Fax: (852) 2736-9900</p>	<p>National Semiconductor Japan Ltd. Tel: 81-043-299-2309 Fax: 81-043-299-2408</p>
--	--	---	---

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

**SWITCHMODE
 PULSE WIDTH MODULATION
 CONTROL CIRCUITS**

**SWITCHMODE
 PULSE WIDTH MODULATION
 CONTROL CIRCUITS**

SILICON MONOLITHIC
 INTEGRATED CIRCUITS

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control. This device features:

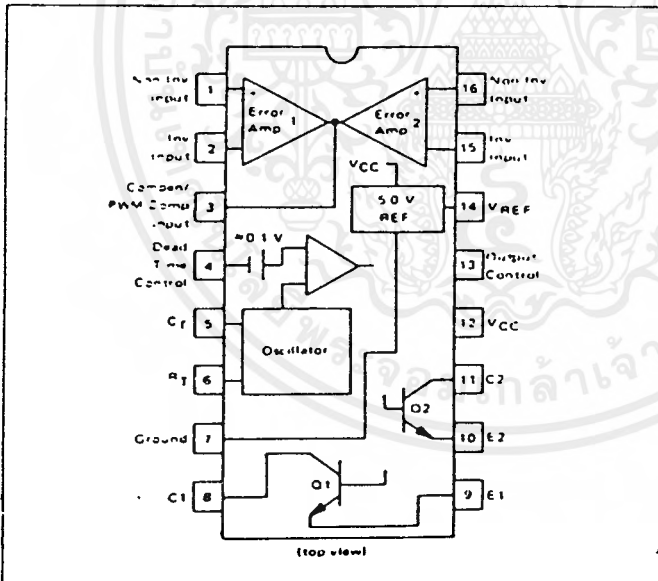
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout



J SUFFIX
 CERAMIC PACKAGE
 CASE 620



N SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 648



The TL494C is specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I is specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0° to +70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0° to +70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25° to +85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25° to +85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55 to +125°C	Ceramic DIP

TL494

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

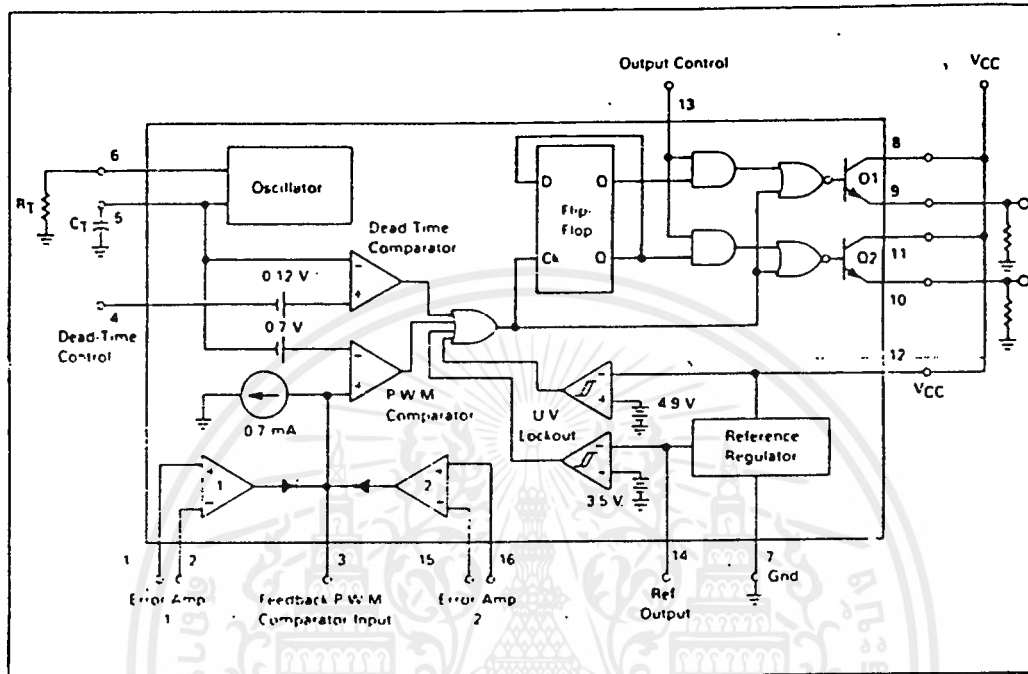
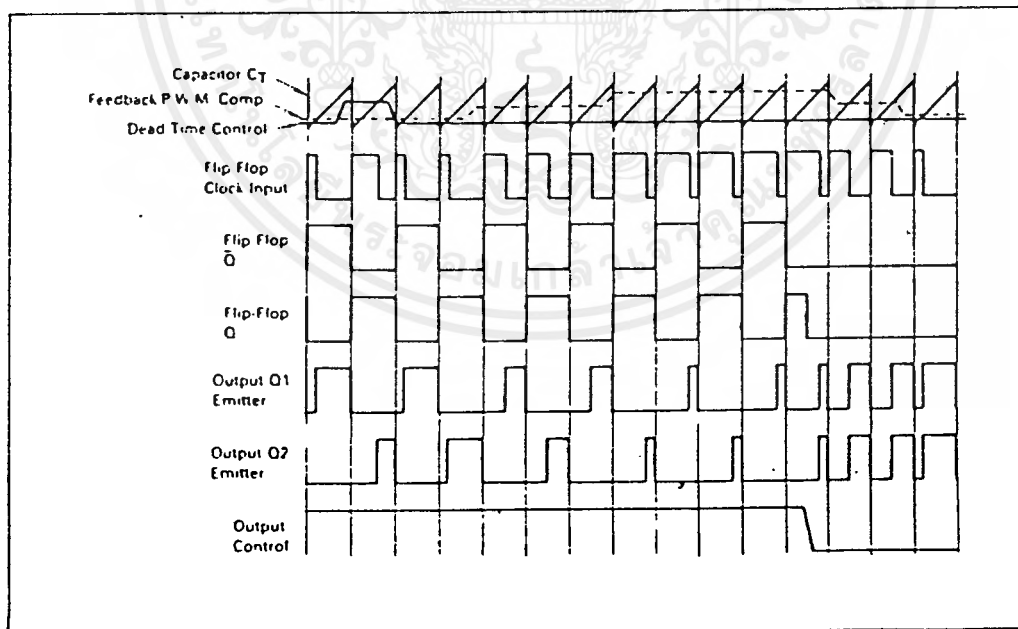


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 4.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the timing diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96%, with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional dead time may be imposed on the output by setting the dead-time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 to 3.3 V.

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2 V)$, and may be used to sense power supply output voltage and current. The error amplifier outputs are active high and are ORed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the dead-time comparator which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2 when single ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output modulation pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Input Output Control	Output Function	$f_{out} =$ f_{osc}
Grounded	Single ended PWM at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Push-pull operation	0.5

TL494

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies unless otherwise noted)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	TL494M	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor) (1)	I _{C1} , I _{C2}	500	500	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{in}	0.2 to 42	0.2 to 42	0.2 to 42	V
Power Dissipation @ T _A = 45°C	P _D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T _J				°C
Plastic Package		125	125	—	
Ceramic Package		150	150	150	
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0 to 70	25 to 85	55 to 125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}				°C
Plastic Package		-55 to 125	55 to 125	—	
Ceramic Package		65 to 150	65 to 150	65 to 150	

NOTE 1: Maximum thermal limits must be observed.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	N Suffix Plastic Package	J Suffix Ceramic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	80	100	°C/W
Derating Ambient Temperature	T _A	45	50	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V _{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I _{C1} , I _{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V _{in}	0.2	—	V _{CC} - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I _{fb}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I _{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R _T	1.6	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C _T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f _{osc}	10	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ unless otherwise noted)

For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I _D = 10 mA)	V _{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V _{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg _{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Load Regulation (I _D = 10 mA to 10 mA)	Reg _{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V _{ref} = 0 V)	I _{SC}	15	35	75	15	35	75	mA

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, for min max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494C,I			TL494M			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_{CE} = 30\text{ V}$)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(off)}$	—	—	100	—	—	150	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage (2) Common-Emitter ($V_E = 0\text{ V}$, $I_C = 200\text{ mA}$)	$V_{SAT(C)}$	—	1.1	1.3	—	1.1	1.5	V
Emitter-Follower ($V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$)	$V_{SAT(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} = 0.4\text{ V}$)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	

ERROR AMPLIFIER SECTIONS

Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	—	0.1	1.0	μA
Input Common-Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	0.3 to $V_{CC} - 2.0$	—	—	V
Open-Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_c	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity Gain ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	ϕ_m	—	65	—	deg
Common-Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_O	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_O	2.0	4.0	—	mA

NOTE 2: Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperatures as possible.

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ unless otherwise noted.)
 For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)} = 0.7\ \text{V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{(Pin\ 4)} = 0\ \text{to}\ 5.25\ \text{V}$)	$I_{IB}\ (DT)$	—	- 2.0	- 10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push Pull Mode ($V_{(Pin\ 4)} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{(Pin\ 4)} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	— 0	2.8 —	3.3 —	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	σ_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}\ \text{to}\ 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}\ \text{to}\ T_{high}$) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc}\ (\Delta T)$	—	—	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} Increasing, $I_{ref} = 10\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All Other Inputs and Outputs Open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$)	I_{CC}	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($V_{(Pin\ 4)} = 2.0\ \text{V}$; (See Figure 12) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\ \text{V}$)	—	—	7.0	—	mA

* Standard deviation is a measure of the standard distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum (x_i - \bar{x})^2}{n}}$$

TL494

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

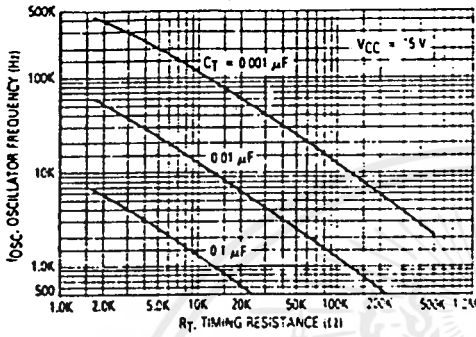


FIGURE 5 — OPEN-LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

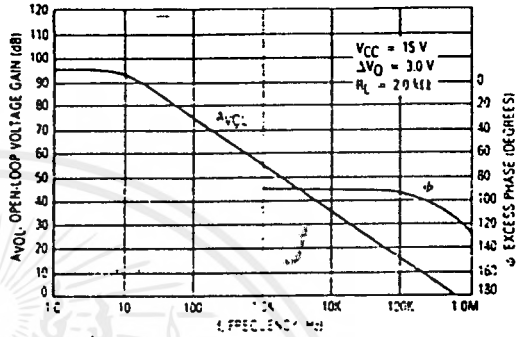


FIGURE 6 — PERCENT DEAD-TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

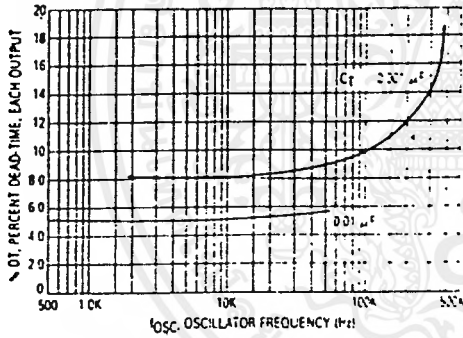


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

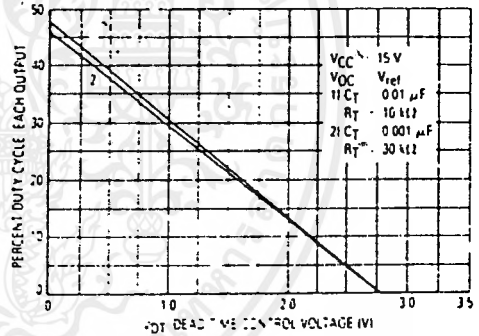


FIGURE 8 — EMITTER FOLLOWER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

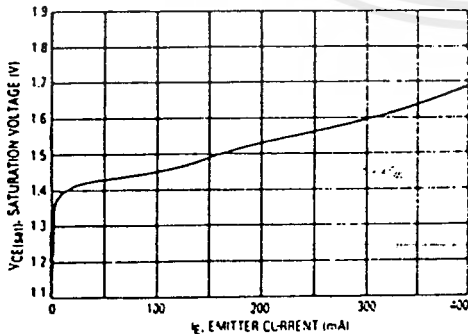
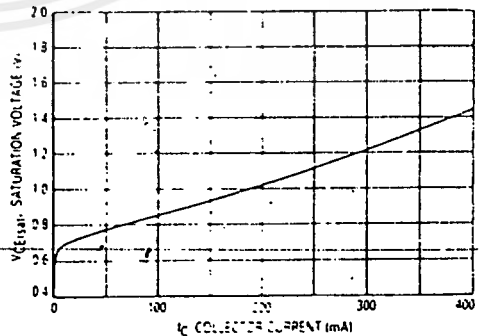


FIGURE 9 — COMMON EMITTER CONFIGURATION OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



INTERNATIONAL RECTIFIER 

**HIGH VOLTAGE
MOS GATE DRIVER**

IR2113

General Description

The IR2113 is a high voltage, high speed MOS-gated power device driver with independent high side and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS outputs or with LSTTL outputs using pull-up resistors. Output drivers use low impedance totem-pole arrangement designed for low cross-conduction current spike. Propagation delays for the two channels are matched to simplify use in high frequency application. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration that operates off high voltage rail up to 600 volts.

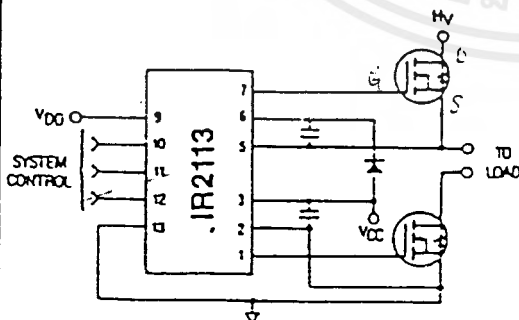
Features

- Floating supply designed for bootstrap operation
 - Operating offset range from -5V to +600V
 - dv/dt immunity rated at $\pm 50V/ns$
 - Quiescent power dissipation of 1.6mW at 15V
- Wide output operating gate drive supply range from 10 to 20V
- Separate logic supply to interface with logic signal
 - Operating supply range from 5 to 20V
 - Logic and power ground operating offset range from -5 to +5V
- CMOS Schmitt-triggered inputs with hysteresis and pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Undervoltage lockout with hysteresis for both channels
- Output totem-pole driver designed to drive MOS-gated power devices
 - Peak current capability at 2A minimum
 - Switching time of 25ns typical into 1000pf load
- Matched propagation delay time for both channels
 - Typical 120ns turn-on delay and 94ns turn-off delay
 - Maximum rated matching differential of $\pm 10ns$
- Latch immune CMOS. Withstand >2A reverse current at I/O pins

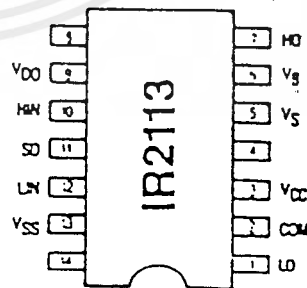
Applications

- High frequency switch-mode power supply
- DC and AC motor drives
- Electronic lamp ballast
- Battery charger
- Induction heating and welding
- Switching amplifier

Typical Connection



Pinout Assignment



For mechanical specifications see back page

IR2113

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM.

The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	-0.5	V _S +20	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	-V _{BS} - 0.5	600	
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S - 0.5	V _S + 0.5	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	-0.5	20	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	-0.5	V _{CC} + 0.5	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	-0.5	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	V _{CC} - 20	V _{CC} + 0.5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.5	V _{DD} + 0.5	
dV _{GLD}	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Fig. 16)	—	50	
P _D	Package Power Dissipation @ T _A <= 25°C (Fig. 19)	—	1.6	W
R _{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	—	75	°C/W
T _J	Junction Temperature	-55	150	°C
T _S	Storage Temperature	-55	150	
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The Input/Output Logic Timing diagram is shown in Fig. 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions.

The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Fig. 2 and 3.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V _S +10	V _S +20	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	-5	600	
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	10	20	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	V _{SS} +5	V _{SS} +20	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	-5	5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}, V_{DD}) = 15V and V_{SS} = COM unless otherwise specified.

The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit as shown in Fig. 11.

Symbol	Parameter	T _J = 25°C			T _J = -65 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
t _{on}	Turn-On Propagation Delay	—	120	150	—	260	ns	V _S = 0V	Fig. 12
t _{off}	Turn-Off Propagation Delay	—	94	125	—	220		V _S = 600V	
t _{sd}	Shutdown Propagation Delay	—	110	140	—	235		V _S = 600V	
t _r	Turn-On Rise Time	—	25	35	—	50	ns	C _L = 1000pF	Fig. 13
t _f	Turn-Off Fall Time	—	17	25	—	40		C _L = 1000pF	
M _{ton}	Delay Matching, HS and LS Turn-On	—	—	10	—	—	ns	M _{ton} -L _{on}	Fig. 14
M _{toff}	Delay Matching, HS and LS Turn-Off	—	—	10	—	—		M _{toff} -L _{off}	
D _{Hton}	Deadtime, LS Turn-Off to HS Turn-On	16	26	36	—	—	ns	(M _{ton} -L _{off})	Fig. 15
D _{Lton}	Deadtime, HS Turn-Off to LS Turn-On	16	26	36	—	—		(L _{on} -M _{off})	

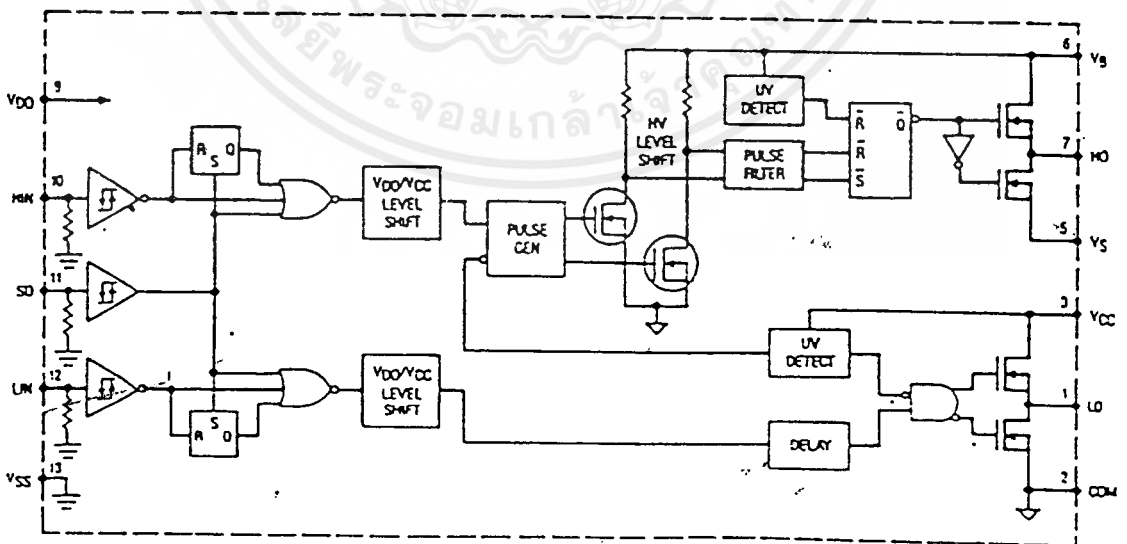
Static Electrical Characteristics

VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V unless otherwise specified.

The VIN, VIH and IIN parameters are referenced to VSS and are applicable to all three logic Input Pins: HIN, LIN and SD. The VO and IO parameters are referenced to COM or VS and are applicable to the respective Output Pins: HO or LO.

Symbol	Parameter	Tj = 25°C			Tj = -55 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
VIH	Logic "1" Input Voltage	3.1	—	—	3.3	—	V	VDD = 5V	Fig. 4
		6.4	—	—	6.8	—		VDD = 10V	
		9.5	—	—	10	—		VDD = 15V	
		12.5	—	—	13.3	—		VDD = 20V	
VIL	Logic "0" Input Voltage	—	—	1.8	—	1.7	V	VDD = 5V	
		—	—	3.8	—	3.6		VDD = 10V	
		—	—	6	—	5.7		VDD = 15V	
		—	—	8.3	—	7.9		VDD = 20V	
VOH	High Level Output Voltage, VBIAS-VO	—	0.7	1.2	—	1.5	V	VIN = VIH, IO = 0A	Fig. 10
VOL	Low Level Output Voltage, VO	—	—	0.1	—	0.1	V	VIN = VIL, IO = 0A	
ILK	Offset Supply Leakage Current	—	—	50	—	250	µA	VB = VS = 600V	Fig. 5
IOBS	Quiescent VBS Supply Current	—	125	230	—	500		VIN = VIH or VIL	Fig. 6
IOCC	Quiescent VCC Supply Current	—	180	340	—	600		VIN = VIH or VIL	Fig. 7
IODD	Quiescent VDD Supply Current	—	5	30	—	60		VIN = VIH or VIL	
IIN+	Logic "1" Input Bias Current	—	15	30	—	70	A	VIN = 15V	Fig. 8
IIN-	Logic "0" Input Bias Current	—	—	1	—	10		VIN = 0V	
VBSUV+	VBS Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.7	8.7	9.7	—	—	V		Fig. 9
VBSUV-	VBS Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.3	8.3	9.3	—	—			
VCCUV+	VCC Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.6	8.6	9.6	—	—			
VCCUV-	VCC Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.2	8.2	9.2	—	—			
IO+	Output High Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	VOUT = 0V, VIN = 15V, PW <= 10 µs	
IO-	Output Low Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—		VOUT = 15V, VIN = 0V, PW <= 10 µs	

Functional Block Diagram



IR2113

Typical Performance Characteristics

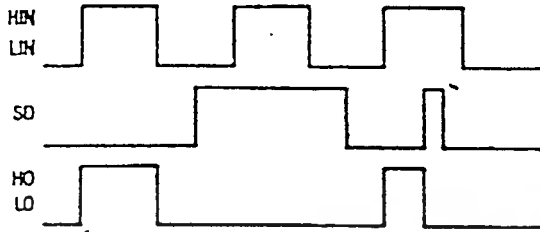


Fig. 1 — Input/Output Timing Diagram

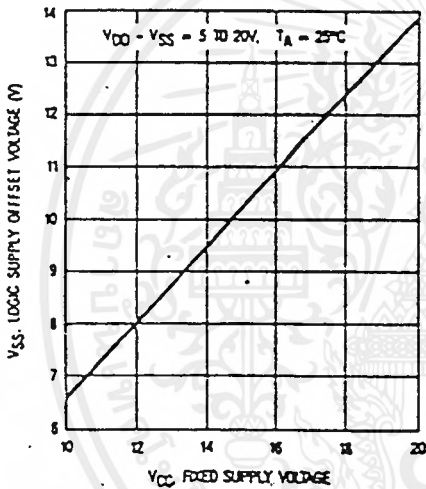


Fig. 3 — Maximum V_{SS} Positive Offset Voltage vs. V_{CC} Supply Voltage (For Proper I/O Logic Transition)

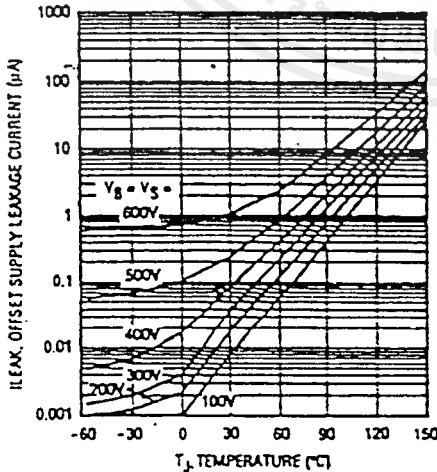


Fig. 5 — Offset Supply Leakage Current vs. Temperature

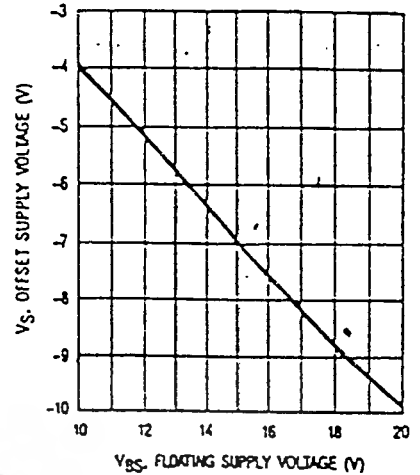


Fig. 2 — Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage (For Proper I/O Logic Transition)

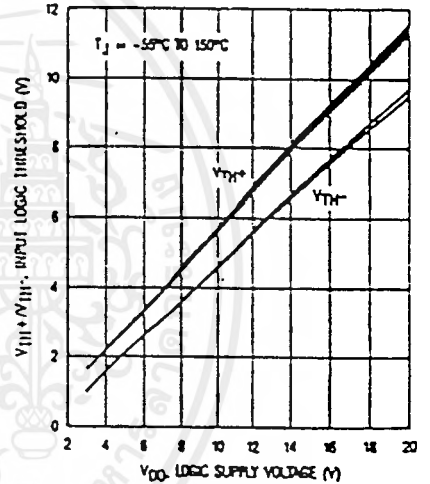


Fig. 4 — Input Logic Threshold vs. V_{DD} Supply Voltage

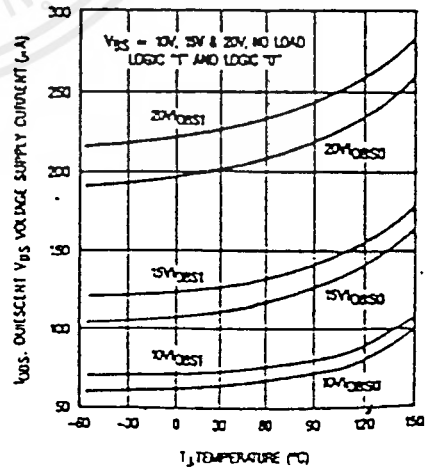


Fig. 6 — Quiescent V_{BS} Supply Current vs. Temperature

Typical Performance Characteristics

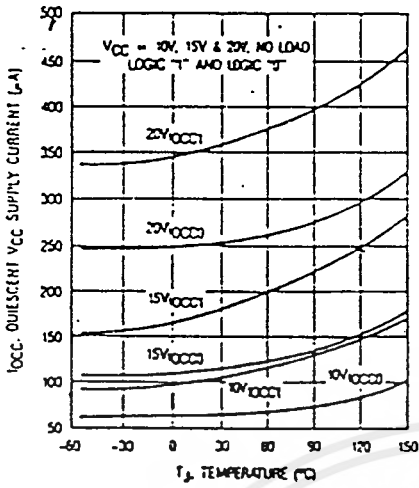


Fig. 7 — Quiescent V_{CC} Supply Current vs. Temperature

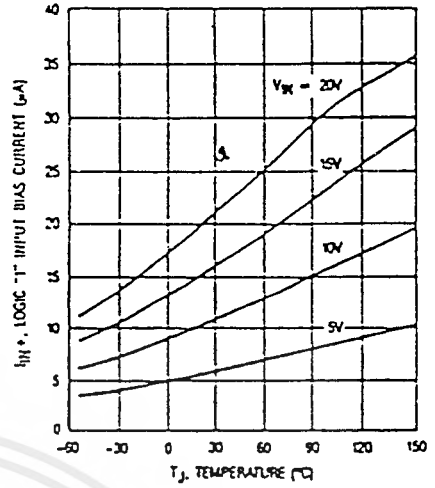


Fig. 8 — Logic "1" Input Bias Current vs. Temperature

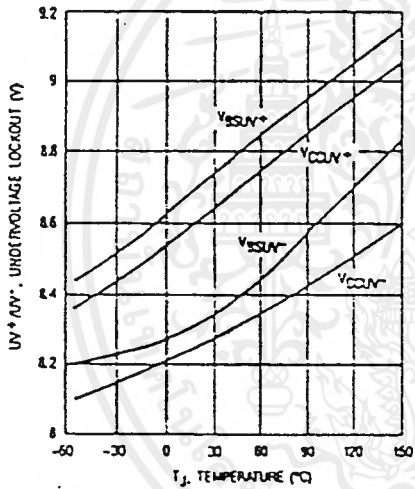


Fig. 9 — Undervoltage Lockout vs. Temperature

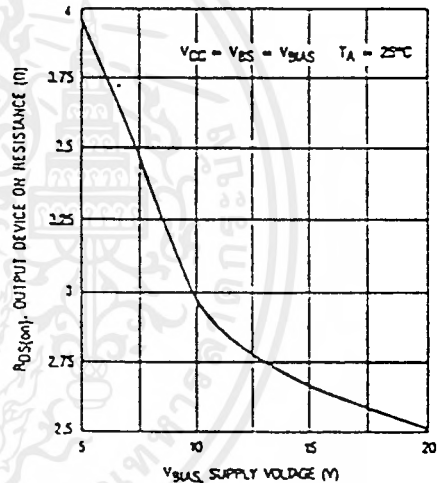


Fig. 10 — Output Device On Resistance vs. Supply Voltage

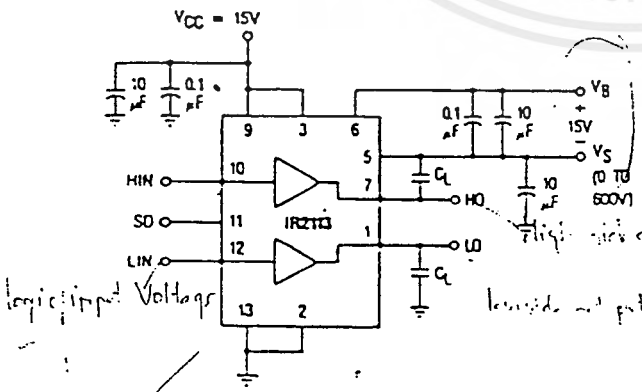


Fig. 11a — Switching Time Test Circuit

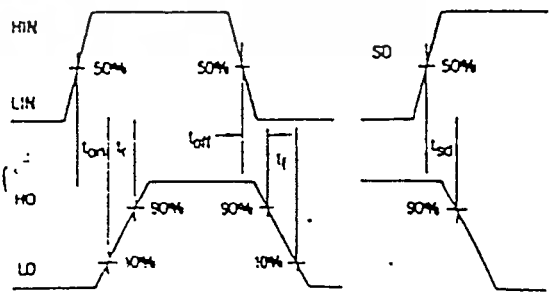


Fig. 11b — Switching Time Waveform Definition

IR2113

Typical Performance Characteristics

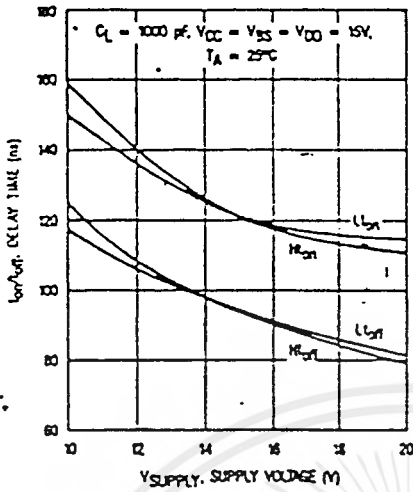


Fig. 12a — Delay Time vs. Supply Voltage

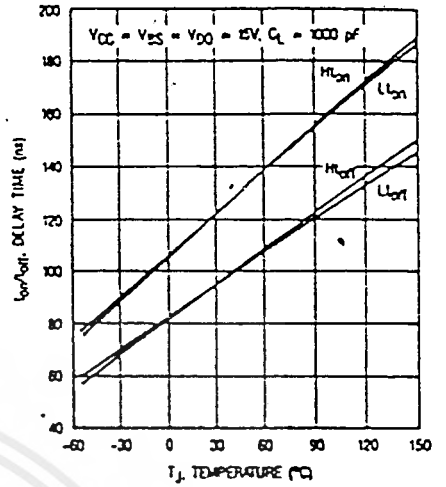


Fig. 12b — Delay Time vs. Temperature

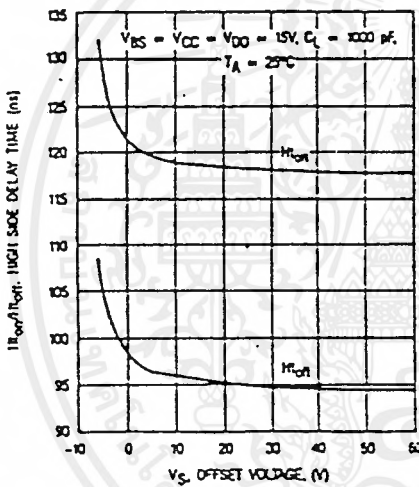


Fig. 12c — High Side Delay Time vs. V_S Offset Voltage

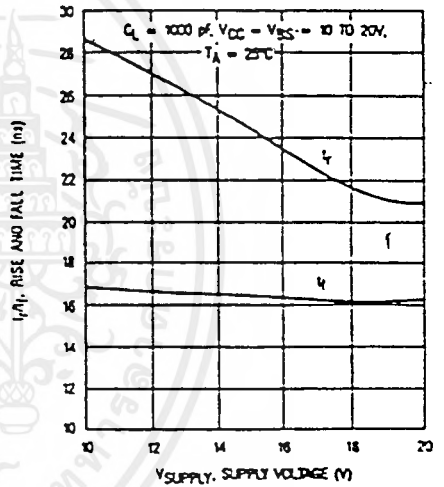


Fig. 13a — Rise and Fall Time vs. Supply Voltage

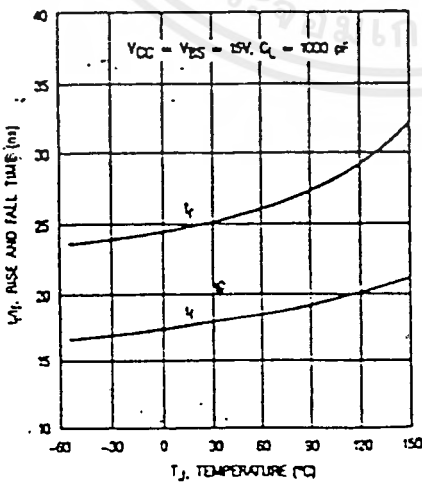


Fig. 13b — Rise and Fall Time vs. Temperature

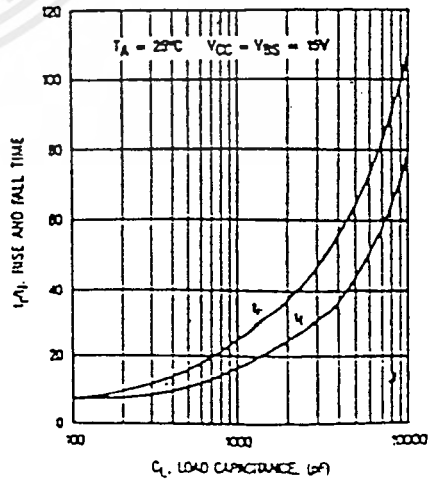
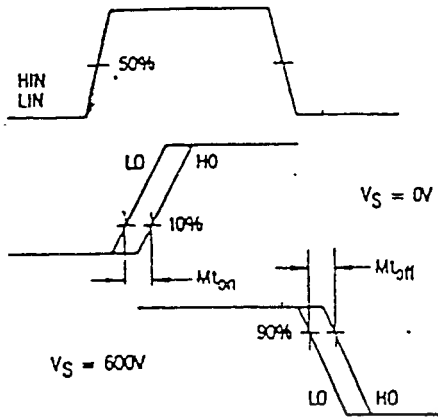


Fig. 13c — Rise Time/Fall Time vs. Load Capacitance

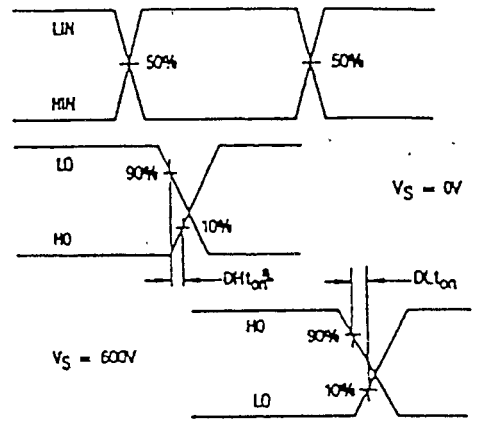
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



TYPICAL $Mt_{on} = Mt_{off} = 0$ ns

Fig. 14 — Delay Matching Waveform Definitions



TYPICAL $DHL_{on} = DCL_{on} = 26$ ns

Fig. 15 — Deadtime Waveform Definitions

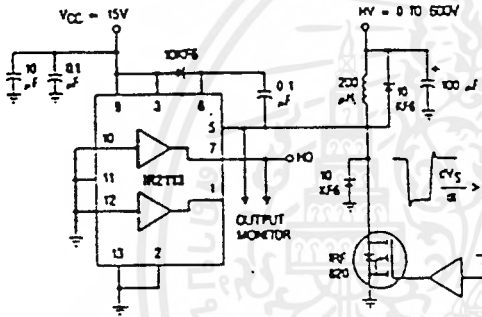


Fig. 16 — Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

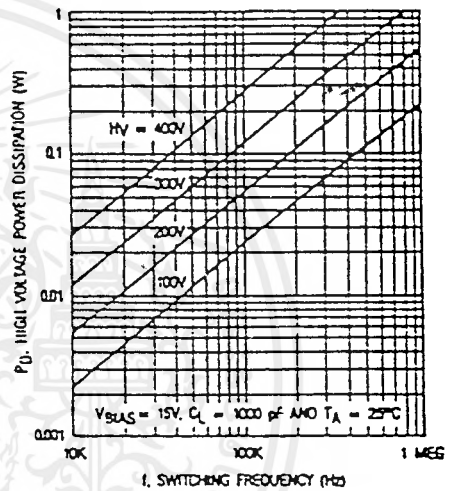


Fig. 17a — High Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

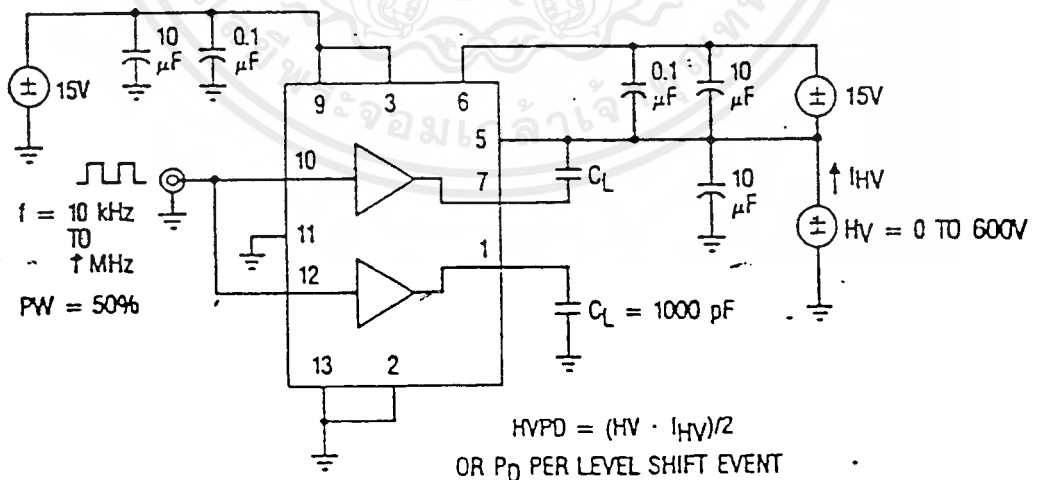


Fig. 17b — High Voltage Power Dissipation Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2113

Typical Performance Characteristics

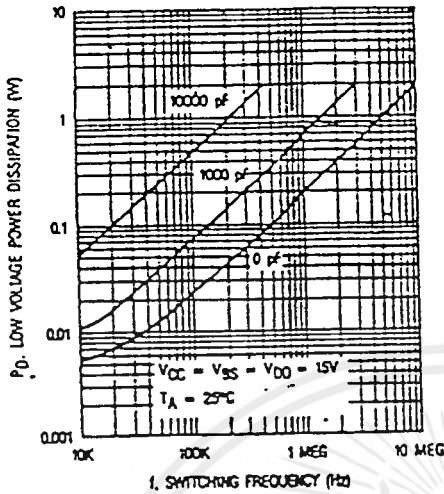


Fig. 18a — Low Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

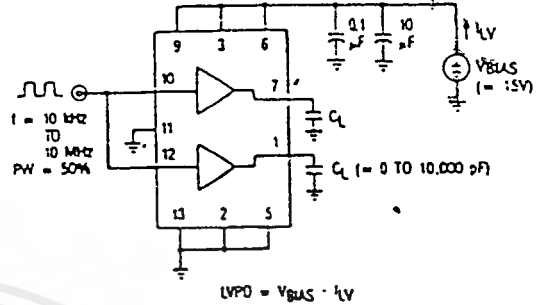


Fig. 18b. — Low Voltage Power Dissipation Test Circuit

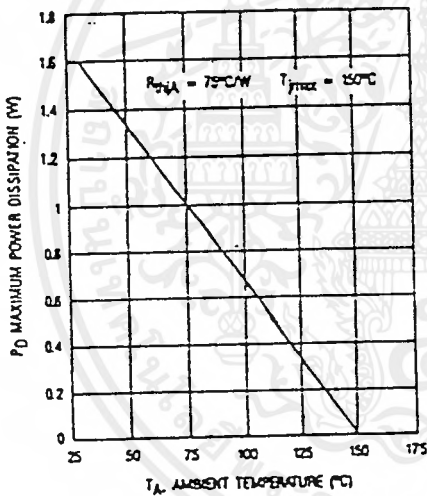


Fig. 19 — Maximum Power Dissipation vs. Ambient Temperature

HEXFET SIZE	TYPICAL t_r	TYPICAL t_f
2	25 ns	17 ns
3	38 ns	23 ns
4	53 ns	34 ns
5	78 ns	54 ns
6	116 ns	74 ns

Fig. 20 — HEXFET Die Size vs. Switching Time ($V_{BIAS} = 15V$)

HEXFET TYPE	HV= 100V	200V	300V	400V
820	2000	1200	700	350
830	1600	1100	640	330
840	1100	820	540	300
P450	640	540	400	250
P460	490	460	340	230

$T_A = 25^\circ\text{C}$ AND
 $V_{BIAS} = 15V$

Fig. 21 — Maximum Switching Frequency, f_{max} (kHz)
(f_{max} = switching frequency at which $T_j = T_{jmax}$ and is derived from calculation using typical electrical and thermal ratings. For operation at higher T_A , f_{max} should

Functional Description

The IR2113 is a monolithic high voltage, high speed two channel power MOSFET or IGBT driver. Refer to the section on Functional Block Diagram for the internal partitioning of the various circuit blocks. The driver translates logic input signals into corresponding "in-phase" low impedance outputs. The low side channel output (LO) is referenced to a fixed rail (VCC) and the high side channel output (HO) is referenced to a floating rail (VGS) with offset capability up to 600V.

The logic circuit provides the control pulses for the two output channels corresponding to the logic inputs as indicated by the Input/Output Timing Diagram in Fig. 1. The HO and LO outputs are in phase with the HIN and LIN logic inputs. The two outputs will turn off when the SD input switches high and the outputs will remain off even after the SD input returns to low until the next rising edge of the respective inputs. In the case when VCC is below the undervoltage trip point the UV detect circuit will send a shutdown signal to disable both channels. Also a separate UV detect block is used to disable the high side channel when VGS is below its own undervoltage trip point. The logic inputs use Schmitt trigger circuits with a hysteresis band of $0.1 \cdot V_{DD}$ to provide high noise immunity and can accept inputs with slow rise time. The logic circuit is referenced to its own logic supply to allow the use of a lower supply voltage than the output operating supply voltage. A high noise immunity V_{DD}/V_{CC} level-shifting circuit is used to translate logic signal to the output drivers. With a $\pm 5V$ rated offset capability between the logic ground (VSS) and power ground (COM), the logic circuit is unaffected by the noise coupling generated by the switching action of the output drivers.

Propagation delay for the two channels are matched using the low side delay circuit to simplify the timing requirements of the control pulses. The turn-on delay is matched at 120ns for the low side channel ($L_{L_{on}}$) and the high side channel ($H_{L_{on}}$) with V_{GS} at 0V since the high side turn-on command is usually executed when V_{GS} is at or near 0V. The turn-off delay is matched at 94ns for the low side channel ($L_{L_{off}}$) and the high side channel ($H_{L_{off}}$) with V_{GS} at 600V since the high side turn-off command is usually executed after the high side power MOSFET is "on" and V_{GS} is at or near the high voltage rail.

Both channels use identical low cross-conduction totem pole output connected transistors. The output driver consists of two N-channel MOSFETs with peak current capability above 2A and on resistance of less than 3 ohms (Fig. 10). One output MOSFET is connected as a source follower and the other in common source configuration. Because of the totem pole arrangement the rise time is slower than the fall time driving capacitive load. For a typical 3300pF load the rise and fall times are 50ns and 33ns respectively.

For the high side channel, narrow "On" and "Off" pulses triggered respectively by the rising and the falling edge of HIN are generated by the pulse generator. The respective pulses are used to drive separate high voltage DMOS level translators that set or reset a RS latch operating off the floating rail. Level shifting of the ground referenced HIN signal is thus accomplished by transposing the signal references to the floating rail. Because each high voltage DMOS level

translator is turned on for only the duration of the short "On" or "Off" pulses with each set or reset event, power dissipation is minimized. False triggering of the RS latch from fast dv/dt transients on the V_{GS} node is effectively differentiated from normal pull-down pulses through a pulse discriminator circuit such that the high side channel is essentially immune to any magnitude of dv/dt value. Also the high voltage level shifting circuit is designed to function normally even when the V_{GS} node swings more than 5V below the COM pin. This condition can often occur during the recirculation period of the output free-wheeling diode.

Application Guidelines

(Also see Application Note AN-978A, DT92-1, DT92-2, DT92-3, DT92-4, DT92-5 for details)

The IR2113 is typically used to drive two high voltage N-channel power MOSFETs or IGBTs configured in half-bridge, dual-forward or other topologies. The fixed rail referenced output is used to drive a low side connected power MOSFET. The floating output channel is used to drive a power MOSFET in the high side configuration that requires an over-rail gate drive. Refer to the section on Typical Applications for the various circuit topologies where the IR2113 is applicable.

Typically, the floating supply is derived from the fixed supply using a bootstrap technique as shown in the section on Typical Connection. The charging diode must have a voltage withstand capability higher than the peak HV bus voltage. To minimize power dissipation a fast recovery diode is recommended. The value of the bootstrap capacitor depends on the switching frequency, duty cycle and gate charge requirement of the power MOSFET. The voltage across the capacitor should not be allowed to drop below the under-voltage lockout threshold, otherwise protective shutdown will occur. A 0.1 μF capacitor is usually suitable for applications switching above 5 KHz.

Supply bypass capacitors between VCC and COM and between VDD and VSS are required to supply the transient current needed for switching the capacitive loads. These capacitors, together with the reservoir capacitor across V_B and V_{GS} , must be connected close to the device. A 0.1 μF ceramic disk capacitor in parallel with a 1 μF tantalum capacitor is recommended for VCC bypass. A 0.1 μF ceramic disk capacitor is usually adequate for the logic supply.

The outputs of the IR2113 are designed to deliver gate drives for fast switching speed even for high current power MOSFETs with relatively high gate charge requirement. The typical switching speed for various standard power MOSFET sizes is shown in Fig. 20. To minimize inductance in the gate drive loop, each MOSFET should have its own dedicated connection going to Pin 2 and 5 of the IR2113 for the return of the gate drive signal. For smaller power MOSFETs a series gate resistor for each output is recommended to limit switching speed. The value of the gate resistor depends on EMI requirement, switching losses and the maximum allowable dv/dt .

The total power dissipation of the IR2113 is a function of HV bus voltage, VCC and VDD voltages, switching frequency, duty cycle, delivered gate drives charge, and operating junction temperature. The total dissipation can be divided into two categories: High voltage and low voltage switching.

IR2113

The high voltage dissipation can be calculated by the following formula:

$$PD(HV) = \underbrace{HV \cdot I_{LK} \cdot d}_{\text{static}} + \underbrace{(V_{Bon} + V_{Boff}) \cdot Q_p \cdot f}_{\text{dynamic}}$$

with HV the high voltage bus voltage, I_{LK} the leakage current of V_B to ground, d the duty cycle of the high side switch, Q_p the pulsed charge of high voltage level shifter, V_{Bon} the average voltage of V_B during the turn-on pulse, V_{Boff} the average voltage of V_B during the turn-off pulse and f the switching frequency of the high side channel. The level shifting losses are usually much larger than the leakage losses such that the static term can be neglected for most applications. Fig. 17 shows the total high voltage dissipation as a function of switching frequency at various fixed V_S voltage level. Note that the graph only shows the high voltage power dissipation per set or reset event at the particular fixed

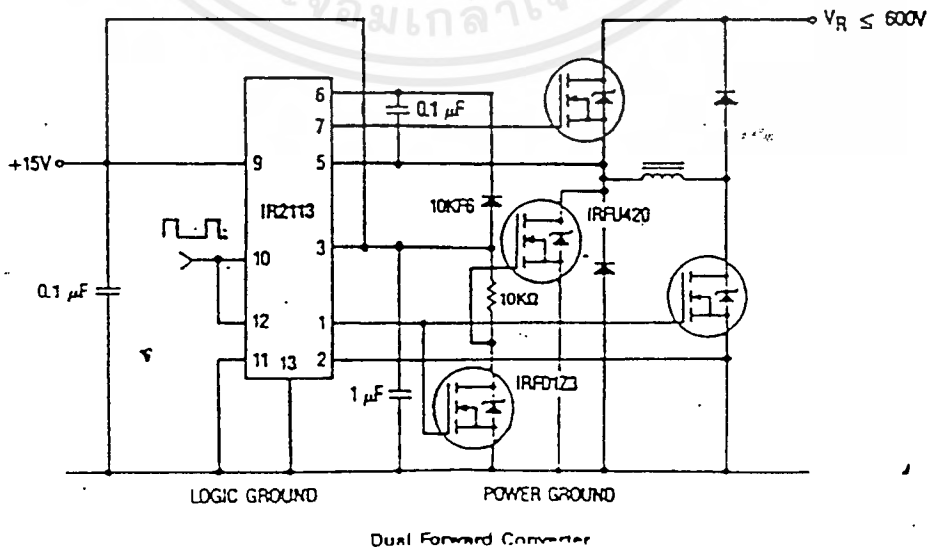
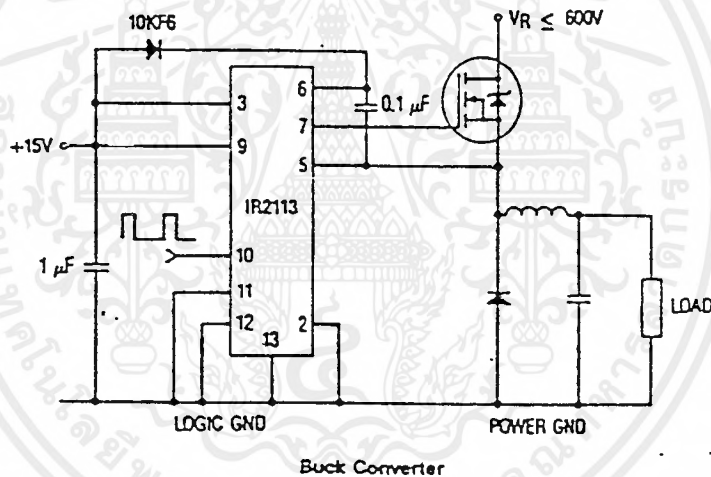
V_S level. Keep in mind that in actual application V_S is swinging during the level shifting event.

The low voltage dissipation can be calculated by the following formula:

$$PD(LV) = \underbrace{V_{bias} \cdot I_{Qtot}}_{\text{static}} + \underbrace{2 \cdot V_{bias} \cdot Q_g \cdot f + V_{bias} \cdot Q_{cmos} \cdot f}_{\text{dynamic}}$$

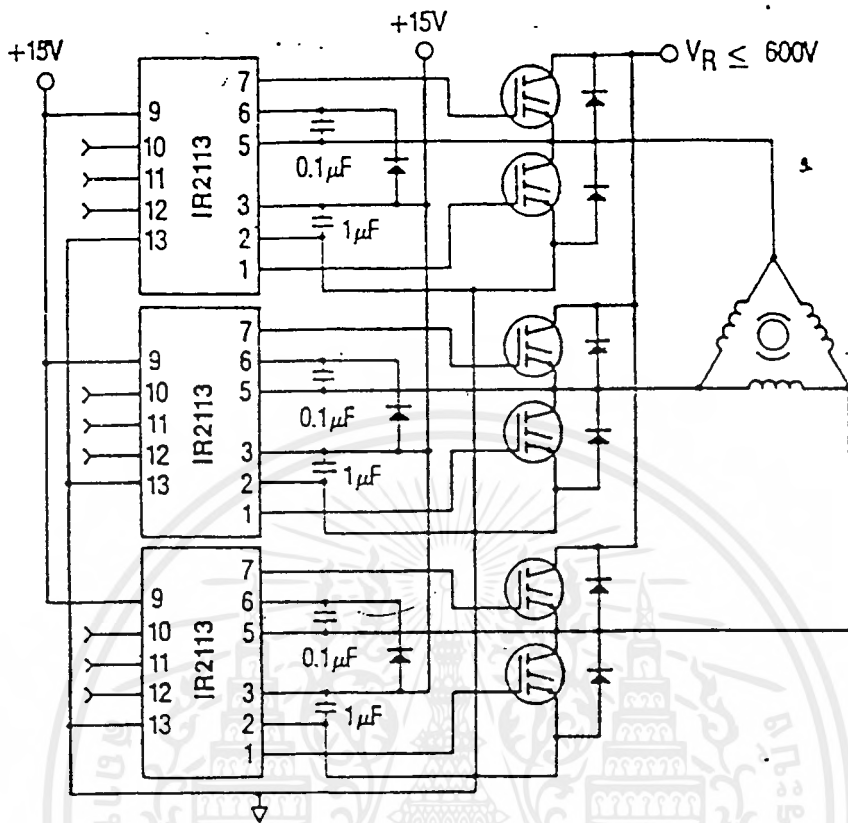
with V_{bias} the low voltage bias voltage assuming $V_{DD} = V_{CC} = V_{BS}$, I_{Qtot} the total quiescent current, Q_g the delivered gate charge per driven MOSFET, f the switching frequency and Q_{cmos} the switching losses associated with the internal CMOS circuitry. The quiescent losses are usually much smaller than the dynamic losses such that the static term can be neglected. Fig. 18 shows the total low voltage power dissipation as a function of switching frequency at various load conditions. The switching losses associated with internal circuitry (Q_{cmos}) are shown in the graph for the case of "0 pF" loading condition.

Typical Applications

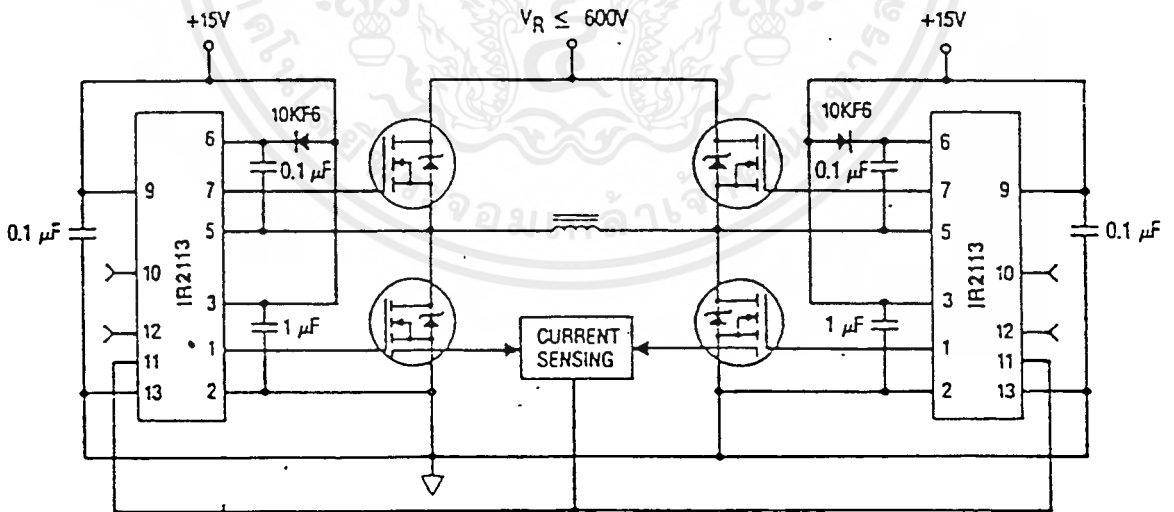


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications Continued



3-Phase Bridge Motor Drive



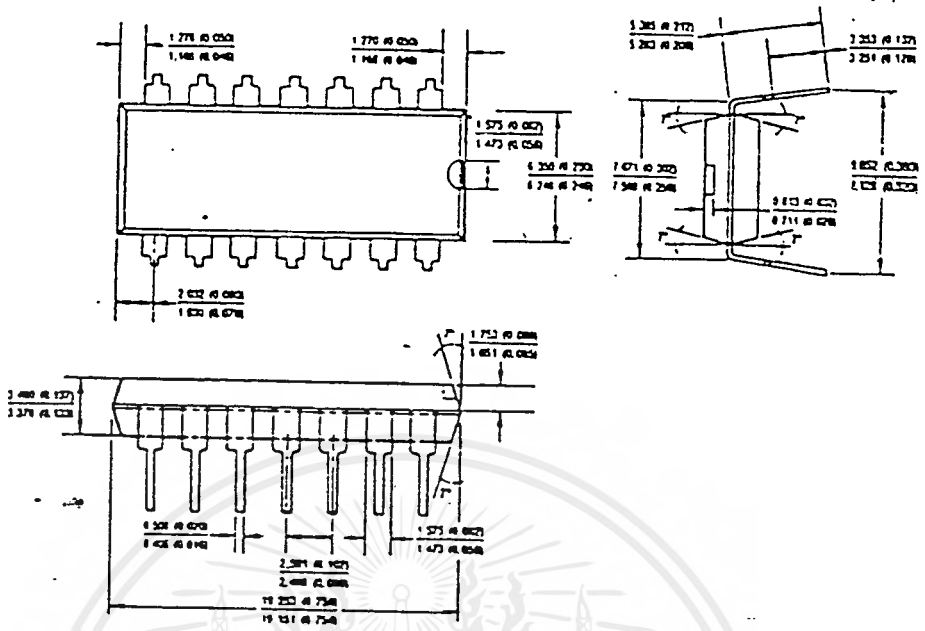
H-Bridge

Typical implementation of an H-bridge with cycle-by-cycle current mode control

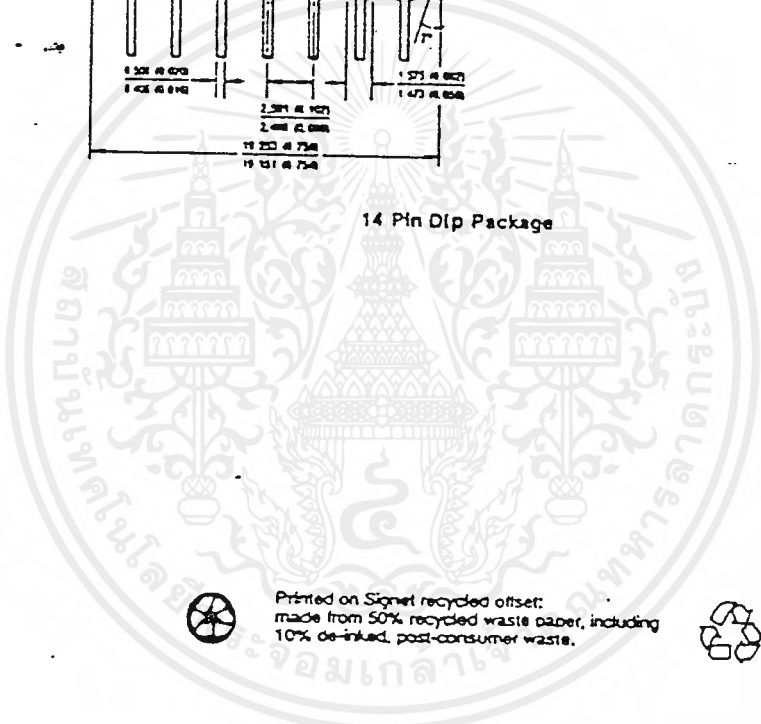
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2113

Mechanical Specification



14 Pin Dip Package



Printed on Signet recycled offset:
 made from 50% recycled waste paper, including
 10% de-inked, post-consumer waste.



**International
 IOR Rectifier**

WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (714) 322-3331, Telex: 4720403
 EUROPEAN HEADQUARTERS: Munt Green, Oxon, Surrey RH8 9BB England, Tel: (0883) 712215, Telex: 95279

IR CANADA: 101 Bentley St., Markham, Ontario L3R 3L1, Tel: (416) 475-1807, IR GERMANY: Saaburgstrasse 157, D-40300 Bad Honnef, Tel: 6172-5026, IR ITALY: Via Ulpiano 48
 10071 Borgaro, Torino, Tel: (011) 470 1484, IR FAR EAST: RUM Building, 20-4 Minatoguchi 3-Chome, Toshima-ku, Tokyo 171 Japan, Tel: (03) 963 0641, IR SOUTHEAST ASIA:
 190 Middle Road, MEX 10-01 Fortune Centre, Singapore 0716, Tel: (65) 336 3222.

Sales Offices, Agents and Distributors in Major Cities Throughout the World.

Printed in U.S.A. 1092

Date and specifications subject to change without notice. 1098

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลงไปได้ด้วยดี โดยได้รับความช่วยเหลือและให้คำแนะนำจากอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อีกทั้งยังได้รับคำปรึกษาเพิ่มเติมและคำแนะนำที่เป็นประโยชน์อย่างยิ่งจากคณาจารย์ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าหลาย ๆ ท่าน ไม่ว่าจะเป็นอาจารย์ ศุภกิจ อุดะวิริยะ อาจารย์ สมโภชน์ ประไพอาจารย์ วิริยะ พิเศษฐ์อำเรียว และอาจารย์ท่านอื่น ๆ รวมทั้งเพื่อน ๆ ที่ช่วยกันแลกเปลี่ยนความรู้และให้ความช่วยเหลือในการทำงาน ซึ่งเป็นผลให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลงไปได้ ทางคณะผู้จัดทำจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

ผู้จัดทำ



เอกสารอ้างอิง

1. LRRING M. GOTTLIEB "ELECTRONIC POWER CONTROL"
2. BILLING, K.H. HANDBOOK OF SWITCHMODE POWER SUPPLY, MCGRAW HILL ,1989
3. MOTOROLA ,SWITCHMODE - A DESIGNER 'S GUIDE FOR SWITCHING POWER SUPPLY , 1992
4. MOTOROLA ,RECTIFIERS AND ZENER DIODES DATA, MOTOROLA DATA BOOK, 1988
5. GEORGE WOOD VINAL, "STORAGE BATTERIES" 1995
6. สุวัฒน์ ดัน , "ฉวิฑัซซังพาวเวอร์ซัพพลาย" , เอนทลไทย , หน้า 128-158,200-210, 2538
7. โครงงานเครื่องจ่ายไฟ , ซีเอ็ด , หน้า 65 , 2539
8. ฉวิฑัซซังพาวเวอร์ซัพพลาย , ซีเอ็ด , หน้า 7-14 , 2538
9. สุทธิพล สุทธิศิลป์, สุหอน์ สุวรรณวานิช, โอนหา วงศ์รุ่งโรจน์, "แหล่งจ่ายไฟตำรอง" , หน้า 73 ,2533
10. ซัยทัด มณีอินทร์ , เลิศชาย โสดา, ฉิวิฑัซซัง งามโชคพิลท , อีเวอร์ทเตอร้ 1 เฟ็ด , หน้า 3 , 2538
11. หนังสือประกอบการเรียนวิชา ELECTRONICS ENGINEERING , อาจารย์สุศักดิ์ จูตะวิริยะ
12. รวมหทคววมอุปรกรณ์ตำรถึงตัวนำ , ซีเอ็ด , หน้า 86-92 , 2538
13. GLOBAL AND YUASA BATTERY CO.,Ltd ,SEOUL., KOREA , "MAINTAINANCE - FREE , RECHARGEABLE SEALD LEAD - ACID BATTERY"