



ภาควิชาวิศวกรรม
 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ใบรับรองปริญญาโท

ชื่อหัวข้อ เครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ
 Boost DC-AC Converter

ชื่อนักศึกษา 1. นายจักรพันธ์ ศิริจันทร์บุตร รหัสประจำตัว 42035365
 2. นายสันติ เพ็ชรธรรม รหัสประจำตัว 42035381
 3. นายสุระศักดิ์ ศักดิ์ขวา รหัสประจำตัว 42035378

หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์โกศล ตราชู

อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงศ์ดี

| คณะกรรมการสอบปริญญาโท | ลายมือชื่อ |
|---------------------------------------|------------|
| 1. อาจารย์โกศล ตราชู | |
| 2. อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงศ์ดี | |
| 3. อาจารย์ปิยะ จิตธรรมมาภิรมย์ | |
| 4. อาจารย์พงษ์เกียรติ เชนฐพิทักษ์สกุล | |
| 5. อาจารย์อมรชัย ชัยชนะ | |

วัน/เดือน/ปีที่สอบ วันเสาร์ที่ 9 ธันวาคม พ.ศ. 2543 เวลา 09.00 น.

สถานที่สอบ ห้อง ค.301 คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สจล.

ภาควิชารับรองแล้ว
 ลงนาม.....
 (ผศ.วิสุทธิ์ อธิพรธรรม)

หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรม

วันที่ 10 เดือน 12 พ.ศ. 2543



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์

เครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสลับ

BOOST DC TO AC CONVERTER



นายจักรพันธ์ ศิริจันทร์บุตร
นายสันติ เฟื่องธรรม
นายสุระศักดิ์ สักดิ์ขัว

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรครุศาสตรบัณฑิต

101

สาขาวิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

10250

ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

853

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหม.....

เลขทะเบียน 40198

ปีการศึกษา 2543

วัน, เดือน, ปี 20 ตุลาคม 2544

1092695

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง เครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ
Boost DC to AC Converter

วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจร Boost DC to AC Converters
2. เพื่อออกแบบเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ
3. เพื่อสร้างเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ
4. เพื่อทดสอบการทำงานของเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ
5. เพื่อนำเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับไปใช้งาน

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้ความรู้การทำงานของวงจร Boost DC to AC Converters
2. ได้วงจรต้นแบบของเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ
3. ได้เครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ
4. ได้ปรับปรุงเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อให้สามารถนำไปใช้งานได้
5. ได้นำเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับไปใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|----------------------|---|
| ชื่อหัวข้อ | เครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ |
| นักศึกษา | นายจักรพันธ์ ศิริจันทร์บุตร นายสันติ เฟื่องธรรม นายสุระศักดิ์ ศักดิ์ขวา |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | อาจารย์โกศล ตราชู |
| อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม | อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี |
| หลักสูตร | วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต |
| สาขาวิชา | เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม |
| ปีการศึกษา | 2543 |

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอ เครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ โดยใช้หลักการของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีชื่อเรียกว่า ไอจีบีที (IGBT) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่รวมเอาข้อดีของทรานซิสเตอร์ คือมีอัตราการขยายกระแสสูงและข้อดีของเฟต คือมีการสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูงได้ดี นอกจากนี้ไอจีบีที ขณะนำกระแสจะมีการสูญเสียพลังงานน้อย โครงการงานนี้ใช้ไอจีบีทีเบอร์ 20N60 วัดความสามารถของโครงการงานสามารถนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์ภายในบ้าน ยานพาหนะ และสามารถประยุกต์เป็นอุปกรณ์จ่ายไฟฟ้าสำรอง หรือควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ในอนาคต

II

| | |
|------------------------|--|
| Thesis Title | Boost DC-AC Converters |
| Students | Mr. Jakapun Sirijunboot Mr. Santi Pengtum Mr. Surasak Sakkua |
| Advisor | Mr. Koson Trachu |
| Co-Advisor | Mr. Surapong Siripongdee |
| Education Level | Bachelor of Science in Industrial Education |
| Program in | Industrial Instrument Technology |
| Academic Year | 2000 |

ABSTRACT

This thesis present the project of Boost dc to ac converters which principle of power electronic which call IGBT. It is bring combine good point of transistor. That has high voltage gain and good point of FET. It good switching high frequency. Moreover conducting current of IGBT are less loss power. This project used IGBT number 20N60. Limited of project is can become power supply for electrical appliance in the houses vehicle and can be Uninterrupt Power Supply (UPS) or can be control motors speed in the future.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีเพราะความร่วมมือ ร่วมใจของสมาชิกภายในกลุ่มซึ่งทุ่มเททั้งกำลังกายกำลังใจ กำลังสมองและกำลังทรัพย์เป็นเวลานานกว่าจะถึงวันนี้ รวมทั้งได้รับความช่วยเหลือจากท่าน อาจารย์โกศล ตราชู อาจารย์สุรพงษ์ สิริพงศ์ดีและอาจารย์ในภาควิชาทุกท่านที่ได้มอบรมสั่งสอนให้คำปรึกษาแนะนำอำนวยความสะดวกในการทำปริญญานิพนธ์อย่างเต็มที่ และ อาจารย์ศุภกิจ จูตะวิริยะ อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง ที่ช่วยให้คำแนะนำในการทำโครงการในครั้งนี้ และที่สำคัญหาที่เปรียบมิได้คือ บุพการีที่ให้กำเนิดอบรมเลี้ยงดูให้โอกาสทางการศึกษา รวมทั้งเพื่อนๆ ตลอดจนคนที่เกี่ยวข้องทุกท่าน ที่คอยช่วยเหลือและให้กำลังใจในการทำปริญญานิพนธ์จนเสร็จสมบูรณ์ไปได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

| เรื่อง | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ | II |
| กิตติกรรมประกาศ | III |
| สารบัญ | IV |
| สารบัญรูปภาพ | VIII |
| สารบัญตาราง | X |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์ | 1 |
| 1.2 ชี้วัดความสามารถของโครงการ | 1 |
| 1.3 เนื้อหาโดยสังเขป | 2 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ | 3 |
| 2.1 กล่าวนำ | 3 |
| 2.2 คอนเวอร์เตอร์ | 3 |
| 2.2.1 บัคคอนเวอร์เตอร์ | 4 |
| 2.2.2 บัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวด | 7 |
| 2.2.3 บูสคอนเวอร์เตอร์ | 8 |
| 2.2.4 บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ | 10 |
| 2.2.5 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 13 |
| 2.2.6 แรงดันเอาต์พุตหลายค่า | 15 |
| 2.2.7 การใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่สวิตช์ในวงจร | 16 |
| 2.2.8 ค่าแรงดันของเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ | 16 |
| 2.3 ไอจีบีที | 23 |
| 2.3.1 ความรู้พื้นฐานของไอจีบีที | 23 |
| 2.3.2 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที | 23 |
| 2.3.3 คุณสมบัติของกระแสและศักย์คาไฟฟ้า | 26 |
| 2.3.4 ลักษณะการทำงาน | 27 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

| เรื่อง | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ | II |
| กิตติกรรมประกาศ | III |
| สารบัญ | IV |
| สารบัญรูปภาพ | VIII |
| สารบัญตาราง | X |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์ | 1 |
| 1.2 ชี้ความสามารถของโครงการ | 1 |
| 1.3 เนื้อหาโดยสังเขป | 2 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ | 3 |
| 2.1 กล่าวนำ | 3 |
| 2.2 คอนเวอร์เตอร์ | 3 |
| 2.2.1 บัคคอนเวอร์เตอร์ | 4 |
| 2.2.2 บัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวด | 7 |
| 2.2.3 บูสคอนเวอร์เตอร์ | 8 |
| 2.2.4 บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ | 10 |
| 2.2.5 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 13 |
| 2.2.6 แรงดันเอาต์พุตหลายค่า | 15 |
| 2.2.7 การใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่สวิตช์ในวงจร | 16 |
| 2.2.8 ค่าแรงดันของเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ | 16 |
| 2.3 ไอจีบีที | 22 |
| 2.3.1 ความรู้พื้นฐานของไอจีบีที | 22 |
| 2.3.2 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที | 23 |
| 2.3.3 คุณสมบัติของกระแสและศักย์ค่าไฟฟ้า | 26 |
| 2.3.4 ลักษณะการทำงาน | 27 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

| เรื่อง | หน้า |
|---|-----------|
| 2.3.5 การแลตซ์ในไอจีบีที | 29 |
| 2.3.6 การป้องกันการแลตซ์ | 29 |
| 2.3.7 วงจรสมมูลของไอจีบีที | 31 |
| 2.3.8 ลักษณะการสวิตซ์ | 33 |
| 2.3.9 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย | 34 |
| 2.3.10 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของไอจีบีทีกับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งประเภทอื่น | 36 |
| บทที่ 3 การออกแบบ การสร้างและการทำงาน | 37 |
| 3.1 กล่าวนำ | 37 |
| 3.2 ขั้นตอนการทำงาน | 37 |
| 3.2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม 800Hz, 50Hz, และอินเวอร์ต 50Hz | 38 |
| 3.2.2 วงจรรักษาแรงดัน | 40 |
| 3.2.3 วงจรเปรียบเทียบ | 41 |
| 3.2.4 วงจรอินทิเกรต | 41 |
| 3.2.5 วงจรแอนค้เกต | 41 |
| 3.2.6 วงจรแหล่งจ่ายไฟ | 42 |
| 3.2.7 วงขับเกต | 43 |
| 3.2.8 วงจรไอจีบีทีแบบเต็มลูกคลื่น | 45 |
| 3.2.9 วงจรกรองสัญญาณ | 45 |
| 3.2.10 วงจรป้องกันกระแส | 48 |
| 3.2.11 หม้อแปลงไฟฟ้า | 49 |
| 3.2.12 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ | 53 |
| บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง | 55 |
| 4.1 การทดลองส่วนวงจรแหล่งจ่ายไฟ | 55 |
| 4.1.1 ขั้นตอนการทดลอง | 55 |
| 4.1.2 ผลการทดลอง | 56 |
| 4.2 การทดลองส่วนวงจรควบคุม | 57 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

| เรื่อง | หน้า |
|---|------------|
| 4.2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณ | 57 |
| 4.2.2 วงจรอินทิเกรต | 59 |
| 4.2.3 วงจรเปรียบเทียบ | 59 |
| 4.2.4 วงจรแอนด์เกต | 60 |
| 4.3 การทดลองส่วนวงจรกำลัง | 61 |
| 4.3.1 วงจรขับเกต | 61 |
| 4.3.2 วงจรไอจีบีทีแบบเต็มลูกคลื่น | 63 |
| 4.3.3 หม้อแปลงแรงดัน | 63 |
| 4.4 การทดลองส่วนวงจรกรองสัญญาณ | 63 |
| 4.4.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ | 63 |
| 4.5 การทดลองส่วนวงจรป้อนกลับ | 64 |
| 4.5.1 วงจรรักษาระดับแรงดัน | 64 |
| 4.6 การทดลองส่วนวงจรป้องกัน | 66 |
| 4.6.1 หม้อแปลงกระแส | 66 |
| 4.6.2 วงจรป้องกันกระแสเกิน | 66 |
| บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไข และการพัฒนา | 68 |
| 5.1 บทสรุป | 68 |
| 5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำโครงงานและแนวทางการแก้ไข | 69 |
| 5.3 แนวทางการพัฒนา | 70 |
| ภาคผนวก ก รูปต้นแบบของเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ | 71 |
| ภาคผนวก ข วงจรและวงจรพิมพ์ของโครงงาน | 73 |
| ภาคผนวก ค อุปกรณ์และรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงงาน | 76 |
| ภาคผนวก ง คู่มือการใช้งาน | 124 |
| บรรณานุกรม | 126 |
| ประวัติผู้แต่ง | 127 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

| รูปภาพ | หน้า |
|--|------|
| รูปที่ 2.1 วงจรพื้นฐานของบัคคอนเวอร์เตอร์ | 4 |
| รูปที่ 2.2 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ ON และ OFF | 5 |
| รูปที่ 2.3 ค่ากระแสเฉลี่ย I_C เมื่อเพิ่มค่าช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ของสวิตช์ | 5 |
| รูปที่ 2.4 กระแสและแรงดันของบัคคอนเวอร์เตอร์เมื่อวงจรทำงาน | 6 |
| รูปที่ 2.5 วงจรพื้นฐานของบัคคอนเวอร์เตอร์ 2 | 7 |
| รูปที่ 2.6 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวดเมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ ON และ OFF | 8 |
| รูปที่ 2.7 วงจรพื้นฐานของบูสคอนเวอร์เตอร์ | 8 |
| รูปที่ 2.8 วงจรบูสคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ ON และ OFF | 9 |
| รูปที่ 2.9 กระแสและแรงดันของบูสคอนเวอร์เตอร์เมื่อวงจรทำงาน | 10 |
| รูปที่ 2.10 วงจรพื้นฐานของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ | 11 |
| รูปที่ 2.11 วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ ON และ OFF | 12 |
| รูปที่ 2.12 กระแสและแรงดันของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์เมื่อวงจรทำงาน | 12 |
| รูปที่ 2.13 วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 13 |
| รูปที่ 2.14 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ ON และ OFF | 14 |
| รูปที่ 2.15 การเพิ่มขดลวดสำหรับบัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวด และฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 15 |
| รูปที่ 2.16 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ | 16 |
| รูปที่ 2.17 วงจรบูสคอนเวอร์เตอร์ | 18 |
| รูปที่ 2.18 วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ | 20 |
| รูปที่ 2.19 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 21 |
| รูปที่ 2.20 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาไอจีบีที | 23 |
| รูปที่ 2.21 (ก) ภาพตัดแนวตั้งใน ไอจีบีที | 24 |
| รูปที่ 2.21 (ข) ภาพโครงสร้างของ ไอจีบีที | 24 |
| รูปที่ 2.22 (ก) กราฟคุณสมบัติกระแสและแรงดันของ ไอจีบีที | 26 |
| รูปที่ 2.22 (ข) กราฟคุณสมบัติการถ่ายโอน | 26 |
| รูปที่ 2.23 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส | 27 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปภาพ | หน้า |
|---|------|
| รูปที่ 2.24 โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตซ์ในไอจีบีที | 30 |
| รูปที่ 2.25 (ก) โครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายในไอจีบีที | 30 |
| รูปที่ 2.25 (ข) วงจรสมมูลย์สำหรับการทำงานสภาพปกติของไอจีบีที | 31 |
| รูปที่ 2.25 (ค) วงจรสมมูลย์ที่แสดงส่วนของทรานซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ภายใน | 31 |
| รูปที่ 2.26 (ก) คลื่นของกระแสและแรงดันขณะนำกระแส | 33 |
| รูปที่ 2.26 (ข) รูปคลื่นของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส | 34 |
| รูปที่ 2.27 (ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบอัสตรง | 35 |
| รูปที่ 2.27 (ข) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบอัสกลับ | 35 |
| รูปที่ 3.1 แผนผังการทำงานของโครงการ | 37 |
| รูปที่ 3.2 วงจรกำเนิดความถี่ 800 Hz | 38 |
| รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดความถี่ 50 Hz | 39 |
| รูปที่ 3.4 วงจรอินเวอร์ตความถี่ 50 Hz | 39 |
| รูปที่ 3.5 วงจรรักษาแรงดัน | 40 |
| รูปที่ 3.6 วงจรเปรียบเทียบ | 41 |
| รูปที่ 3.7 วงจรอินทิเกรต | 42 |
| รูปที่ 3.8 วงจรแอนด์เกตและรูปคลื่นสัญญาณ | 42 |
| รูปที่ 3.9 วงจรแหล่งจ่ายไฟ | 43 |
| รูปที่ 3.10 การต่อไอซี IR 2113 | 44 |
| รูปที่ 3.11 รูปคลื่นที่ได้จากไอซี IR 2113 | 45 |
| รูปที่ 3.12 การต่อวงจรวงจรบริดจ์ไอจีบีที | 46 |
| รูปที่ 3.13 รูปคลื่นที่ได้จากวงจรบริดจ์ไอจีบีที | 46 |
| รูปที่ 3.14 วงจรกรองสัญญาณ | 47 |
| รูปที่ 3.15 รูปคลื่นที่ได้จากวงจรกรองสัญญาณ | 47 |
| รูปที่ 3.16 วงจรป้องกันกระแสเกิน | 48 |
| รูปที่ 3.17 รูปคลื่นที่ได้จากหม้อแปลงแรงดัน | 49 |
| รูปที่ 3.18 การเปรียบเทียบสัญญาณไซน์กับสัญญาณสี่เหลี่ยม | 51 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปภาพ | หน้า |
|---|------|
| รูปที่ 3.19 ขดลวดของหม้อแปลงแรงดัน | 52 |
| รูปที่ 4.1 วงจรในส่วนควบคุม | 55 |
| รูปที่ 4.2 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ | 56 |
| รูปที่ 4.3 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 8 โวลต์ | 56 |
| รูปที่ 4.4 สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 800 Hz | 57 |
| รูปที่ 4.5 สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 50 Hz | 58 |
| รูปที่ 4.6 สัญญาณสี่เหลี่ยมอินเวอร์ส 50 Hz | 58 |
| รูปที่ 4.7 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรต | 59 |
| รูปที่ 4.8 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบ | 60 |
| รูปที่ 4.9 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรแอนด์เกต | 61 |
| รูปที่ 4.10 ส่วนวงจรกำลัง | 62 |
| รูปที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขับเคลื่อน | 62 |
| รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ | 64 |
| รูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรักษาแรงดันเมื่อโหลดคงที่ | 65 |
| รูปที่ 4.14 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรักษาแรงดันเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น | 65 |
| รูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรักษาแรงดันเมื่อโหลดลดลง | 66 |
| รูปที่ 4.16 วงจรป้องกันกระแส | 67 |
| รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรป้องกันกระแส | 67 |
| รูปที่ ก.1 แผงวงจรรวมและอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในโครงการ | 72 |
| รูปที่ ก.2 รูปสำเร็จของเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ | 72 |
| รูปที่ ข.1 วงจรพิมพ์รวมของโครงการ | 74 |
| รูปที่ ข.2 วงจรพิมพ์ของวงจรป้องกันกระแสเกิน | 74 |
| รูปที่ ข.3 วงจรพิมพ์ของแหล่งจ่ายไฟ | 75 |
| รูปที่ ข.4 วงจรพิมพ์อินเวอร์เตอร์แบบเต็มลูกคลื่น | 75 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตาราง

หน้า

ตารางที่ 3.1 ค่าแรงคั้นของหม้อแปลง

50



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์

เนื่องจากวงจรแปลงแรงดันแบบฟูลเวฟ (Full wave) มีข้อเสียและจุดบกพร่องในการทำงานหลายอย่าง เช่น การจ่ายกระแสและแรงดันให้กับโหลด (Load) ไม่คงที่และไม่ต่อเนื่อง เมื่อโหลดใช้กระแสมากๆ ทำให้การทำงานของโหลดผิดพลาดส่งผลต่อการใช้งาน รวมทั้งประสิทธิภาพของโหลดอีกด้วยและนอกจากนี้ เมื่ออินพุตมีค่าสัญญาณลดลงหรือมีเปลี่ยนแปลงก็จะส่งผลให้สัญญาณทางด้านเอาต์พุตมีค่าเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ซึ่งจะส่งผลต่อโหลดที่อยู่ทางภาคเอาต์พุตเสียหายได้ ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว จึงได้มีการศึกษาค้นคว้ารวมทั้งคิดและประดิษฐ์อุปกรณ์ขึ้นมา เพื่อทำการแก้ไขปัญหาและจุดบกพร่องดังกล่าว

ปริญญานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอ เครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นตัวขยายสัญญาณทางด้านอินพุต (Input) ซึ่งเป็นแรงดันไฟตรงที่มีค่าต่ำและมีการเปลี่ยนแปลง ให้ระดับสัญญาณอินพุตที่สามารถผลิตสัญญาณทางเอาต์พุตให้มีขนาดของกระแสแรงดันและความถี่ตามที่ต้องการเพื่อ ไปป้อนให้กับโหลดต่อไป

1.2 ขีดความสามารถของโครงการ

โครงการเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับได้นำเอาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เรียกว่าไอจีบีที เบอร์ 20N60 ซึ่งมีคุณสมบัติคือมีอัตราการขยายกระแสสูงและมีการสวิตช์ที่ความถี่สูงได้ดี เครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ มีขีดความสามารถดังต่อไปนี้

1. สามารถใช้ในแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (UPS)
2. สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ
3. สามารถทำการขยายสัญญาณทางด้านอินพุตให้มีสัญญาณมากพอที่จะให้ค่าอินพุตตามที่ต้องการ

โดยในการนำเอาโครงการนี้ไปใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ นั้นจะต้องมีการควบคุมความถี่ให้มีความถี่หลายๆ ความถี่จึงจะสามารถนำไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้

1.3 เนื้อหาโดยสังเขป

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ มีเนื้อหาเกี่ยวกับการเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ แสดงการทำงานของแต่ละส่วนโดยใช้วงจรต่างๆ สร้างความถี่ที่ต้องการรวมทั้งการออกแบบโครงงาน รายละเอียดของอุปกรณ์และวงจรต่างๆ และกล่าวถึงการพัฒนาโครงงานต่อไปในอนาคต ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็นบทต่างๆ เพื่อให้ง่ายต่อการศึกษาค้นคว้าและทำความเข้าใจดังต่อไปนี้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการทำงานของ อุปกรณ์และวงจรต่างๆ ที่ใช้ทำโครงงานนี้ได้แก่ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ คุณสมบัติและการทำงานของไอจีบีที หลักการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ

บทที่ 3 การออกแบบ การสร้างและการทำงาน จะกล่าวถึงแผนผังการทำงานของโครงงาน การออกแบบวงจร หน้าที่และการทำงานของวงจรต่างๆ การคำนวณค่าของอุปกรณ์ที่นำมาใช้อย่างเหมาะสม

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง จะกล่าวถึงขั้นตอนการทดลอง และผลการทดลอง หลักการทำงานของเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ตลอดจนรูปคลื่นสัญญาณตามจุดต่างๆ ของวงจร

บทที่ 5 บทสรุป ปัญหาแนวทางแก้ปัญหาและการพัฒนา จะกล่าวถึงข้อบกพร่องต่างๆ ของโครงงาน การหาสาเหตุของข้อบกพร่องและแนวทางการปรับปรุงแก้ไขให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น รวมทั้งแนวทางการพัฒนาโครงงานต่อไปในอนาคต

ภาคผนวก ก รูปแสดงส่วนประกอบต่างๆ ของโครงงาน

ภาคผนวก ข วงจรและวงจรพิมพ์ภาคต่างๆ ที่ใช้ในโครงงาน

ภาคผนวก ค รายการอุปกรณ์และรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงงาน

ภาคผนวก ง คู่มือการใช้งาน

บทที่ 2

หลักการและทฤษฎี

2.1 กล่าวนำ

ก่อนลงมือทำโครงการนี้ จะต้องรู้รายละเอียดเกี่ยวกับวงจรในส่วนต่างๆ รวมทั้งอุปกรณ์ที่จะนำมาสร้างโครงการกล่าวคือ จะต้องรู้ถึงคุณสมบัติหลักการทำงานรวมทั้งข้อดีและข้อเสียของอุปกรณ์นั้นๆ ในโครงการเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับนี้ อุปกรณ์ที่นำมาใช้นั้นจะต้องทำการศึกษาการทำงานอย่างละเอียด เพื่อนำอุปกรณ์ไปใช้งานอย่างเหมาะสมและตรงตามความต้องการ รายละเอียดของอุปกรณ์และ หลักการทำงานได้เสนอไว้ในรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.2 คอนเวอร์เตอร์

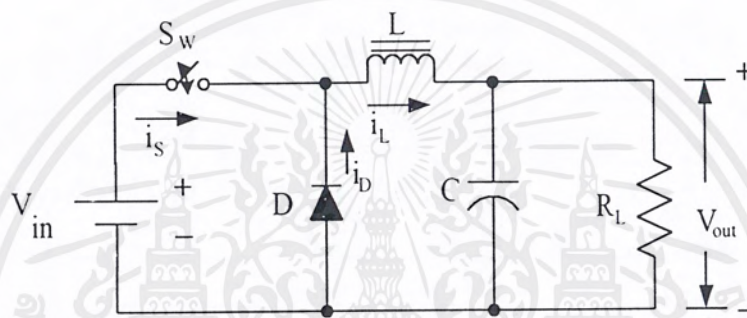
คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ และสามารถคงค่าแรงดันได้การจذبวงจรคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้หลายรูปแบบโดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อเสียแตกต่างกันออกไปในที่นี้จะได้กล่าวถึง การจذبวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันมากในภาคสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายของเครื่องรับโทรทัศน์เป็นหลัก คือ

1. บัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)
2. บูสคอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter)
3. บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ (Buck-Boost Converter)
4. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 4 แบบนี้ จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์หลักพื้นฐาน ซึ่งสามารถทำความเข้าใจและศึกษาการทำงานของวงจรได้โดยง่าย และยังคงนิยมใช้งานอยู่ในสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายของเครื่องรับโทรทัศน์โดยทั่วไปในปัจจุบัน ส่วนคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ สามารถศึกษาค้นคว้าได้จากหนังสือที่มีเนื้อหาเกี่ยวกับคอนเวอร์เตอร์ จะช่วยให้มีความรู้ในเรื่องคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ นอกเหนือจากที่นำเสนอมาในครั้งนี้ได้อย่างละเอียดมากยิ่งขึ้น

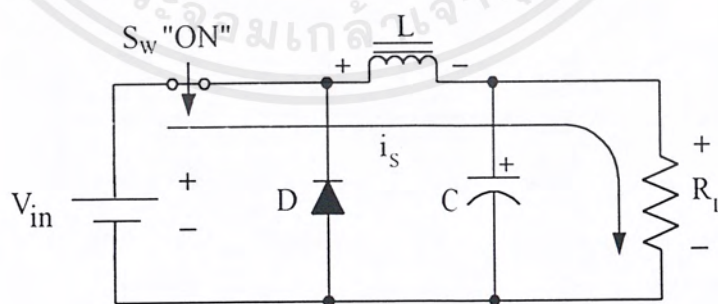
2.2.1 บัคคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของบัคคอนเวอร์เตอร์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.1 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ สวิตช์ S_w ในลักษณะตัดต่อวงจรแรงดันอินพุต V_{in} ออกเป็นช่วงๆ โดยในขณะที่สวิตช์ S_w ต่อกับวงจร อยู่จะเรียกว่าสวิตช์อยู่ในสถานะ “ON” และเมื่อสวิตช์ S_w ยกตัวขึ้นจากวงจร จะเรียกว่าสวิตช์อยู่ในสถานะ “OFF” ขณะที่วงจรทำงาน สวิตช์ S_w จะอยู่ในสถานะ “ON” และ “OFF” สลับกันเช่นนี้เรื่อยไป



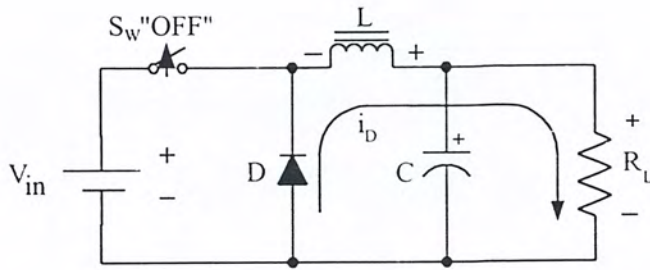
รูปที่ 2.1 วงจรพื้นฐานของบัคคอนเวอร์เตอร์

เมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” ไดโอด D จะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลผ่าน กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ไปชาร์จตัวเก็บประจุ C และผ่านไปยัง โหลด R_L ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ก)



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



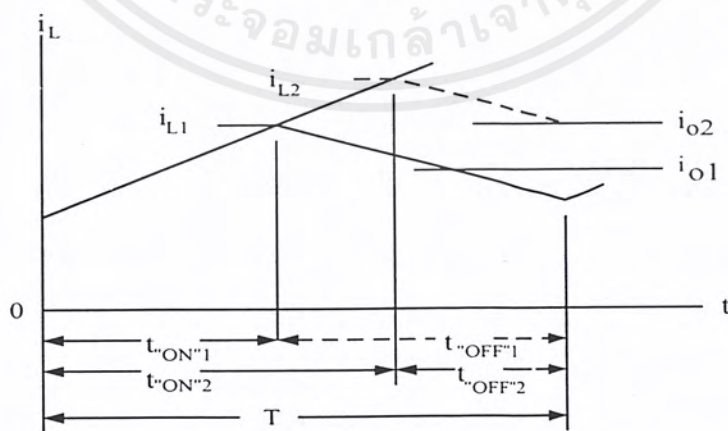
(ข)

รูปที่ 2.2 (ก) วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “ON”

(ข) วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “OFF”

ในขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L ซึ่งเป็นตัวเหนี่ยวนำนั้น จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นและมีการเก็บสะสมพลังงานไว้ในตัวเหนี่ยวนำ L ด้วย รวมทั้งมีค่าแรงดันตกคร่อมในทิศทางเดียวกับแรงดันอินพุต V_{in} ดังนั้นเมื่อสวิตช์ Sw กลับมาอยู่ในสถานะ “OFF” ตัดการไหลของกระแสจากด้านอินพุตทำให้สนามแม่เหล็กภายใน L จะมีการถ่ายเทออกมา ทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D ไปยังตัวเก็บประจุ C และโหลด R_L ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 (ข) จะเห็นได้ว่าถึงแม้ว่าสวิตช์ Sw จะอยู่ในสถานะ “ON” หรือ “OFF” ก็ตาม กระแสจะไหลผ่านไปยังโหลดได้ตลอดเวลา

มีข้อสังเกตสำหรับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L เนื่องจากเป็นลักษณะของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นจึงมีลักษณะเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามเวลา กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงเป็นลักษณะกระแสเฉลี่ยไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ดังแสดงในรูปที่ 2.3

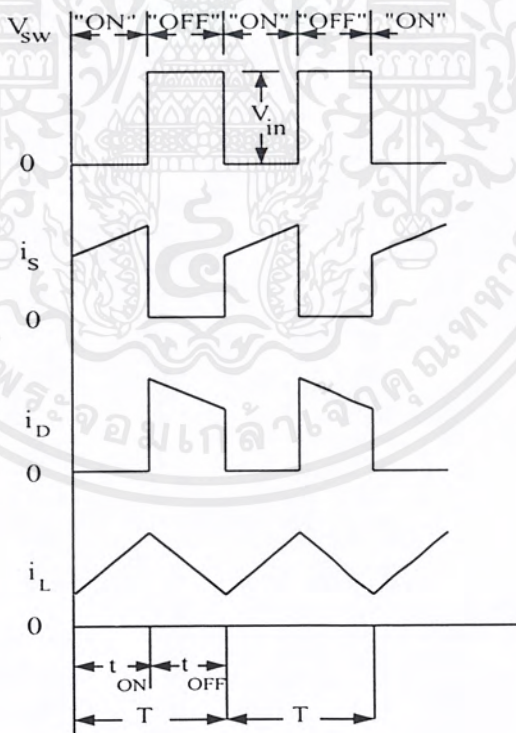


รูปที่ 2.3 ค่ากระแสเฉลี่ย I_0 เมื่อเพิ่มค่าช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ของสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดค่าคาบเวลาจากช่วงที่สวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” ครั้งแรกไปจนถึงเวลาที่สวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” ครั้งต่อไปให้มีค่าคงที่เท่ากับ T จะพบว่าเมื่อให้สวิตช์ S_w ใช้เวลาอยู่ที่สถานะ “ON” (ช่วงเวลานำกระแส t_{ON}) มากขึ้น สวิตช์จะใช้เวลาอยู่ที่สถานะ “OFF” (ช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{OFF}) น้อยลง ค่ากระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L จะมีค่ามากขึ้น และค่ากระแสต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่ามากขึ้นด้วยทำให้กระแสที่ผ่านโหลดมีค่ามากขึ้นตาม แรงดันที่เอาต์พุตก็จะเพิ่มขึ้น (ดูรูปที่ 2.3 ประกอบ) ในทางกลับกันหากลดช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ของสวิตช์ S_w ลง กระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านโหลดก็จะลดลง แรงดันที่เอาต์พุตจะมีค่าลดลงด้วย ดังนั้นหากโหลดต้องการกระแสมากขึ้นหรือลดลง การเพิ่มหรือลดช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ของสวิตช์ S_w ก็จะสามารรถรักษาแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ได้ ซึ่งหลักการนี้ถือว่าเป็นหัวใจสำคัญในการคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ

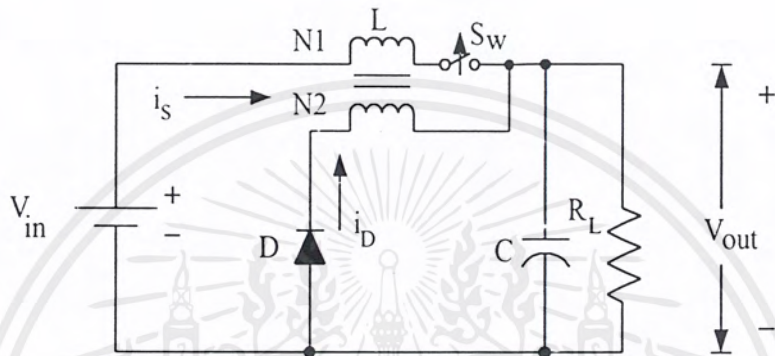
สำหรับลักษณะของกระแสและแรงดันที่จุดต่างๆ ของวงจรขณะทำงานจะแสดงไว้ในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 กระแสและแรงดันของบักคอนเวอร์เตอร์เมื่อวงจรทำงาน

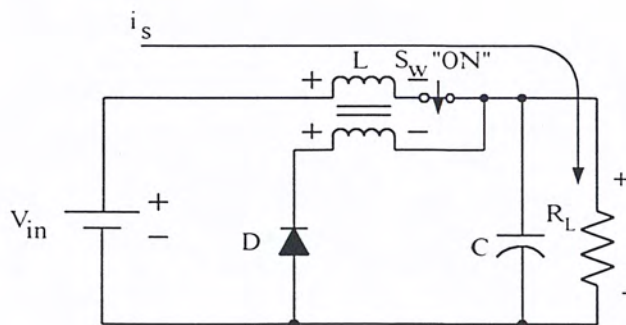
2.2.2 บัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวด

การจัดวงจรของบัคคอนเวอร์เตอร์ต่อไปนี้ เป็นที่นิยมให้มากในเครื่องรับโทรทัศน์เรียกคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ว่า บัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวดการจัดวงจรของบัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวดแสดงไว้ในรูปที่ 2.5



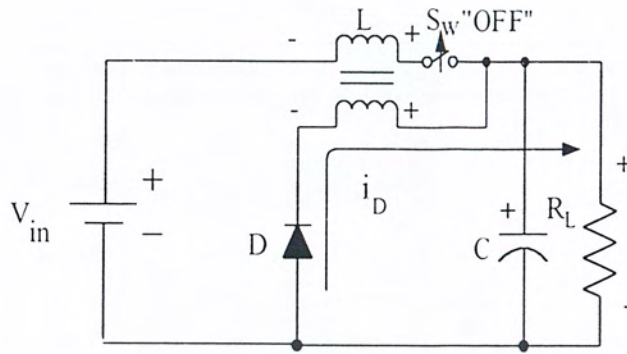
รูปที่ 2.5 วงจรพื้นฐานของบัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวด

สวิตช์ Sw จะทำงานตัดต่อวงจรจากแรงดัน V_{in} คืออยู่ในสถานะ “ON” และ “OFF” สลับกันเรื่อยไป เช่นเดียวกับบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ได้กล่าวมาแล้วแต่ในกรณีนี้จะเห็นว่า L มีขดลวดอยู่ 2 ชุด คือ N_1 และ N_2 โดยกำหนดเฟสของขดลวดทั้งสองด้วยจุดในวงจรเมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “ON” จะมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ที่ขดลวด N_1 ไปยังตัวเก็บประจุ C และโหลด R_L และเนื่องจากการกำหนดเฟสของขดลวด N_1 และ N_2 ในวงจรตรงกันทำให้ไดโอด D อยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลผ่านไดโอด D และขดลวด N_2 ในจังหวะนี้ตัวเหนี่ยวนำ L จะมีการสะสมพลังงานที่ขดลวด N_1 ด้วย ดังแสดงในรูปที่ 2.6 (ก)



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



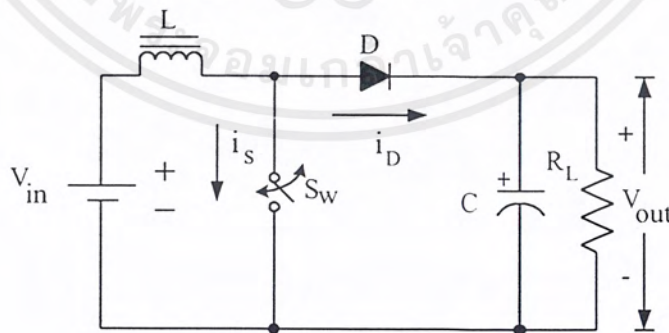
(ข)

รูปที่ 2.6 (ก) วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวดเมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “ON”

(ข) วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวดเมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “OFF”

เมื่อสวิตช์ Sw กลับมาอยู่ในสถานะ “OFF” สนามแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำ L จะยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดลวด N_1 และ N_2 ไดโอด D จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลผ่านทางขดลวด N_2 ทำให้มีกระแสไหลไปยังโหลด ได้ตลอดเวลาเช่นเดียวกับ บัคคอนเวอร์เตอร์แบบธรรมดา ดังนั้นการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตก็จะสามารถทำได้ในลักษณะเดียวกันคือ ควบคุมช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ของสวิตช์ Sw นั้นเอง

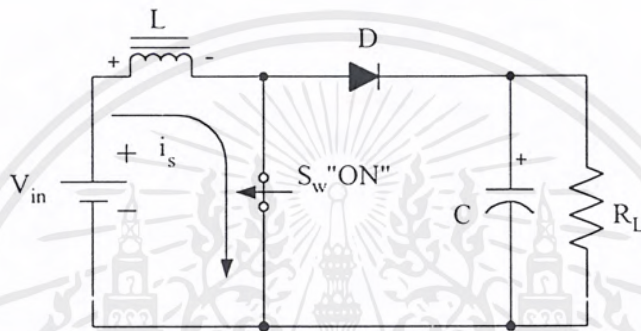
2.2.3 บูสคอนเวอร์เตอร์



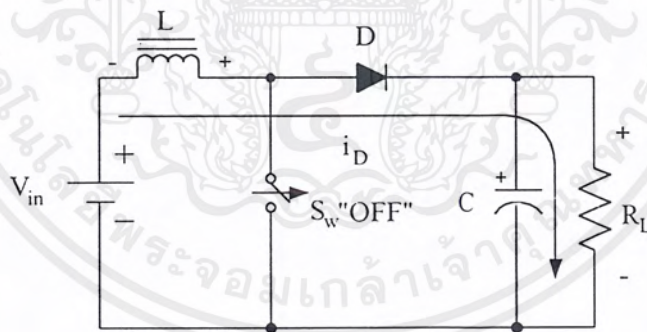
รูปที่ 2.7 วงจรพื้นฐานของบูสคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรพื้นฐานของบัสคอนเวอร์เตอร์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ สวิตช์ S_w จะตัดต่อวงจรอยู่ในสถานะ “ON” และ “OFF” สลับกันไปเรื่อยๆ เช่นเดียวกับการทำงานของบัสคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” จะมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ครบวงจรผ่านสวิตช์ S_w ทำให้ตัวเหนี่ยวนำ L สะสมพลังงานและมีแรงดันตกคร่อมตัวมัน ดังนั้น ไดโอด D จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และไม่มีกระแสไหลผ่านออกไปยังตัวเก็บประจุ C และ โหลด R_L ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ก)



(ก)



(ข)

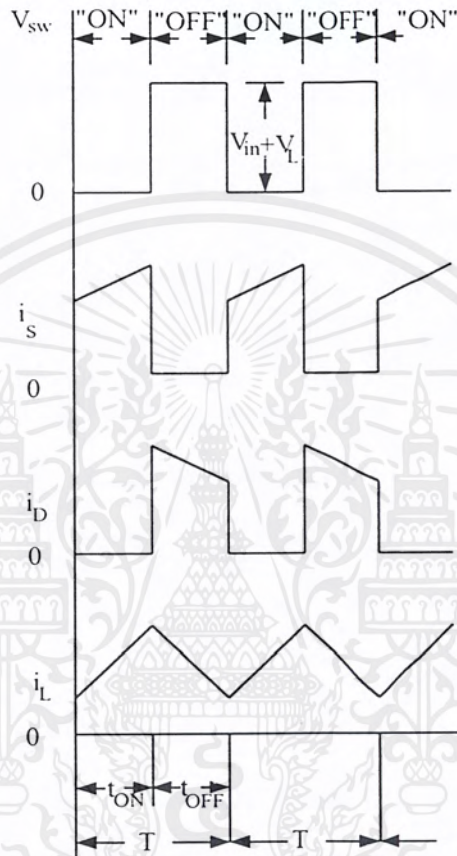
รูปที่ 2.8 (ก) วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON”

(ข) วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “OFF”

เมื่อสวิตช์ S_w กลับมาอยู่ในสถานะ “OFF” และตัดวงจร สนามแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำ L จะยุบตัว และมีการกลับขั้วแรงดันทำให้ไดโอดอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ตัวเหนี่ยวนำจะถ่ายเทพลังงานออกมา มีกระแสไหลผ่านไดโอด D ไปยังตัวเก็บประจุ C และโหลด R_L ได้แต่มีข้อสังเกตว่าแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเสริมแรงดันอินพุต V_{in} ดังนั้นแรงดันที่เอาต์พุต ของวงจรจะมีค่ามากกว่าแรงดันอินพุตเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 กระแสและแรงดันของบัสคอนเวอร์เตอร์เมื่อวงจรทำงาน

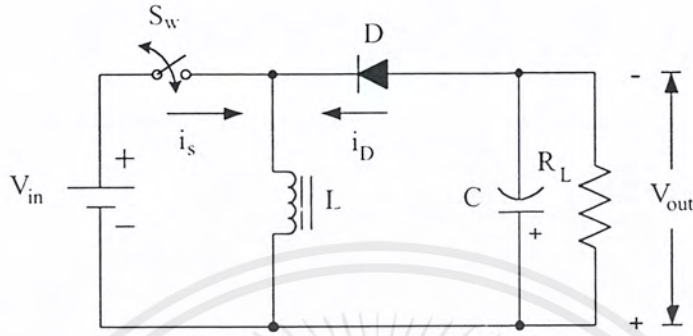
จะเห็นได้ว่าสำหรับบัสคอนเวอร์เตอร์ตัวเหนี่ยวนำ L และแรงที่ดันอินพุต V_{in} จะสามารถส่งผ่านกระแสไปยังโหลดได้ในช่วงเวลาที่มีสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “OFF” เท่านั้น ตัวเก็บประจุ C จึงเป็นตัวอุปกรณ์สำคัญที่จะช่วยจ่ายกระแสให้กับโหลด ในขณะที่สวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “ON” อย่างไรก็ตาม การคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตสามารถทำได้ด้วยการเพิ่มหรือลดช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ของสวิตช์ Sw เมื่อโหลดดึงกระแสมากขึ้นหรือลดลงเช่นเดียวกับบัคคอนเวอร์เตอร์

2.2.4 บัค-บัสคอนเวอร์เตอร์

ลักษณะจำกัดของบัคคอนเวอร์เตอร์ คือ แรงดันที่เอาต์พุตจะมีค่าต่ำกว่าแรงดันอินพุตเสมอ ส่วนลักษณะจำกัดของบัสคอนเวอร์เตอร์คือแรงดันที่เอาต์พุตจะมีค่ามากกว่าแรงดันอินพุตเสมอ แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์แล้วจะมีลักษณะผสมกัน กล่าวคือสามารถเพิ่มหรือลดแรงดันจากค่าของแรงดันที่อินพุตได้

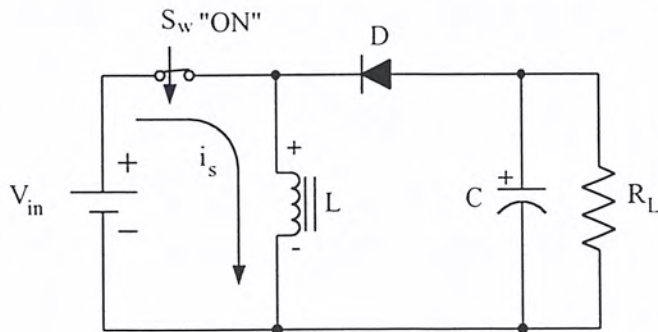


รูปที่ 2.10 วงจรพื้นฐานของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์

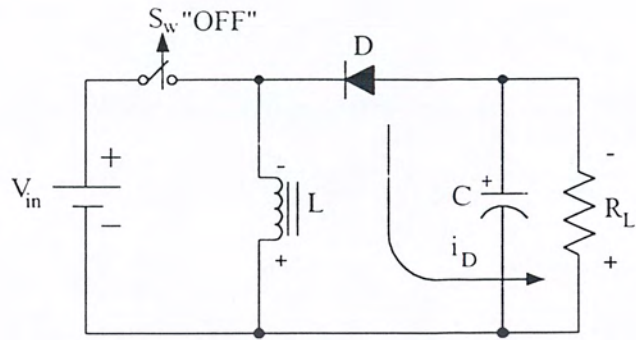
วงจรพื้นฐานของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.10 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” กระแสไหลครบวงจรที่ตัวเหนี่ยวนำ L เกิดแรงดันตกคร่อมและมีการสะสมพลังงาน ไดโอด D จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังตัวเก็บประจุ C และโหลด R_L ดังแสดงในรูปที่ 2.11 (ก)

ในจังหวะต่อมาเมื่อสวิตช์ S_w กลับมาอยู่ในสถานะ “OFF” ตัดแรงดันอินพุต V_{in} ออกจากวงจรสนามแม่เหล็กในเหนี่ยวนำ L จะเริ่มยุบตัวและเกิดการกลับขั้วแรงดันอินพุต V_{in} ออกจากวงจรสนามแม่เหล็กในเหนี่ยวนำ L จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านไปยังตัวเก็บประจุ C และโหลด R_L ได้มีข้อสังเกต คือแรงดันเอาต์พุตที่ได้รับจะมีลักษณะกลับขั้วกับแรงดันที่อินพุตของวงจร

ในรูปที่ 2.12 จะแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นภายในวงจรขณะทำงาน ซึ่งจะมีลักษณะใกล้เคียงกับกระแสแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรของบูสคอนเวอร์เตอร์ การรักษาระดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



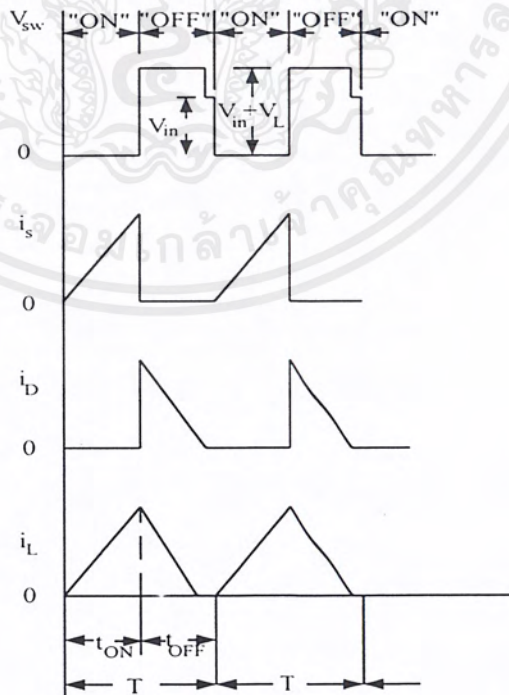
(ข)

รูปที่ 2.11 (ก) วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON”

(ข) วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “OFF”

แรงดันเอาต์พุต เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงสามารถทำได้โดยการเพิ่มหรือลดช่วงเวลานำกระแส t_{ON} สวิตช์ S_w เช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ ที่ได้กล่าวมาแล้ว

สำหรับบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์นั้น ถ้า t_{ON} มีค่าน้อยกว่าครึ่งหนึ่งของคาบเวลา ($t_{ON} < 0.5T$) แล้ว แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าน้อยกว่าแรงดันที่อินพุต ถ้าค่าของ t_{ON} มากกว่าครึ่งหนึ่งของคาบเวลา ($t_{ON} > 0.5T$) แล้วแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่ามากกว่าแรงดันที่อินพุต



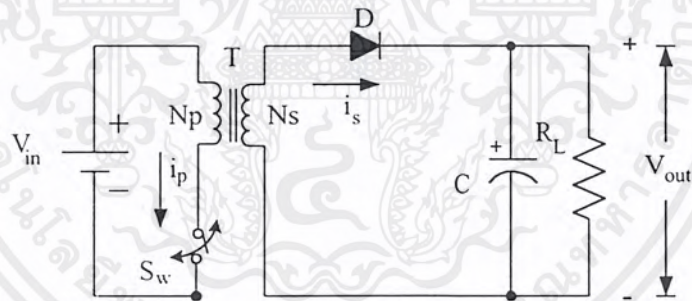
รูปที่ 2.12 กระแสและแรงดันของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์เมื่อกระแส i_L ไม่ต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์ที่ได้กล่าวมาแล้วทั้ง 3 แบบนั้นคือ บัคคอนเวอร์เตอร์, บูสคอนเวอร์เตอร์ และบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์หากพิจารณาจากการจัดวงจร แล้วจะเห็นว่าไม่มีการแยกส่วนออกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation) ระหว่างแรงดันที่อินพุตและแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะเสี่ยงต่อการถูกไฟฟ้าดูดเมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่แรงดันอินพุตค่าสูงๆ เมื่อใช้กับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ การแก้ปัญหาทำได้โดย การส่งพลังงานผ่านตัวเหนี่ยวนำในรูปของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง ทำให้เกิดการแยกส่วนจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตได้

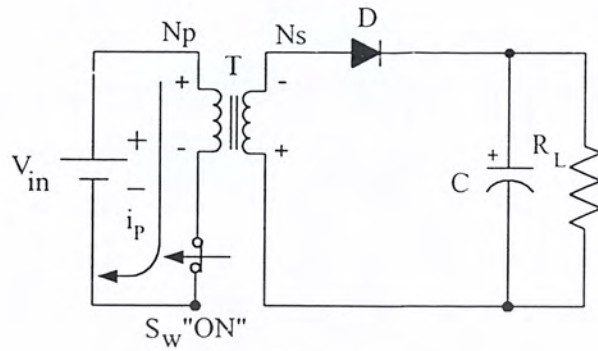
หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งสามารถนำมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์ได้ทั้ง 3 แบบกล่าวคือสำหรับการใช้หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งในบัคคอนเวอร์เตอร์จำเป็นต้องมีอุปกรณ์เพิ่มเติมหลายอย่าง ทำให้มีค่าใช้จ่ายสูงและรู้จักในชื่อของ “ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์” (Forward Converter) ส่วนของการใช้หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งในบูสและบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์ จะให้ผลเช่นเดียวกับกับ “ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์” (Flyback Converter) ซึ่งเป็นที่นิยมใช้กันมาก ในภาคสวิตซ์ซึ่งของเพาเวอร์ซีพหลายของเครื่องรับโทรทัศน์ และให้ความปลอดภัยทางไฟฟ้าสูงกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว



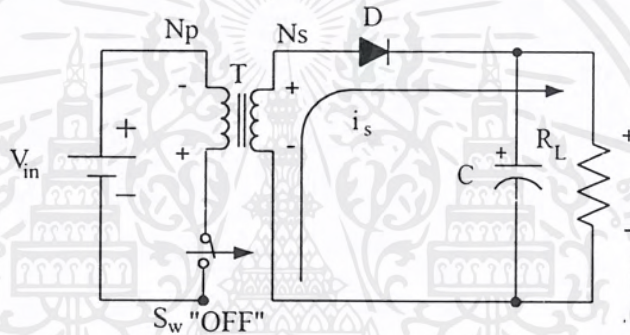
รูปที่ 2.13 วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แสดงในรูปที่ 2.13 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เมื่อสวิตซ์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” จะมีกระแสไหลผ่านขดลวดไพรมารี N_p ของหม้อแปลง ทำให้มีแรงดันตกคร่อมที่ขดลวด N_p และเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ขดลวดเซคันดารี N_s ด้วย แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดลวด N_p และขดลวด N_s พันกลับเฟสกันดังนั้นขณะที่สวิตซ์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” ไดโอด D จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังตัวเก็บประจุ C และ โหลด R_L พลังงานจึงถูกสะสมอยู่ในขดลวดไพรมารี N_p ของหม้อแปลง ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.14 (ก) วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” (ข) เมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “OFF”

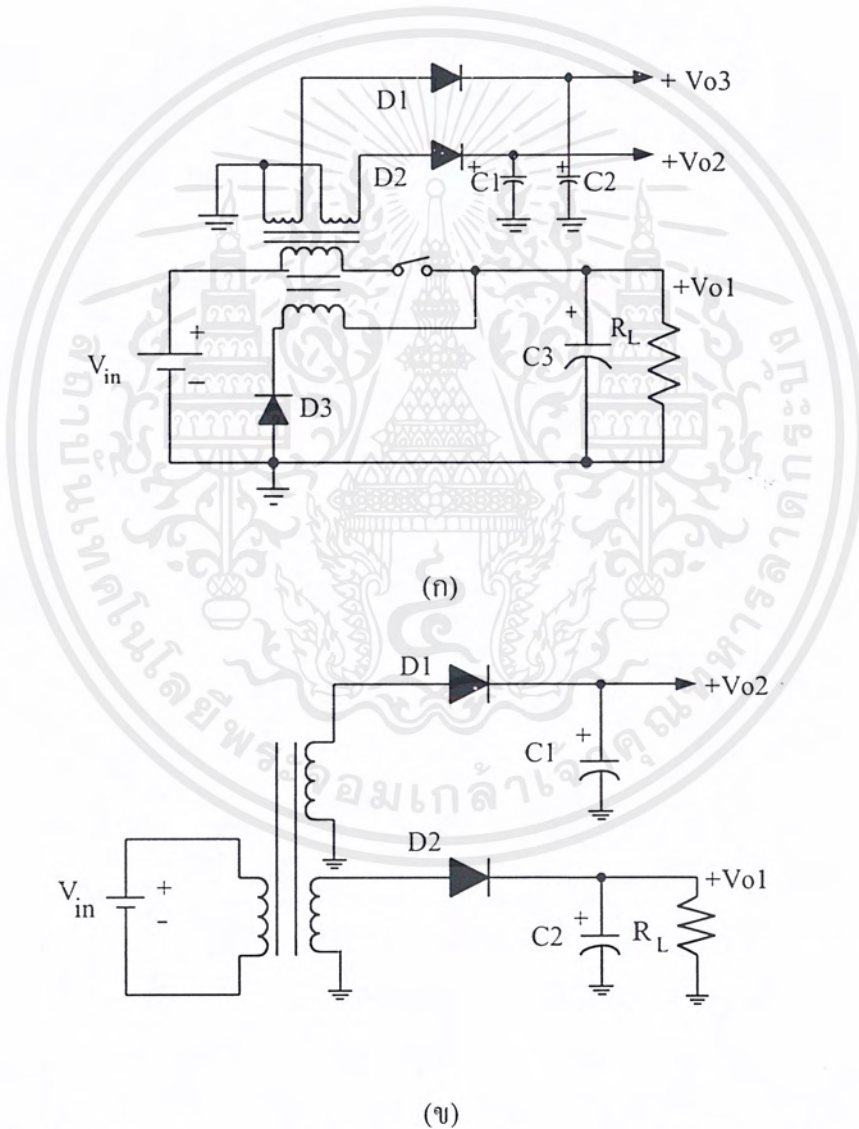
เมื่อสวิตช์ S_w กลับมาอยู่ในสถานะ “OFF” และตัดวงจรสนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลง จะเริ่มขยุบตัวและมีการกลับขั้วแรงดัน ที่ขดลวด N_p และขดลวด N_s ไดโอด D จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงพลังงานที่สะสมไว้ในขดลวดไพรมารี N_p จะถูกถ่ายเทผ่านขดลวดเซคันดารี N_s ออกไป ทำให้มีกระแสไหลผ่านไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลด R_L ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.14 (ข)

กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจะมีลักษณะเช่นเดียวกับ บัค - บูสคอนเวอร์เตอร์ การรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตเมื่อ โหลดมีการเปลี่ยนแปลงซึ่งสามารถทำได้ด้วยการเพิ่มและลดช่วงเวลาการกระแส t_{ON} ของสวิตช์ S_w แรงดันที่เอาต์พุตจะถูกกำหนดให้มีความมากหรือน้อยกว่าแรงดันที่อินพุตได้ด้วยการกำหนดค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด N_p และขดลวด N_s โดยทั่วไปถ้าหากกำหนดจำนวนรอบของขดลวดเซคันดารี N_s ให้มีจำนวนน้อยกว่าจำนวนรอบของขดลวด N_p ให้มากกว่าจำนวนรอบของขดลวด N_p แล้ว แรงดันเอาต์พุตที่ได้ก็จะมีค่ามากกว่าแรงดันอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.6 แรงดันเอาต์พุตหลายค่า

คอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปสามารถกำหนดให้มีเอาต์พุตได้หลายค่าแรงดันพร้อมกัน ซึ่งสามารถทำได้โดยเพิ่มขดลวดสำหรับค่าแรงดันนั้นๆ ไปบนตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งแรงดันที่ได้จากการเพิ่มขดลวดจะเป็นอัตราส่วนตามอัตราส่วนจำนวนรอบต่ออัตราส่วนของขดลวด ซึ่งเป็นเอาต์พุตหลัก ตัวอย่างลักษณะการเพิ่มขดลวดเพื่อให้คอนเวอร์เตอร์มีแรงดันเอาต์พุตหลายค่า นั้นจะเป็นดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 การเพิ่มขดลวดเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตหลายค่าของบักคอนเวอร์เตอร์ 2 ขดลวด
(ก) และฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันเอาต์พุตจากขดลวดเพิ่มเติม นั้น จะมีการคงค่าแรงดันไม่ติดเท่ากับแรงดันเอาต์พุตจากขดลวดหลัก จึงอาจพบเห็นการออกแบบบางวงจรกำหนดให้มีการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเพิ่มเติมด้วยซีเนอร์ไดโอดหรือไอซีเรกกูเลเตอร์ก็ได้

2.2.7 การใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่สวิตช์ในวงจร

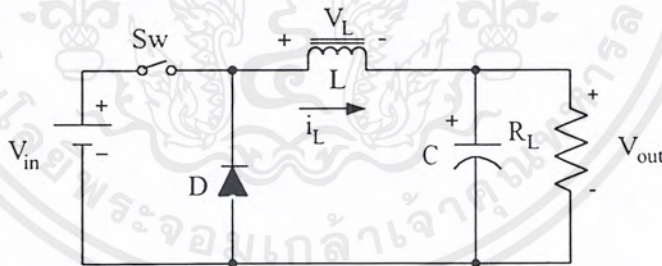
ในทางปฏิบัติการออกแบบคอนเวอร์เตอร์จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่สวิตช์ (Sw) ในวงจรการใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ทำหน้าที่สวิตช์นั้นจำเป็นต้องสร้างวงจรขั้วกระแสไบแอสในลักษณะพัลส์ เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งการขั้วกระแสไบแอสและความเข้าใจในลักษณะพื้นฐานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงเป็นสิ่งสำคัญ

2.2.8 ค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

ดังที่กล่าวมาแล้วว่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าขึ้นอยู่กับช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ของสวิตช์ (Sw) ในที่นี้ จึงแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าของแรงดันเอาต์พุตกับช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ เพื่อเป็นพื้นฐานในการศึกษาคอนเวอร์เตอร์ในขั้นสูงต่อไป

1) บั๊กคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์จะมี 2 จังหวะคือ เมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “ON” และเมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “OFF” สลับกันไป



รูปที่ 2.16 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์

เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ “ON” จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดัน ดังนี้คือ

$$V_m = V_L + V_{out} \quad (2.1)$$

เนื่องจาก

$$V_L = L \left(\frac{di_L}{dt} \right) \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = L \left(\frac{di_L}{dt} \right) + V_{out} \quad (2.3)$$

$$\left(\frac{di_L}{dt} \right) = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \quad (2.4)$$

สวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “ON” และใช้เวลาเท่ากับ t_{ON} ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่าน L จะมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ

$$i_{L(max)} - i_{L(min)} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \times t_{ON} \quad (2.5)$$

เมื่อสวิตช์ Sw กลับมาอยู่ในสถานะ “OFF” จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดัน ดังนี้

$$0 = V_L + V_{out} \quad (2.6)$$

$$0 = L \left(\frac{di_L}{dt} \right) + V_{out} \quad (2.7)$$

$$\left(\frac{di_L}{dt} \right) = -\frac{V_{out}}{L} \quad (2.8)$$

เมื่อสวิตช์ Sw กลับมาอยู่ในสถานะ “OFF” และใช้เวลาเท่ากับ $t_{OFF} = (T - t_{ON})$ ดังนั้นกระแสจะลดลงจากค่า $i_{L(min)}$ เท่ากับ

$$i_{L(min)} - i_{L(max)} = \left(-\frac{V_{out}}{L} \right) (T - t_{ON}) \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.5) และ (2.9) เมื่อวงจรทำงานอย่างต่อเนื่อง $i_{L(max)}$ และ $i_{L(min)}$ ของสมการทั้งสองจะเป็นค่าเดียวกัน ดังนั้น

$$\left(\frac{V_{in} + V_{out}}{L} \right) \times t_{ON} = \left(-\frac{V_{out}}{L} \right) (T - t_{ON}) \quad (2.10)$$

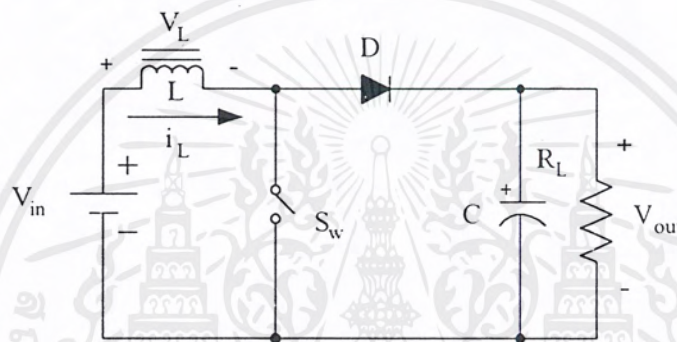
$$V_{out} = \frac{V_{in}}{T} \times t_{ON} \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าคาบเวลา T มีค่าคงที่ ดังนั้นการรักษาค่าแรงดัน V_{out} ให้มีค่าคงที่ ในสมการที่ (2.11) จะสามารถทำได้ โดยการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงเวลานำกระแส t_{ON} โดยเมื่อช่วงเวลานำกระแส t_{ON} มากขึ้นแรงดัน V_{out} ก็จะมากขึ้น และเมื่อช่วงเวลานำกระแส t_{ON} ลดลง แรงดัน V_{out} ก็จะลดลงด้วย

2) บุกคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของบุกคอนเวอร์เตอร์มี 2 จังหวะ คือเมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” และเมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “OFF” กลับกันไป



รูปที่ 2.17 วงจรบุกคอนเวอร์เตอร์

เมื่อสวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” จะไม่มีกระแสไหลไปยังเอาต์พุต กระแสในขดลวดจะเพิ่มขึ้นดังสมการที่ (2.13)

$$V_m = V_i \quad (2.12)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_m}{L} \quad (2.13)$$

สวิตช์ S_w อยู่ในสถานะ “ON” และใช้เวลาเท่ากับ t_{ON} กระแสที่ไหลผ่าน I จะมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ

$$i_{L(max)} - i_{L(min)} = \frac{V_m}{L} \times t_{ON} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสวิตช์ Sw กลับมาอยู่ในสถานะ “OFF” จะได้ความสัมพันธ์เมื่อคิดค่าแรงดันตกคร่อม ไดโอดเป็นศูนย์คือ

$$V_{in} = V_L + V_{out} \quad (1.15)$$

$$V_{in} = L \left(\frac{di_L}{dt} \right) + V_{out} \quad (2.16)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \quad (2.17)$$

สวิตช์อยู่ในสถานะ “OFF” และใช้เวลาเท่ากับ $t_{OFF} = (T - t_{ON})$ ดังนั้นกระแสจะลดลงจากค่า $i_{L(max)}$ เท่ากับ

$$i_{L(max)} - i_{L(min)} = \left(\frac{V_{in} - V_{out}}{L} \right) (T - t_{ON}) \quad (2.18)$$

จากรสมการที่ (2.14) และ (2.18) เมื่อวงจรทำงานอย่างต่อเนื่อง ค่า $i_{L(max)}$ และ $i_{L(min)}$ ของสมการทั้งสองจะเป็นค่าเดียวกัน ดังนั้น

$$V_{out} = \frac{V_{in} T}{(T - t_{ON})} \quad (2.19)$$

3) บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์มี 2 จังหวะคือเมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “ON” และเมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “OFF” สลับกันไป

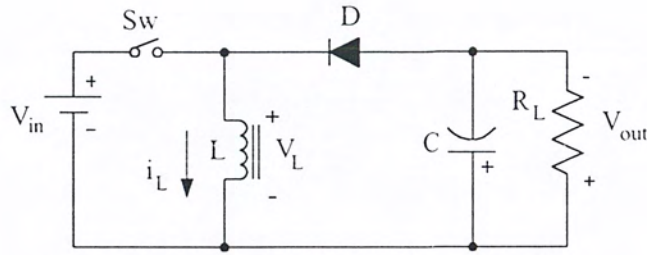
เมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “ON” จะไม่มีกระแสไหลไปยังเอาต์พุต กระแสในขดลวด L จะเพิ่มขึ้นดังสมการ

$$V_{in} = V_L \quad (2.20)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (2.21)$$

$$\text{และที่เวลา } t_{ON} ; \quad i_{L(max)} - i_{L(min)} = \frac{V_{in}}{L} \times t_{ON} \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 วงจรบัค-บูสคอนเวอร์เตอร์

เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ “OFF” และไม่เกิดแรงดันที่ตกคร่อมไดโอด D โดยใช้เวลาเท่ากับ

$$t_{OFF} = (T - t_{ON})$$

$$-V_L = V_{out} \quad (2.23)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{out}}{L} \quad (2.24)$$

และ

$$i_{L(\min)} - i_{L(\max)} = -\frac{V_{out}}{L} \times (T - t_{ON}) \quad (2.25)$$

จากสมการที่ (2.22) และ (2.25) จะได้ว่า

$$V_{out} = \left(\frac{t_{ON}}{T - t_{ON}} \right) V_{in} \quad (2.26)$$

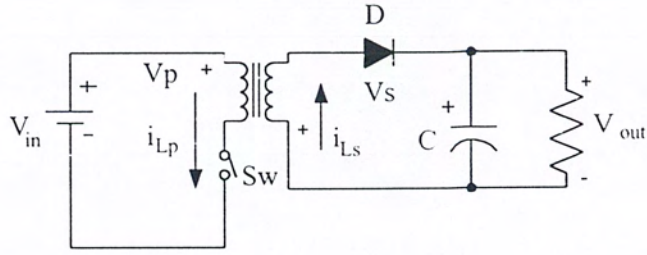
จะเห็นได้ว่า เมื่อ $t_{ON} < 0.5T$ V_{out} จะมีค่าน้อยกว่า V_{in} และเมื่อ $t_{ON} > 0.5T$ V_{out} จะมีค่ามากกว่า

V_{in}

4) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มี 2 จังหวะคือ เมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “ON” และเมื่อสวิตช์ Sw อยู่ในสถานะ “OFF” สลับกันไป

เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ “ON” จะมีกระแสไหลเฉพาะในส่วนไพรมารี กระแสในส่วนของไพรมารี N_p จะเป็นดังสมการ



รูปที่ 2.19 วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

$$V_m = V_p \tag{2.27}$$

$$\frac{di_{Lp}}{dt} = \frac{V_m}{V_p} \tag{2.28}$$

และที่เวลา t_{ON} ;

$$i_{Lp(max)} - i_{Lp(min)} = \frac{V_m}{V_p} \times t_{ON} \tag{2.29}$$

เมื่อสวิตช์อยู่ในสถานะ “OFF” จะมีกระแสไหลเฉพาะในขดเซคันดารี และสวิตช์ใช้เวลาเท่ากับ $t_{OFF} = (T - t_{ON})$

$$\left(\frac{di_{Ls}}{dt} \right) = -\frac{V_{out}}{L_s} \tag{2.30}$$

$$\text{และ} \quad i_{Ls(min)} - i_{Ls(max)} = -\frac{V_{out}}{L_s} \times (T - t_{on}) \tag{2.31}$$

เนื่องจากวงจรใช้หม้อแปลงดังนั้น

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{I_p}{I_s} \tag{2.32}$$

จาก (2.32) และ (2.31) จะได้

$$\frac{N_p}{N_s} i_{Lp(min)} - \frac{N_p}{N_s} i_{Lp(max)} = -\frac{V_{out} \times (T - t_{ON})}{L_s} \tag{2.33}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{Lp(\min)} - i_{Lp(\max)} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(-\frac{V_{om}}{L_s} \right) (T - t_{OX}) \quad (2.34)$$

จากสมการที่ (2.29) และ (2.34) จะได้ว่า

$$\frac{V_m}{L_p} t_{OX} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(\frac{V_{om}}{L_s} \right) (T - t_{OX}) \quad (2.35)$$

$$V_{om} = \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \left(\frac{L_s}{L_p} \right) \frac{V_m \times t_{OX}}{(T - t_{OX})} \quad (2.36)$$

เนื่องจาก $\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}$ (2.37)

ดังนั้น $V_{om} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \frac{V_m \times t_{OX}}{(T - t_{OX})}$ (2.38)

จะเห็นได้ว่าในกรณีที่ $N_s = N_p$ สมการ (2.38) จะเป็นสมการเดียวกันกับสมการ (2.26) ของ บัค-บูสคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง และในกรณีที่ N_p ไม่เท่ากับ N_s ค่าของแรงดันเอาต์พุตจะขึ้นอยู่กับ ค่าอัตราส่วน N_s/N_p ของหม้อแปลงด้วย

2.3 ไอจีบีที

2.3.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับไอจีบีที

อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ที่พอจะคุ้นเคยและใช้งานกันอย่างกว้างขวางในขณะนี้ ได้แก่ เอสซีอาร์ (SCR) ไตรแอค (TRIAC) ทรานซิสเตอร์ (TRANSISTOR) และมอสเฟต (MOSFET) โดยเฉพาะทรานซิสเตอร์และมอสเฟต ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองชนิดก็มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไปกล่าวคือ ทรานซิสเตอร์ขณะอยู่ในสภาวะนำกระแสจะมีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำ มีอัตราทนแรงดันและ ขยายกระแสได้สูงแต่ความเร็วในการสวิตช์ยังต่ำอยู่ โดยเฉพาะช่วงหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาที่ยาวกว่า ซึ่งจะเป็นคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามกับมอสเฟตที่มีความเร็วในการสวิตช์ทำงานนำกระแสและการหยุดนำกระแสได้เร็วกว่ามากแต่ก็มีอัตราการสูญเสียกำลังงานสูงมากเช่นกันจากเหตุผลที่กล่าวมาของทรานซิสเตอร์และมอสเฟต จึงได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ประเภท

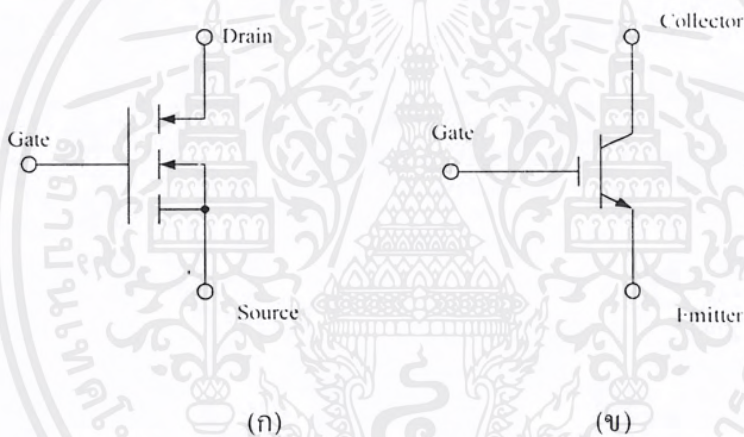
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้จึงสามารถได้อุปกรณ์พาวเวอร์อิเล็กทรอนิกส์คอนโทรล ชนิดใหม่ขึ้นมาโดยคุณสมบัติต่างๆจะรวมเอาข้อดีของทรานซิสเตอร์และมอสเฟตเข้ามารวมไว้ในอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้ ซึ่งได้เรียกชื่ออย่างเป็นทางการว่า ไอจีบีที (IGBT)

2.3.2 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที

1) สัญลักษณ์ของไอจีบีที

ไอจีบีทีก่อนข้างจะเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่อยู่ และมีจำหน่ายกันหลายเบอร์ด้วยกันเนื่องจากที่เป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่ จึงมีสัญลักษณ์แทนชนิดและตัวไอจีบีทีอยู่หลายรูปแบบด้วยกันขึ้นอยู่กับผู้ผลิตว่าจะใช้สัญลักษณ์ใดเป็นสัญลักษณ์ประจำสินค้า ที่ผลิตขึ้นจากที่พบมากที่สุดก็มีใช้กันอยู่สองแบบ ดังรูปที่ 2.20 ซึ่งเป็นสัญลักษณ์และเรียกชื่อขาต่างๆ ของไอจีบีที ชนิดเอ็นชันแนล

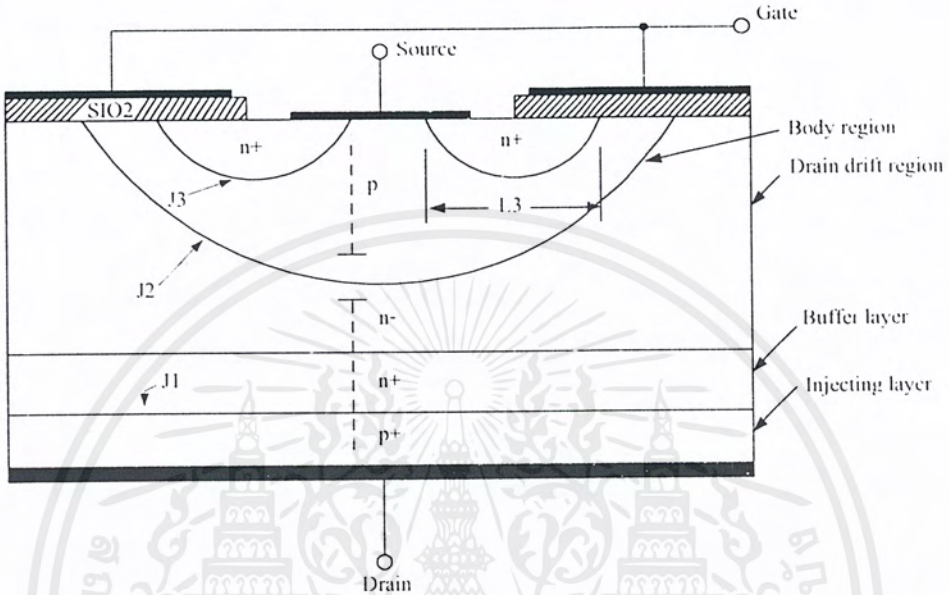


รูปที่ 2.20 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาของไอจีบีที

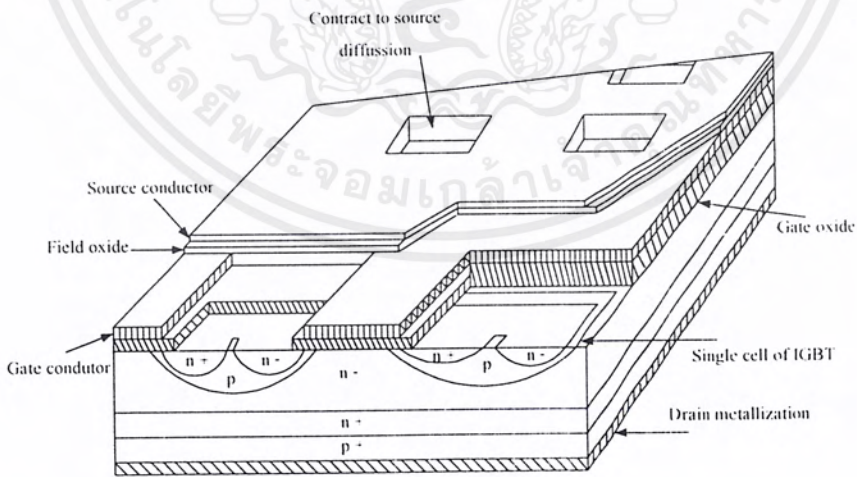
จากรูป 2.22 (ก) จะเห็นว่ามิลักษณะคล้ายกับสัญลักษณ์ของมอสเฟตมาก เพียงแต่สัญลักษณ์ของไอจีบีทีนั้นจะมีลูกศรเพิ่มขึ้นมาตรงขาเดรนลักษณะของลูกศรจะชี้เข้าหาตัวหรือ ชี้เข้าหาชั้นของซิลิกอนภายในตัวไอจีบีที ซึ่งในที่นี้จะใช้สัญลักษณ์ รูปที่ 2.20 (ก) ส่วนใน รูปที่ 2.20 (ข) จะเหมือนกับสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์แต่ตรงขาเดรนจะเพิ่มขีดขึ้นมาอีกหนึ่งขีดเพื่อชี้ให้เห็นว่าขาคู่นี้เพิ่มขึ้นมาไม่ได้ต่อถึงกัน โดยตรงกับขาที่ต่อออกมาภายนอก

โครงสร้างของไอจีบีทีชนิดเอ็นชันแนล แสดงเป็นภาพตัดขวางได้ดังรูปที่ 2.21 โครงสร้างโดยรวมส่วนใหญ่มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของมอสเฟตมากจะแตกต่างกันตรงที่ ไอจีบีที จะมีชั้น P+หรือชั้นอินเจกติ้ง (Injecting) อยู่ระหว่างขาเดรน ซึ่งในมอสเฟตนั้น ไม่มีจากการที่ขาเดรนถูก

กั้นด้วยชั้นของซิลิกอนออกไซด์ (SiO_2) ทำให้ความต้านทานอินพุตที่ขาเกตมีค่าสูงมาก เหมือนกับเพาเวอร์โดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ในช่วง 10^9 โอห์ม



รูปที่ 2.21 (ก) ภาพตัดแนวตั้งใน ไอจีบีที



รูปที่ 2.21 (ข) ภาพโครงสร้างของ ไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของไอจีบีทีชนิดเอ็นชันแนล แสดงเป็นภาพตัดขวางได้ดังรูปที่ 2.21 โครงสร้างโดยรวมส่วนใหญ่มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของมอสเฟตมากจะแตกต่างกันตรงที่ ไอจีบีที จะมีชั้น P+ หรือชั้นอินเจกต์ติ้ง (Injecting) อยู่ระหว่างขาเดรน ซึ่งในมอสเฟตนั้นไม่มีจากการที่ขาเกตถูกกั้นด้วยชั้นของซิลิกอนออกไซด์ (SiO_2) ทำให้ความต้านทานอินพุตที่ขาเกตมีค่าสูงมาก เหมือนกับเพาเวอร์โดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ในช่วง 10^9 โอห์ม

จากผลดังกล่าวทำให้ลักษณะของกราฟ แสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของไอจีบีทีจะมีลักษณะคล้ายกับกราฟของทรานซิสเตอร์แต่การควบคุมกระแสเดรนจะอาศัยการควบคุมแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์สมากกว่า การควบคุมกระแสที่ขาเอ็นเหมือนกับทรานซิสเตอร์ซึ่งกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของไอจีบีทีแสดงไว้ในรูปที่ 2.22 (ก) และรูปที่ 2.22 (ข) เป็นกราฟแสดงคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสและแรงดัน

ระดับของสารเจือ (Doping Level) ในแต่ละชั้นของไอจีบีที จะมีลักษณะคล้ายกับที่ใช้ในแต่ละชั้นของมอสเฟตยกเว้น ส่วนบริเวณบอดี (Body Region) ซึ่งจะอธิบายในภายหลังในกรณีของไอจีบีทีชนิดพีเอ็นแนล (P-Channel) สามารถทำได้ โดยการเปลี่ยนชนิดของสารเจือในแต่ละชั้นของโครงสร้าง

ในรูปที่ 2.21 เป็นโครงสร้างของไอจีบีทีซึ่งข้างในจะมีไทริสเตอร์แอบแฝงอยู่กรเทิร์นออน (Turn On) ของไทริสเตอร์นี้ เป็นสิ่งที่จะต้องพยายามหลีกเลี่ยงเพราะรายละเอียดของอุปกรณ์จริงมีหลายอย่างที่แตกต่างไปจากรูปดังเช่นบริเวณบอดีที่เป็นสารกึ่งตัวนำประเภทพี จะมีบริเวณรอยต่อ J_2 และ J_3 ที่แตกต่างไปจากรูป เพื่อให้โอกาสที่ไทริสเตอร์ทำงานน้อยที่สุด ส่วนขาซอร์สที่เป็นโลหะในไอจีบีทีจะมีขนาดสั้นกว่าในส่วนของมอสเฟต ซึ่งมีส่วนช่วยให้ไทริสเตอร์แฝงนี้มีโอกาสทำงานน้อยลงส่วนขั้วเฟ้อร์ของสารกึ่งตัวนำที่มีสารเจือ (Drift layer) ไม่มีความสำคัญกับกรทำงานต่างๆ ของไอจีบีทีและไอจีบีทีบางตัวก็ตัดส่วนนี้ออกไปเรียกว่าไอจีบีทีแบบสมมาตร (Symmetrical-IGBT) ส่วนไอจีบีทีที่มีส่วนนี้อยู่เรียกว่า ไอจีบีทีแบบไม่มีสมมาตร (Asymmetrical IGBT) ถ้าความหนาแน่นของสารเจือและความหนาแน่นของชั้นนี้ถูกเลือกอย่างเหมาะสมการที่มีชั้นนี้จะช่วยในการทำงานของไอจีบีทีให้ดีขึ้นได้ 2 อย่างด้วยกัน คือ

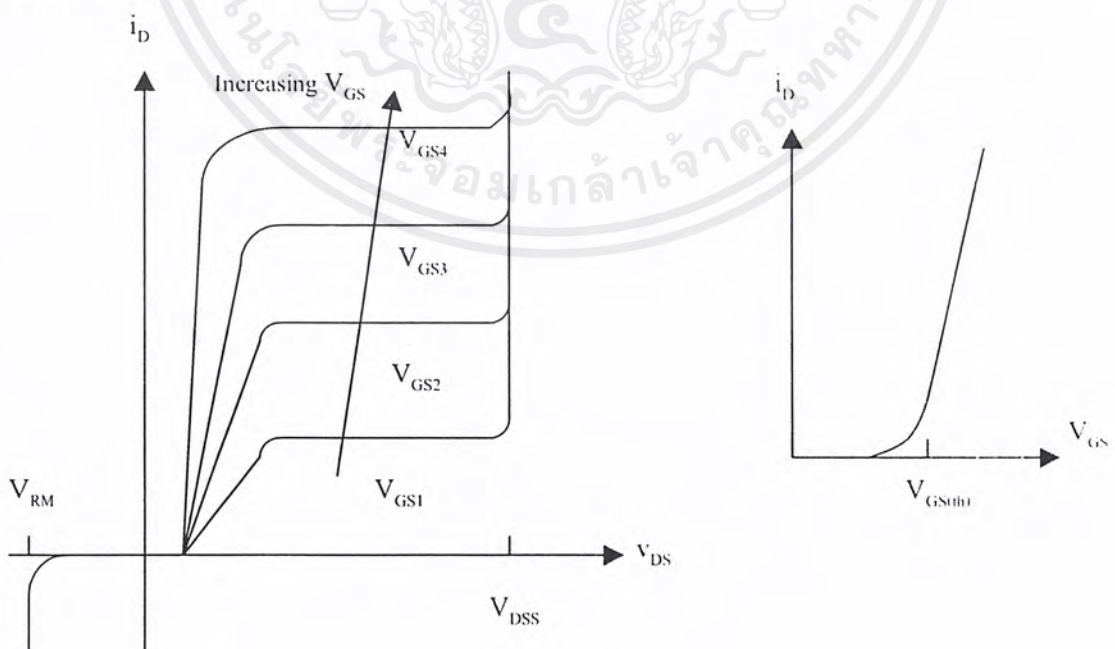
1. ทำให้แรงดันตกคร่อมในขณะนำกระแสมีค่าลดลง
2. ทำให้เวลาในขณะหยุดนำกระแส (Turn off Time) ลดลง

แต่มีข้อเสียคือทำให้ความสามารถในการทนความต่างศักย์รีเวิร์ส (Reverse Blocking Voltage) ลดลง

2.3.3 คุณสมบัติของกระแสและศักย์ค่าไฟฟ้า

ลักษณะของกระแสและศักย์ค่าไฟฟ้าของไอจีบีทีชนิดเอ็นชั้นเนลดังแสดงในรูปที่ 2.21 (ก) ในทิศทางฟอร์เวิร์ด (Forward) จะเหมือนกับของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในลอจิกเซิร์กคิต แตกต่างกันเพียงควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ แทนที่จะควบคุมการทำงานด้วยกระแส เหมือนกับทรานซิสเตอร์คุณสมบัติของไอจีบีทีชนิดพีชั้นเนล จะเหมือนกันเพียงแต่ขั้วของความต่างศักย์และทิศทางของกระแสจะกลับกัน

ที่รอยต่อ J_2 รูป 2.21(ก) จะกั้นแรงดันฟอร์เวิร์ด (Forward Voltage) เมื่อไอจีบีทีอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสค่าการทนความต่างศักย์ในทิศทางรีเวิร์ส (Reverse Blocking Voltage) จะมีค่าเท่ากับค่าการทนความต่างศักย์ในทิศทางฟอร์เวิร์ดได้ ถ้าไม่มีชั้นบัฟเฟอร์ n^+ ที่รอยต่อ J_1 ในรูปที่ 2.21 (ก) เรียกว่าเป็นรอยต่อของรีเวิร์สบล็อกกิง (Reverse Blocking) ถ้าในโครงสร้างของอุปกรณ์ มีชั้นของบัฟเฟอร์ n^+ จะทำให้ค่าแรงดันเบรคดาวน์ (Breakdown Voltage) มีค่าลดลง เหลือเพียงสิบกว่าโวลต์ เพราะมีปริมาณสารเจือสูงมากทั้ง 2 ด้านของรอยต่อ ทำให้ไม่สามารถกั้นกระแสรีเวิร์สได้ ในรูปที่ 2.22 (ก) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{GS} ลักษณะเหมือนกับของมอสเฟต ลักษณะเส้นกราฟจะเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงของกระแสเดรนและไม่เป็นเชิงเส้น ณ จุดที่กระแสเดรนมีค่าต่ำ เมื่อ V_{GS} มีค่าต่ำกว่าค่าหนึ่ง เรียกว่า $V_{GS(th)}$ (Threshold Voltage) ไอจีบีทีจะอยู่ในสภาวะ OFF (หยุดนำกระแส) ความแตกต่างคร่อมขาเกตและขาซอร์สสูงสุดที่ขอมให้ใช้ได้ ขึ้นอยู่กับกระแสเดรนสูงสุดที่ขอมให้ไหลในตัวไอจีบีที



รูปที่ 2.22(ก) กราฟคุณสมบัติกระแสและแรงดันของไอจีบีที (ข) กราฟคุณสมบัติเรก่ายไอออน

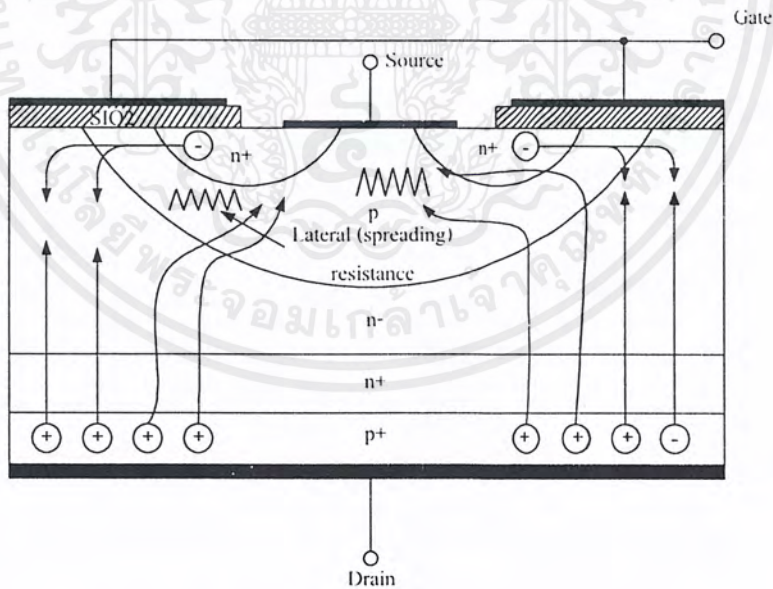
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปโฆษณาหรือการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปกราฟแสดงให้เห็นว่าส่วนใหญ่ของเส้นกราฟจะมีลักษณะเป็นเส้นตรง แต่จะเริ่มโค้งที่กระแสเกรนมีค่าต่ำๆ นั่นก็คือจุดที่แรงดันระหว่างขาคาทและขาชอร์สต์ต่ำลงใกล้แรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนสภาวะการทำงาน (จุด Threshold Voltage : $V_{GS(th)}$) โดยถ้าแรงดันระหว่างขาคาทและขาชอร์สต์มีค่าต่ำกว่าแรงดันที่จุด ($V_{GS(th)}$) แล้วไอจีบีทีจะอยู่ในสภาวะนำกระแสหรือช่วงกัตัดออฟ ในกรณีของไอจีบีทีชนิดพีเอ็นแอนั้นคุณสมบัติจะคล้ายกับเอ็นชั้นแอนแต่โครงสร้างและสัญลักษณ์จะมีลักษณะตรงกันข้ามกับเอ็นชั้นแอนเช่นชนิดของสารที่ได้ไปจากเอ็นชั้นแอนก็จะเปลี่ยนเป็นตรงกันข้ามสัญลักษณ์ลูกศรก็จะกลับเอาหัวลูกศรกลับไปทางตรงกันข้าม

2.3.4 ลักษณะการทำงาน

1) สภาวะการนำกระแส

เมื่อขาเกรนได้รับแรงดันไบแอสตรงคือเป็นบวกเมื่อเทียบกับชอร์สต์ และแรงดันระหว่างขาคาทกับขาชอร์สต์มีค่าเกิน $V_{GS(th)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาคาทจะดึงเอาอิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ภายใต้เกิดทำให้ชั้นบอดี (body layer) ตรงส่วนใต้เกิดแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n⁻ (drift region) เข้ากับบริเวณชอร์สต์ n⁻ (source region) ลักษณะเช่นนี้เหมือนกับการทำงานของมอสเฟต



รูปที่ 2.23 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขาชอร์สต์ผ่านบริเวณใต้ขาคาทมายังบริเวณที่เรียกว่า ลอยเลื่อน n⁻ (drift region) จะรวมกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกต์ติ้ง p⁻ (ดูรูปโครงสร้างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.21) เพราะรอยต่อ J_1 ได้รับแรงดันไบแอสตรง ทำให้ไอจีบีที่อยู่ในสถานะนำกระแสเกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากเดรนไปซอร์ส การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอนภายใต้ภายในบริเวณ n^+ เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (conductivity modulation) ผลของการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ n^+ มีค่าต่ำเป็นการเพิ่มความสามารถในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้นซึ่งจะมีลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์กำลังผลของความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อมที่สถานะนำกระแสลดต่ำลงการสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงด้วยทิศทางของการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลแสดงไว้ในรูปที่ 2.25

2) สถานะการหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน $V_{GS(th)}$ จะทำให้มีแรงดันไม่พอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้ p เป็น n^+ ได้ทำให้บริเวณ n^+ ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส n^+ ไอจีบีที่จะอยู่สถานะหยุดนำกระแส ในสถานะนี้รอยต่อที่ได้รับแรงดันไบแอส กลับจะทำให้เกิดกระแสไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้นนอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (depletion region) ขึ้นที่รอยต่อ J_2 ด้วย

บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างจนเกินเข้ามายังบริเวณ n^+ มากกว่าที่จะขยายไปยังบริเวณชั้นบอดี้ p มีความหนาแน่นในการได้ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่ได้ไปบนบริเวณ ลอยเลื่อน n^+ เพียงพอที่จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะนั้นไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจกต์ดิง p^+ ได้ชั้นบัฟเฟอร์ n^+ (buffer layer) (ดังในรูปที่ 2.23) ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้นหรือไม่จำเป็นต้องได้ปสาร ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้นไบแอสตรงสำหรับไอจีบีที่ ที่ไม่มีการ ได้ปสารในชั้นบัฟเฟอร์ n^+ นี้แบบสมมาตร ซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับ (V_{RM} หรือ BV_{SDS}) สูงพอๆ กับอัตราค่าแรงดันไหลตรง (BV_{DSS}) เหมาะกับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดความหนาของบริเวณ n^+ ลงแต่ยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันไหลตรงไว้สามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n^+ เข้าไป เพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณ อินเจกต์ดิง p^+ ซึ่งจะเรียกไอจีบีที่ ชนิดนี้ว่าไอจีบีที่ แบบไม่สมมาตร และจากการลดความหนาของบริเวณลอยเลื่อน n^+ จะช่วยส่งผลให้เกิดข้อดีสองประการคือ

- ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลงด้วย
- ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงได้

แต่ข้อเสียของการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n^+ คือจะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้น้อยลง เหลือเพียงไม่กี่สิบลโวลต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อไอจีบีที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับที่ขาเดรนรอยต่อ J_1 ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการได้ปของสารมาก จะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูง ดังนั้นไอจีบีที่ชนิดนี้จึงไม่เหมาะที่จะไปใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 การแลตช์ในไอจีบีที

นอกจากโวลต์ใหญ่ที่รวมกับอิล็กตรอนภายใต้บริเวณ n^+ แล้วยังมีกระแสโวลต์บางส่วนที่ไหลข้าม n^+ เข้าสู่บริเวณชั้นบอดี้ p โดยตรงผลของกระแสโวลต์นี้ ทำให้เกิดแรงต้านตกรวมค่านานข้างเคียง (lateral resistmnce) ดังในรูปที่ 2.25 ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอคือประมาณ 0.7 โวลต์ จะทำให้รอยต่อ J_3 ได้รับความแรงตรงเป็นผลให้อิล็กตรอนบริเวณซอร์ส n^+ ถูกฉีดเข้าไปในชั้นบอดี้ p

ถ้าดูจากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.27 (ค) จะหมายถึงขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นที่ได้รับแรงดันไบอัสตรงส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ซึ่งแฝงอยู่ในโครงสร้างของไอจีบีทีอยู่ในสถานะแลตช์การนำกระแส ทำให้ที่ขาเกตไม่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนได้ถึถ่ต่อไปแต่การควบคุมกระแสเดรนนี้จะขึ้นอยู่กับตัวต้านทานที่นำมาต่อในวงจรภายนอก หากมีการแลตช์เกิดขึ้นเป็นเวลานาน อาจทำให้ไอจีบีทีเสียหายได้เพราะมีการสูญเสียกำลังงานเกินค่าพิักัดที่ทนได้

ส่วนใหญ่หรือเป็นมาตรฐานคู่มือของการผลิต มักจะมีการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุดที่สามารถไหลผ่านไอจีบีทีได้ โดยยังไม่เกิดการแลตช์ขึ้น (I_{DM}) แต่เนื่องจากกระแสเดรนถูกกำหนดหรือควบคุมโดยตรงจากแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส บางครั้งคู่มือจึงบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด (I_{DM})

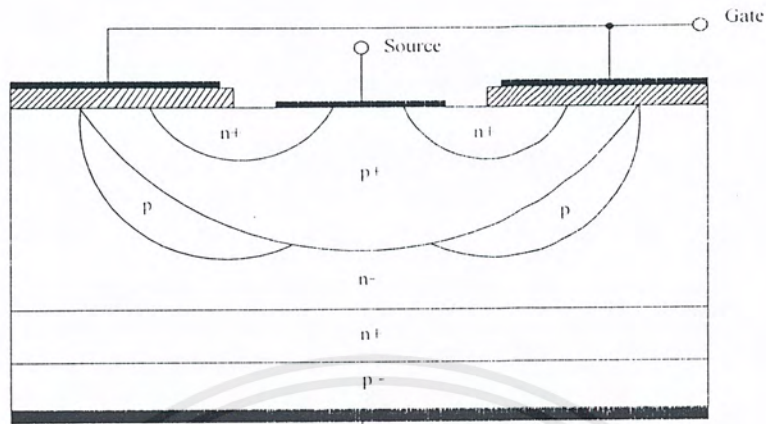
การแลตช์ที่กล่าวถึงมาข้างต้นเรียกว่าการแลตช์ในโหมดสแตติกเพราะเกิดขึ้นเมื่อมีกระแสที่ไหลในสถานะนำกระแสมีค่าเกิน I_{DM} แต่ลักษณะการแลตช์นี้ ก็สามารถเกิดขึ้นได้ เรียกว่าในโหมดไดนามิก ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนการทำงานจากสถานะนำกระแส เข้าสู่สถานะหยุดนำกระแสได้ด้วยบางครั้งการแลตช์นี้อาจเกิดขึ้นได้ แม้ว่ากระแสเดรนขณะนำกระแสยังมีค่าต่ำกว่า I_{DM} ก็ตามทั้งนี้เพราะเมื่อไอจีบีทีเริ่มหยุดนำกระแส กระแสเดรนจะตกลงอย่างรวดเร็วรอยต่อ J_3 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นกัน

ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณปลดพาหะขยายชั้นบอดี้ p โดยเฉพาะจะขยายเข้าสู่บริเวณ n มากกว่าเพราะมีความหนาแน่นของการได้ป้ต่ำกว่า การขยายบริเวณปลดพาหะอย่างรวดเร็ว จะทำให้โวลต์ที่ค้างอยู่ในบริเวณ n^+ ขณะนำกระแสและยังไม่ได้รวมกับอิล็กตรอนที่หลุดลุดออกจากการขัดขวางของบริเวณปลดพาหะเข้าไปสะสมในบริเวณรอยต่อ ในขณะที่กระแสเดรนยังมีค่าต่ำกว่า I_{DM} อยู่ได้เช่นกัน

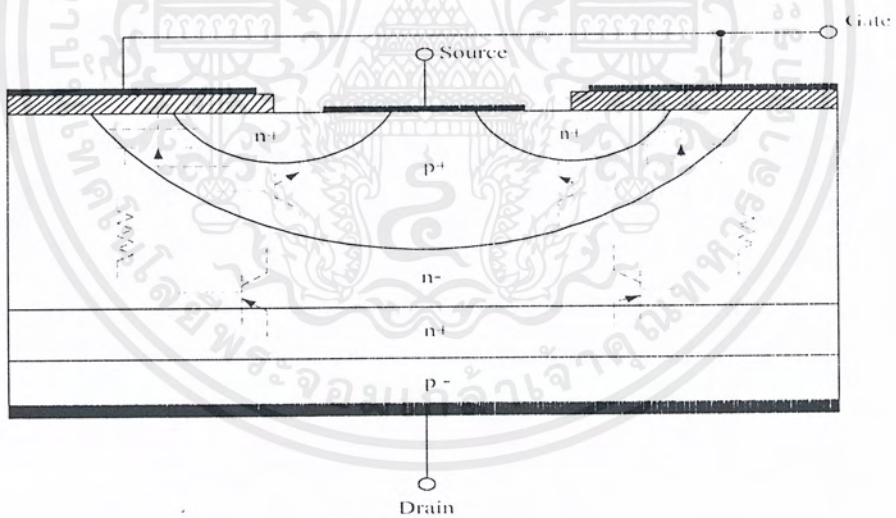
2.3.6 การป้องกันการแลตช์

การหลีกเลี่ยงการแลตช์ของไอจีบีที สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งาน ผู้ผลิตอาจจะออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณบอดี้ p ให้มีความต้านทานข้างเคียงค่าต่ำที่สุด ซึ่งเป็นกรลดโอกาสที่จะเกิดการแลตช์ลงได้ วิธีแรกอาจทำได้โดยลดความกว้างของบริเวณซอร์ส n^+ ลงซึ่งก็คือลดค่า L_3 ที่แสดงในรูปที่ 2.21 ลงนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตช์ในไอจีบีที

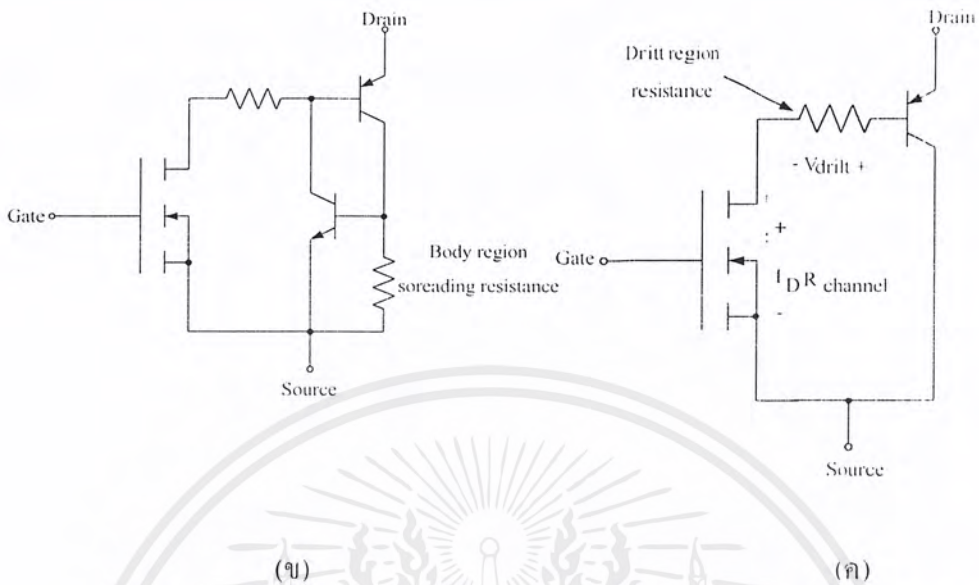


(ก)

วิธีที่สองเป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นในการ ได้ปสารของบริเวณบอดี้ p ดังรูปที่ 2.24 จะเห็นว่าบอดี้ p ภายใต้เกตจะ ได้ปด้วยความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{16} cm^{-3} และมีความหนา น้อยกว่าของบริเวณซอร์ส n+ แต่ส่วนที่เหลือของบริเวณบอดี้ p จะ ได้ปด้วยความหนาแน่นที่มาก กว่าคือ 10^{19} cm^{-3} รวมถึงความหนาแน่นก็จะมากกว่าด้วยการทำเช่นนี้จะทำให้เพิ่มความสามารถในการนำ

กระแสให้สูงขึ้น เป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตฝังอยู่ในไอจีบีที
 (ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของไอจีบีที
 (ค) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทรสเตอร์ที่ฝังอยู่ใน

วิธีที่สองเป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นในการได้ปัสสารของบริเวณบอดี p ดังรูปที่ 2.24 จะเห็นว่าบอดี p ภายใต้เกตจะเต็มไปด้วยความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{16} cm^{-3} และมีความหนาแน่นน้อยกว่าของบริเวณซอร์ส n แต่ส่วนที่เหลือของบริเวณบอดี p จะเต็มไปด้วยความหนาแน่นที่มากกว่าคือ 10^{19} cm^{-3} รวมถึงความหนาแน่นก็จะมากกว่าด้วยการทำเช่นนี้จะทำให้เพิ่มความสามารถในการนำกระแสให้สูงขึ้น เป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้

สำหรับผู้ใช้งานสามารถป้องกันการแลตช์ในโหมดสแตติกได้ โดยออกแบบไม่ให้เกิดกระแสไม่ให้กระแสที่ไหลเกินค่ากระแส I_{DM} และป้องกันการแลตช์ในโหมดไดนามิกได้ โดยห้วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวขึ้น เพื่อให้โฮลที่ค้างอยู่ในบริเวณ n มีเวลาพอที่จะรวมกับอิเล็กตรอน เป็นการลดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ การห้วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้นทำได้โดยเพิ่มความต้านทานออกอนุกรมเข้ากับขาเกตของไอจีบีที

2.3.7 วงจรสมมูลของไอจีบีที

วงจรสมมูลของไอจีบีทีแสดงไว้ในรูปที่ 2.25 ซึ่งในรูปที่ 2.25 (ก) นั้นจะเห็นว่าในบริเวณของบอดี p ชั้นบริเวณ n และชั้นอินเจกต์ดิง p จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี โดยแทนได้ด้วยชาคอลเล็กเตอร์, เบสและอิมิตเตอร์ตามลำดับ และบริเวณใต้เกตก็จะแทนได้ด้วยมอสเฟตซึ่งมีความต้านทานบริเวณ n เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีเข้ากับขาเกตของมอสเฟตซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาเดรนของมอสเฟตเมื่อเขียนวงจรสมมูลย์ออกมาจะได้วงจรดังรูปที่ 2.6 (ข)

จากรูปที่ 2.25 (ข) จะเห็นว่าเป็นวงจรคาร์ดิ้งตัน โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับเคลื่อนทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีแต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไป คือกระแสเดรนส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบสผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาเดรนของมอสเฟตมาจบลงที่ขาซอร์สจะมีกระแสส่วนน้อยเท่านั้น ที่ไหลจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์สสำหรับวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.25 (ค) จะแสดงให้เห็นว่าภายในไอจีบีทีมีทรินสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยดูได้จากการทำงานของทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพีเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับทำให้เห็นได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิดการแลตซ์ของไอจีบีที

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากขาอิมิตเตอร์ มายังขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีผ่านความต้านทานข้างเคียง แล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นจะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลตซ์ขึ้นในไอจีบีที สำหรับแรงดันตกคร่อมขาเดรนและซอร์สของไอจีบีทีขณะนำกระแส ($V_{DS(on)}$) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{DS(on)} = V_{J1} + V_{drift} + I_D R_{channel} \quad (2.22)$$

เมื่อ V_{J1} เป็นแรงดันไบอัสตรงที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็น จึงมีค่าค่อนข้างจะคงที่ที่จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อยเพราะ มีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กโปเนนเชียลกับกระแสทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7 – 1 โวลต์

V_{drift} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมค่าความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งค่าความต้านทานนี้มีค่าค่อนข้างคงที่แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้ว จะมีค่าน้อยกว่าเพราะผลของการเบคคูลูเกตสภาพนาที่เพิ่มขึ้นในไอจีบีที

$R_{channel}$ เป็นค่าความต้านทานในย่าน 1 – 1,000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างจะคงที่

$I_D R_{channel}$ เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

ดังนั้นจึงพอจะสรุปได้ว่า $V_{DS(on)}$ จะมีค่าสูงมากขึ้นตามค่ากระแสเดรนที่สูงขึ้น โดยทั่วไป ไอจีบีทีจะสามารถทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดถึง 150 องศาเซลเซียสและผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจากค่าอุณหภูมิห้องไปถึงค่าสูงสุดนี้จะส่งผลให้การเปลี่ยนแปลงค่า $V_{DS(on)}$ เพียงเล็กน้อยเท่านั้นเพราะไอจีบีทีมีค่า $V_{DS(on)}$ เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก (หมายถึงเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันตกคร่อมก็จะสูงขึ้นตาม) กับแรงดันตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อนที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบ

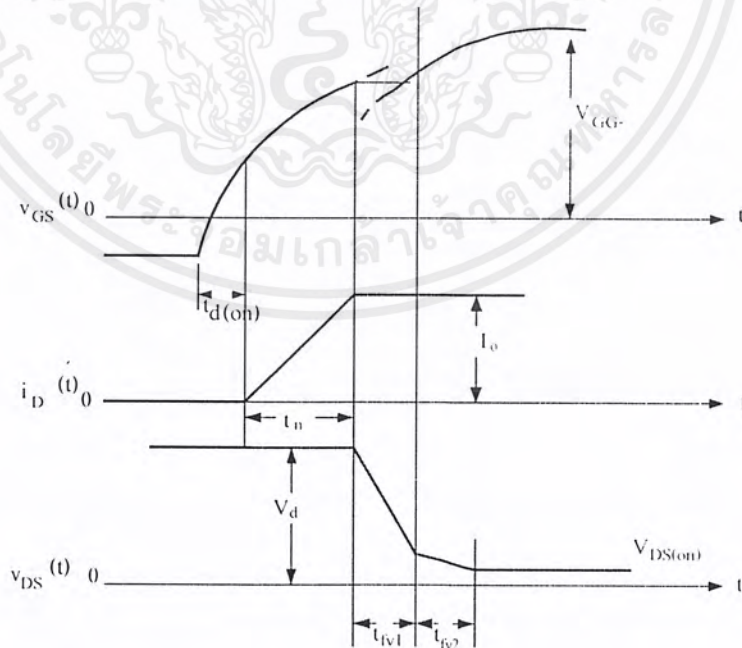
2.3.8 ลักษณะการสวิตช์

ลักษณะของสัญญาณกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่เกิดการนำกระแสและหยุดนำกระแส แสดงไว้ในรูปที่ 2.26 โดยช่วงเวลาในการนำกระแสของไอจีบีที แสดงไว้ในรูปที่ 2.26 (ก) ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับการนำกระแสของมอสเฟต คือ จะมีเวลาก่อนการนำกระแส ($t_{d(on)}$) นับตั้งแต่วเวลาที่แรงดันระหว่างเกตกับซอร์สอยู่ในช่วง V_{GG} จนถึง $V_{GS(th)}$ ความจริงแล้วการป้อนแรงดันนี้จะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงทันทีจากค่า V_{GG} เป็น V_{GG+} แต่กลับมีลักษณะเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียล

รูปที่ 2.26 เป็นเช่นนั้นเนื่องจากผลการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุ ระหว่างเกตกับซอร์ส และเกตกับเดรนภายใน ไอจีบีทีที่แรงดันที่ขาเดรนจะยังคงที่อยู่ในช่วงเวลาที่ขาขึ้น (t_n) หรือในช่วงเวลาที่กระแสเดรนยังไม่ถึงค่ากระแสทำงาน (I_o) หลังจากนั้นกระแสก็ยังคงที่ แต่แรงดันจะตกลงสู่ค่า $V_{DS(on)}$ โดยแบ่งช่วงเวลาลงเป็นสองช่วง คือ ช่วง t_{fv1} เป็นช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานสูง ($R_{channel}$) ส่วน t_{fv2} ช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานต่ำ ($R_{channel}$)

ในรูปที่ 2.26 (ข) จะแสดงลักษณะของกระแสและแรงดัน ในช่วงเวลาที่ไอจีบีทีหยุดนำกระแสจะเห็นว่ากระแสเดรน จะยังคงที่อยู่ตลอดช่วงเวลาที่แรงดันขาเดรนเพิ่มขึ้นและมีช่วงเวลาลงของกระแสเดรนที่แตกต่างชัดเจนสองช่วง โดยช่วงแรก t_{fv1} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของมอสเฟต

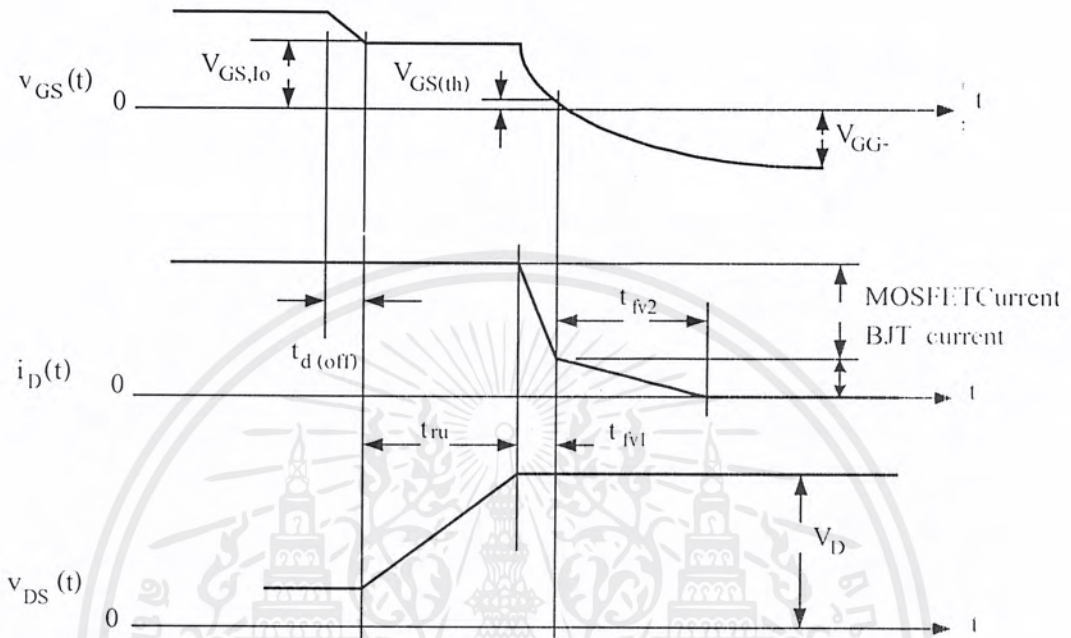
ขณะนำกระแส



รูปที่ 2.26 (ก) แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันขณะนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงขณะหยุดนำกระแส

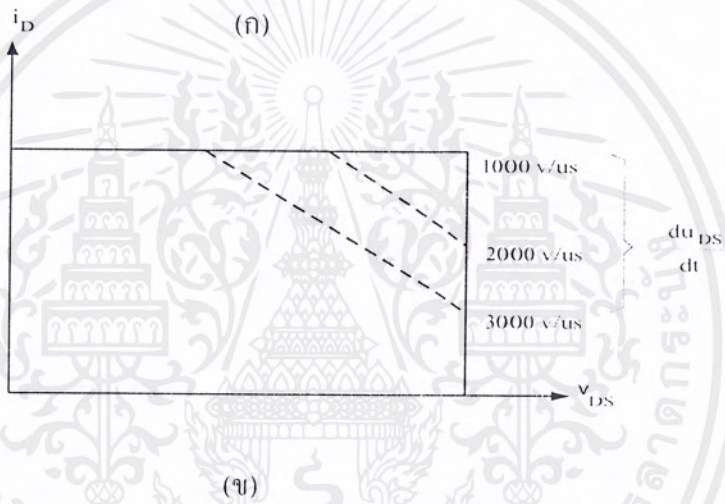
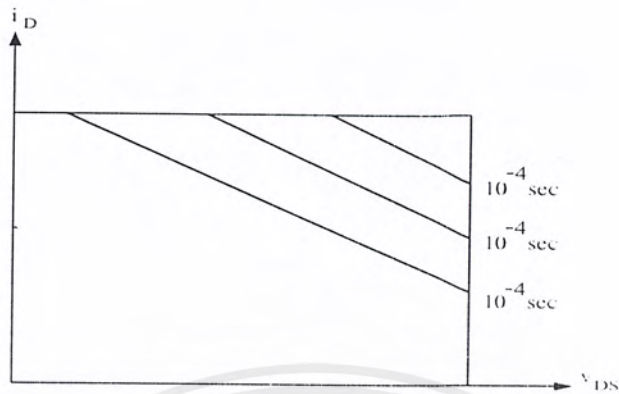


รูปที่ 2.26 (ข) แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส

ในรูปที่ 2.26 (ข) จะแสดงลักษณะของกระแสและแรงดัน ในช่วงเวลาที่ไอจีบีทีหยุดนำกระแสจะเห็นว่ากระแสตรง จะยังคงที่อยู่ตลอดช่วงเวลาที่แรงดันขาตรงเพิ่มขึ้นและมีช่วงเวลาลงของกระแสตรงที่แตกต่างชัดเจนสองช่วง โดยช่วงแรก t_{fv1} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของมอสเฟตภายในไอจีบีทีและช่วง t_{fv2} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ซึ่งจะช้ากว่ามอสเฟตทำให้ช่วงเวลานี้นานกว่าช่วงแรกและมีการสูญเสียกำลังงานมากในช่วงนี้

2.3.9 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

ไอจีบีทีที่มีพื้นที่การทำงานปลอดภัยทั้งในระหว่งนำกระแส โดยมีพื้นที่การทำงานปลอดภัย ในขณะที่ไบอัสตรงที่กว้างมาก เปรียบได้เกือบเป็นสี่เหลี่ยมสำหรับเวลาในการสวิตช์ที่สั้นๆ แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์มอสเฟตแล้ว ไอจีบีทีจะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากันในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสแล้ว จุดการทำงานของไอจีบีทีจะต้องมีขนาดแรงดันกระแสที่ขาตรงอยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบอัสตรงเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 2.27 (ก)



รูปที่ 2.27 (ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง
 (ข) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ

หากไม่เช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นที่ไอจีบีทีจากรูปพื้นที่การทำงาน ที่ปลอดภัยของไอจีบีทีจากรูปที่การทำงานที่ปลอดภัยของไอจีบีทีนี้ จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสตรง อัตราทนแรงดันไหลตรงและอุณหภูมิรอยต่อของไอจีบีทีตามลำดับ

สำหรับพื้นที่การทำงานปลอดภัยในช่วงไบแอสกลับ (Reverse Bias Safe Operating Area) จะมีความแตกต่างจากในช่วงไบแอสตรง โดยในรูปนี้จะแสดงค่าจำกัดของค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเกตต่อเวลา (dv_g/dt) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างหยุดนำกระแสสมมติขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิที่รอยต่อและมีพื้นที่แคบลงถ้า dv_{DS}/dt มีค่าสูงมากขึ้น ส่วนเหตุผลที่ถูกลimit โดยค่านี้ เพราะไม่ต้องการให้เกิดการแลตซ์ที่ไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า dv_{ds}/dt จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแสคือ ถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วจะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสสั้นลง แต่ก็ยังถือว่าโหดที่ขีดจำกัด dv_{ds}/dt ของ ไอจีบีทีที่มีค่าสูงมาก เมื่อเทียบกับอุปกรณ์ไทรสเตอร์ตัวอื่นๆ ดังนั้นความเป็นในการใช้วงจรสับเบอร์ เพื่อป้องกันกระแสช็อกที่ไม่มีความจำเป็นต้องใช้และการควบคุมค่า dv_{ds}/dt ที่เกิดขึ้นยังทำได้ง่ายขึ้น ด้วยการต่อแบบวงจรซบเบคที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาเกตและค่า V_{GG} ที่เหมาะสม

2.3.10 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของไอจีบีที กับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งประเภทอื่น

ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ไอจีบีทีที่มีความต่างศักย์ตกคร่อมใกล้เคียงกับทรานซิสเตอร์ในขณะที่มีความต้านทานทางด้านอินพุตสูง และมีความเร็วในการนำกระแสสูงเหมือนกับมอสเฟต

ในการใช้งานที่่านความถี่ปานกลาง โดยสามารถนำไอจีบีทีไปใช้งานแทนมอสเฟต ทรานซิสเตอร์และไทรสเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เมื่อเปรียบเทียบกับไทรสเตอร์ทั่วไป ไอจีบีทีมีความเร็วในการสวิตซ์สูงกว่าและมีความต้านทานของอินพุตสูงกว่า สามารถทนต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของความต่างศักย์ dv/dt ที่สูงกว่า และมีวงจรับที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน ในขณะที่ไทรสเตอร์บางประเภท เช่น จีทีโอก็สามารถควบคุมการนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ด้วยสัญญาณควบคุมที่ป้อนเข้าขาเกตได้ แต่ก็ต้องการกระแสไหลกลับที่สไในการหยุดนำกระแสของจีทีโอในขณะที่การหยุดนำกระแสของจีทีโอได้ โดยการให้ตัวเก็บประจุที่ขาเกตได้ขั้วประจุออกมา แต่ไทรสเตอร์มีความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะนำกระแสต่ำกว่าไอจีบีที และมีค่าพิชิตการทนต่อกระแสเสิร์จ (Surge Current) ที่สูงกว่าไอจีบีที

ในการเปรียบเทียบความยากง่ายของวงจรับ ให้สมมติว่าต้องการให้อุปกรณ์รับกระแสได้ 10 แอมป์ ถ้าใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในการที่จะจ่ายกระแสคอลเลกเตอร์ได้ จะต้องควบคุมทรานซิสเตอร์ให้ทำงานตามต้องการ เพราะทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า β ที่ต่ำมากตัวอย่างเช่น ทรานซิสเตอร์ต้องการมีค่า β เท่ากับ 5 ในการที่จะจ่ายกระแสคอลเลกเตอร์ได้ถึง 10 แอมป์ จะต้องป้อนกระแสประมาณ 2 แอมป์ เข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ในขณะที่ไอจีบีทีควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ ที่ป้อนเข้าระหว่างขาเกตและขาซอร์ส ซึ่งต้องการกระแสจำนวนน้อยมากอยู่ในหน่วยนาโนแอมป์ก็สามารถทำให้ไอจีบีทีทำงาน ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรับเกตของไอจีบีที มีความง่ายกว่าวงจรับเบสของทรานซิสเตอร์มาก

ทรานซิสเตอร์อาจจะใช้วงจรคาร์ลิงตัน (Darlington) ในการขยายค่า β เพื่อทำให้วงจรับง่ายขึ้นแต่ความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะหยุดนำกระแสจะสูงขึ้น

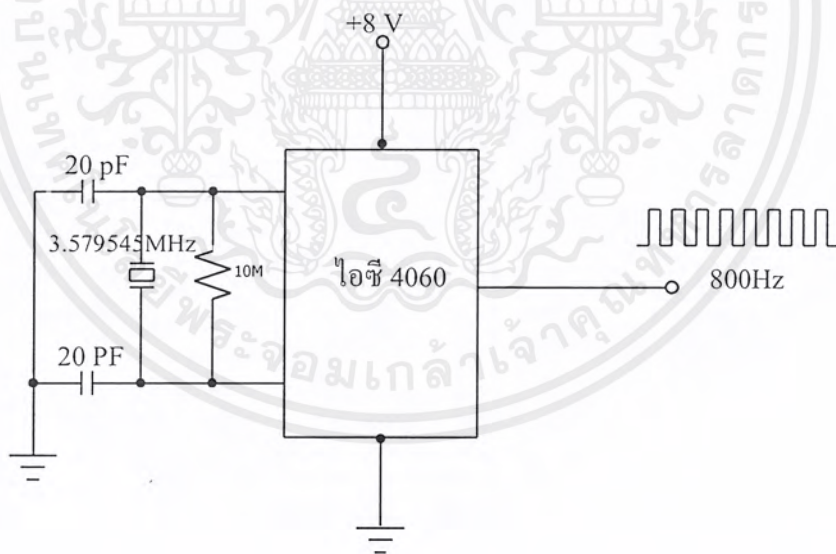
ส่วนวงจรับของ ไอจีบีทีกับมอสเฟตมีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมากจนสามารถใช้แทนกันได้ แต่ถ้าใช้งานในด้านความถี่ปานกลาง ที่พิชิตกระแสและความต้านต่างศักย์ที่สูงแล้วก็ควรจะใช้ไอจีบีที

ไอจีบีทีในการทำงานแทนมอสเฟตเนื่องจากมีความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะนำกระแสต่ำกว่า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม 800 Hz , 50Hz และอินเวอร์ส 50 Hz

การทำงานของวงจรถ่ายสัญญาณสี่เหลี่ยม (Square Wave) จะใช้คริสตอล 3.579545 MHz เป็นตัวกำเนิดสัญญาณความถี่ โดยคริสตอลจะป้อนสัญญาณความถี่สี่เหลี่ยมให้กับวงจรหาร 4000 เพื่อหารความถี่ที่ได้จากคริสตอลให้มีค่าความถี่ลดลง โดยใช้ไอซีเบอร์ 4060 ซึ่งจะได้อาต์พุตที่มีความถี่เป็น 800 Hz ในส่วนของความถี่ 800 Hz นี้จะถูกนำไปใช้เพื่อเป็นความถี่คลื่นพาหะ โดยจะนำค่าความถี่ 800 Hz ไปเป็นอินพุตของวงจรถ่ายสัญญาณ เพื่อสร้างสัญญาณความถี่รูปคลื่นสามเหลี่ยมต่อไป และอีกส่วนหนึ่งจะนำความถี่ 800 Hz ไปลดสัญญาณความถี่ลง โดยนำไปผ่านวงจรหาร 16 ซึ่งใช้ไอซีซีมอสเบอร์ 4029 ก็จะได้ค่าความถี่ 50 Hz ออกมาแล้วนำความถี่ 50 Hz ที่ได้ ไปทำการอินเวอร์ส(Inverse) สัญญาณ โดยผ่านไอซีเบอร์ 4081 ก็จะได้สัญญาณความถี่อินเวอร์ส 50 Hz ออกมา ดังแสดงในรูปที่ 3.4

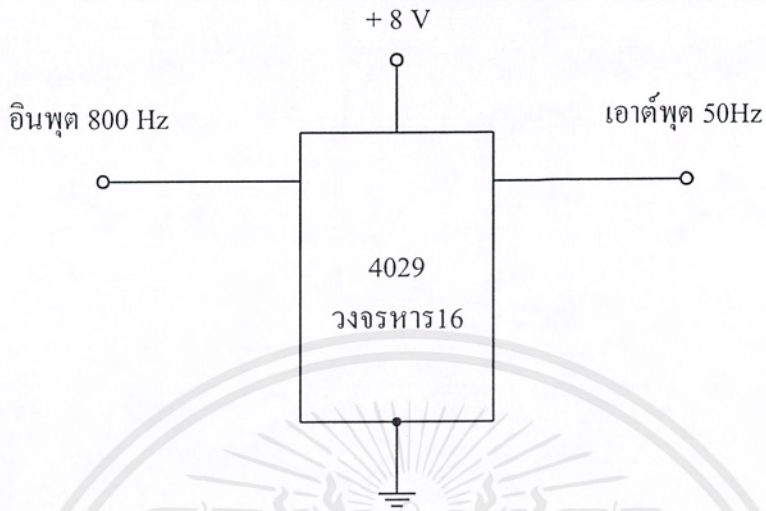
ฉะนั้นสรุปได้ว่าในส่วนของวงจรถ่ายสัญญาณจะผลิตค่าความถี่ออกมา ทั้งหมด 3 ความถี่ คือ ความถี่ 800 Hz , ความถี่ 50 Hz และ อินเวอร์สความถี่ 50 Hz



รูปที่ 3.2 วงจรกำเนิดความถี่ 800Hz

$$f_0 = \frac{3.579545 \times 10^6}{2^{14}} \approx 800 \text{ Hz} \quad (3.1)$$

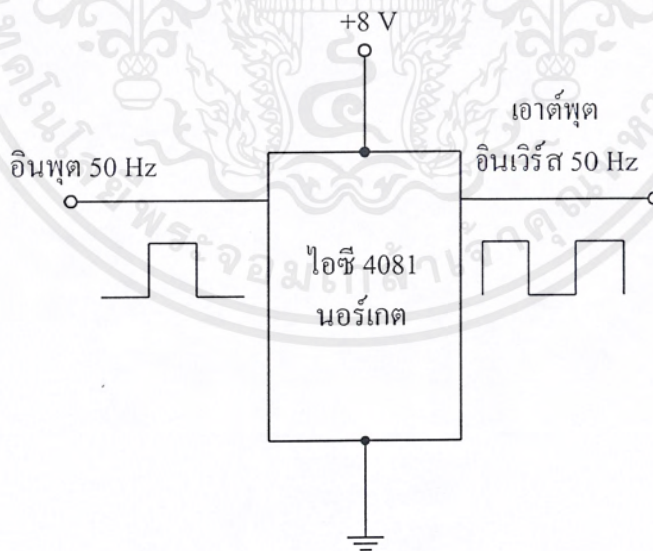
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$f_0 = \frac{800 \text{ Hz}}{16} \cong 50 \text{ Hz}$$

(3.2)

รูปที่ 3.3 วงจรกำเนิดความถี่ 50Hz



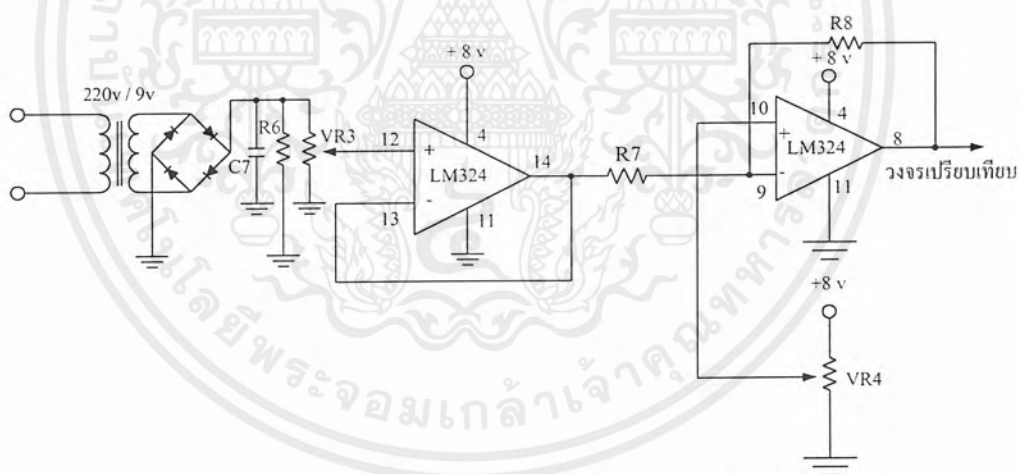
รูปที่ 3.4 วงจรอินเวิร์สความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนความถี่ 800 Hz เข้ามาที่อินพุตของไอซีเบอร์ 4029 ซึ่งจะเป็นวงจรหาร 16 เมื่อทำการคำนวณก็จะได้ความถี่ 50 Hz ออกมาทางเอาต์พุต และความถี่นี้จะนำไปเป็นอินพุตของวงจรอินเวอร์ส 50 Hz ดังแสดงในรูปที่ 3.4

3.2.2 วงจรรักษาแรงดัน

วงจรรักษาแรงดันจะทำหน้าที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้า 220 โวลต์ ที่เอาต์พุตให้คงที่โดยใช้หลักการของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Difference Amplifier) ซึ่งใช้ออปแอมป์เป็นตัวเปรียบเทียบสัญญาณ โดยจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 800 Hz ซึ่งได้มาจากวงจรอินทิเกรตกับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรลบ (Subtract Circuit) ซึ่งได้มาจากการตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงแรงดันทางภาคเอาต์พุต แล้วนำค่าแรงดันที่มีการเปลี่ยนแปลงมาแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกทีหนึ่ง สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยจะแบ่งสัญญาณเป็นสองชุดเพื่อนำไปแอนด์กับสัญญาณ 50 Hz และแอนด์กับสัญญาณอินเวอร์ส (NOT) ของ 50 Hz สัญญาณทั้งสองที่ได้จะนำไปเป็นอินพุตให้กับ IR2113



รูปที่ 3.5 วงจรรักษาแรงดัน

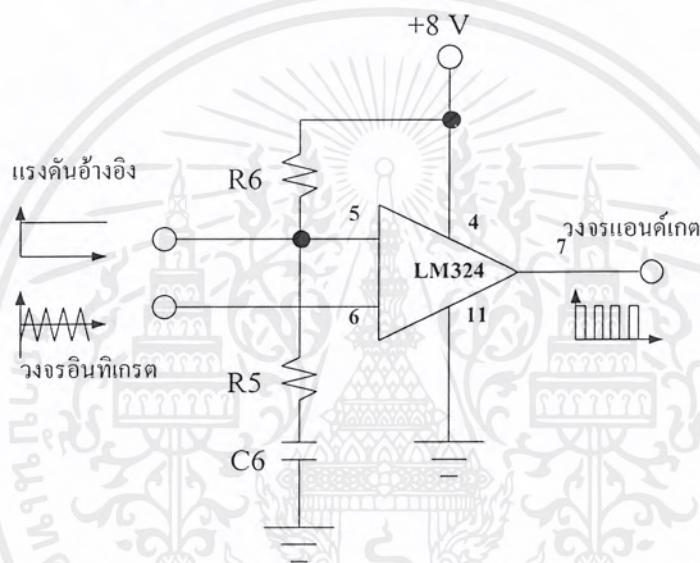
วงจรรักษาแรงดันในส่วนแรกจะรับสัญญาณอินพุตมาจากหม้อแปลงลดแรงดันจากแรงดันขนาด 220 โวลต์ ทางด้านเอาต์พุตที่ต่อกับภาระให้เป็นแรงดันขนาด 9 โวลต์สัญญาณที่ได้จะผ่านวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้ไดโอด 4 ตัว ผ่านส่วนของการกรองสัญญาณไฟตรงก่อนที่สัญญาณจะถูกป้อนให้กับวงจรลบจะต้องแบ่งระดับแรงดันด้วยความต้านทานที่ปรับค่าได้ แล้วผ่านวงจรบัพเฟอร์เพื่อไม่ให้ค่าแรงดันที่ตั้งไว้ โดยความต้านทานที่ปรับค่าได้นั้นเปลี่ยนไปและสัญญาณที่ได้ (V_{in}) จะนำไปลบกับสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากการแบ่งระดับแรงดันด้วยความต้านทานที่ปรับค่า

ได้ที่กล่าวมาข้างต้นนั้นคือ VR_1 และ VR_2 ในวงจรรักษาแรงดัน สัญญาณที่ได้จากวงจรลบจะมีค่าราคาไม่ต่างกันใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับแรงดันที่ได้จากการแบ่งแรงดันด้วย $VR_4 (V_{rc})$ ลบด้วยแรงดันที่ได้จากการแบ่งแรงดันด้วย $VR_3 (V_{in})$ และสัญญาณที่ได้นี้จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมจากวงจรอินทิเกรต

3.2.3 วงจรเปรียบเทียบ

วงจรนี้จะทำหน้าที่รับสัญญาณจากวงจรอินทิเกรต นำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่มาจากวงจรรักษาแรงดัน โดยในส่วนของวงจรเปรียบเทียบจะใช้ไอซี LM เบอร์ 324 ความต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) แสดงได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรเปรียบเทียบ

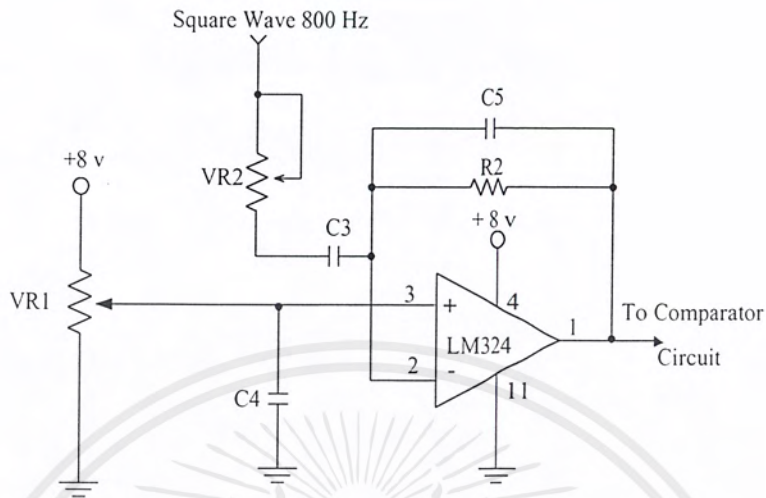
3.2.4 วงจรอินทิเกรต

จะรับความถี่ 800Hz จากเอาต์พุตของความถี่ของวงจรหารความถี่แล้วนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง และนำมาสร้างรูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 800Hz ภายในวงจรอินทิเกรตประกอบไปด้วยไอซี LM324 ตัวเก็บประจุและต้านทานซึ่งสัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้จากวงจรอินทิเกรตนำไปป้อนให้กับวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

3.2.5 วงจรแอนด์เกต

แอนด์เกตตัวแรกจะทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุต ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 50 Hz จากวงจรกำเนิดสัญญาณและสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบ นำมากระทำอีกตัวหนึ่งจะรับสัญญาณจากวงจรอินเวอร์ส 50 Hz และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะได้

เอกสารนี้จัดทำขึ้นเพื่อเป็นเอกสารอ้างอิง (ซึ่งจะนำไปเป็นอินพุตของไอซี IR2113 ในส่วนของวงจรกำลังต่อไป) โดยไม่หวังกำไรใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

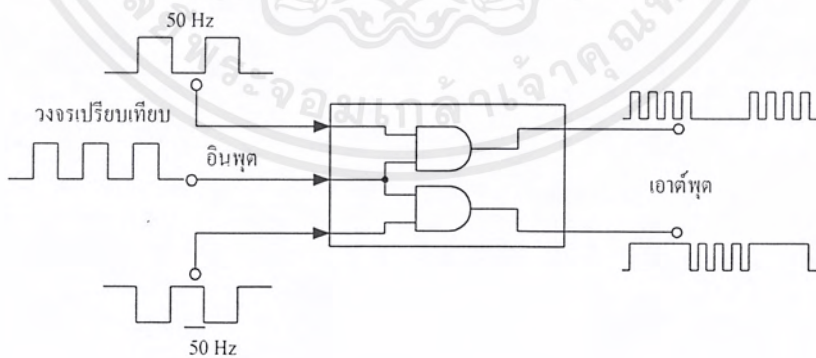


$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

(3.3)

รูปที่ 3.7 วงจรอินทิเกรต

เอาต์พุตของแอนด์เกตนี้จะขึ้นอยู่กับวงจรรักษาแรงดัน เพราะฉะนั้นเมื่อนำมาเป็นอินพุตของไอซี IR 2113 ในส่วนของวงจรกำลังจะทำให้อินเวอร์ตสามารถรักษาระดับแรงดันได้



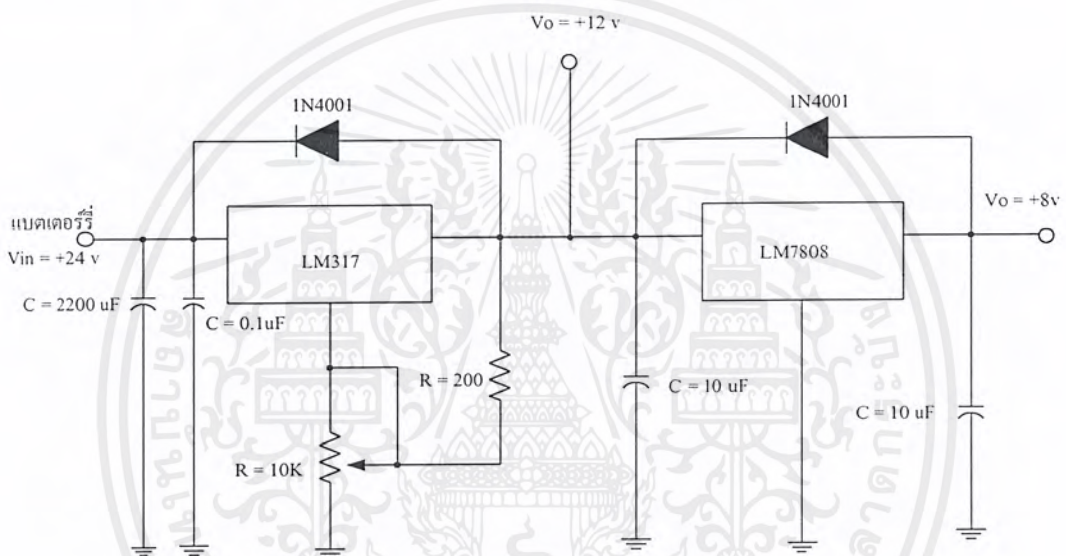
รูปที่ 3.8 วงจรแอนด์เกตและรูปคลื่นสัญญาณ

3.2.5 วงจรแหล่งจ่ายไฟ

แรงดันที่ได้จากวงจรจะมีแรงดันไฟ 3 ระดับคือ แรงดันไฟ 24 โวลต์ 12 โวลต์และ 8 โวลต์

สำหรับแรงดันไฟ 24 โวลต์จะป้อนให้กับภาคเพาเวอร์ไอจีบีที (Power IGBT) โดยรับแรงดันมาจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนการค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบตเตอรี่ขนาด 24 โวลต์ จ่ายให้กับภาคเพาเวอร์ไอจีบีที (Power IGBT) โดยตรงจากนั้นก็สร้างแรงดันไฟขนาด 12 โวลต์โดยการป้อนแรงดันขนาด 24 โวลต์ ให้กับไอซี LM 317T ซึ่งสามารถปรับค่าระดับแรงดันได้ แล้วทำการปรับค่าระดับแรงดันให้ได้แรงดันระดับไฟขนาด 12 โวลต์เพื่อป้อนให้กับวงจรภาคขับไอจีบีที (IGBT) จากนั้นป้อนระดับแรงดันไฟ 12 โวลต์ ให้กับไอซี 7808T เพื่อสร้างระดับแรงดันไฟขนาด 8 โวลต์ ป้อนให้กับวงจรภาคควบคุมต่างๆ เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณ ความถี่ วงจรเปรียบเทียบ วงจรรักษาระดับแรงดัน และวงจรอินทิเกรตดังรูปที่ 3.9



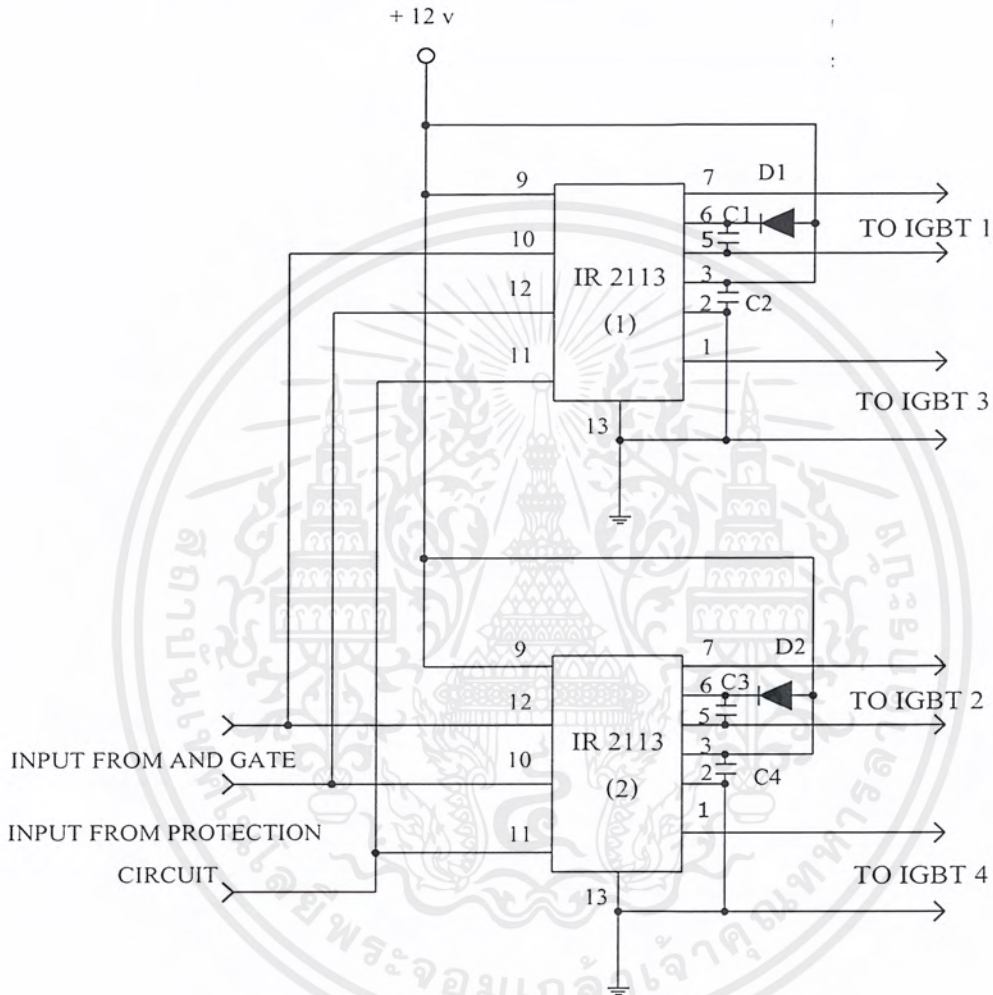
รูปที่ 3.9 วงจรแหล่งจ่ายไฟ

3.2.6 วงจรขับเคลื่อน

วงจรมีหน้าที่ขับให้ไอจีบีทีในส่วนของวงจร ไอจีบีทีแบบเต็มลูกคลื่นสวิตช์ ตามความต้องการ แต่ถ้าเราจะสร้างวงจรขับเองจะต้องใช้อุปกรณ์หลายชิ้นทำให้ส่วนของวงจรขับเคลื่อนมีขนาดใหญ่มาก จึงไม่สะดวกในการนำไปใช้งานและเอาต์พุตของวงจรขับเคลื่อนที่ได้จะไม่แน่นอนเพราะจะขึ้นกับการทำงานของอุปกรณ์หลายตัวด้วยกัน และนอกจากนี้ผลของการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิและสถานะแวดล้อมจะมีผลต่อการทำงานของวงจรขับเคลื่อนด้วย ซึ่งอาจทำให้การทำงานของวงจร ไอจีบีทีแบบเต็มลูกคลื่นผิดพลาดไปด้วย ดังนั้นจึงใช้ IR 2113 เป็นตัวขับเคลื่อน เนื่องจากมีคุณสมบัติที่เหมาะสมอันได้แก่มีขนาดเล็ก ใช้แรงดันเอาต์พุตที่เหมาะสมกับการนำไปขับไอจีบีทีโดย IR 2113 จะมีอินพุตสองอินพุต และเอาต์พุตสองเอาต์พุตเช่นกัน ดังนั้น IR 2113 เพียงตัวเดียวสามารถนำไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขับไอจีบีทีได้ถึง 2 ตัวเพราะให้เอาต์พุต 2 ค่าโดยเอาต์พุตทั้งสองนี้ จะขึ้นอยู่กับอินพุตทั้งสองที่ป้อน ซึ่งลักษณะการต่อ IR 2113 เพื่อนำไปขับเกตสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.10

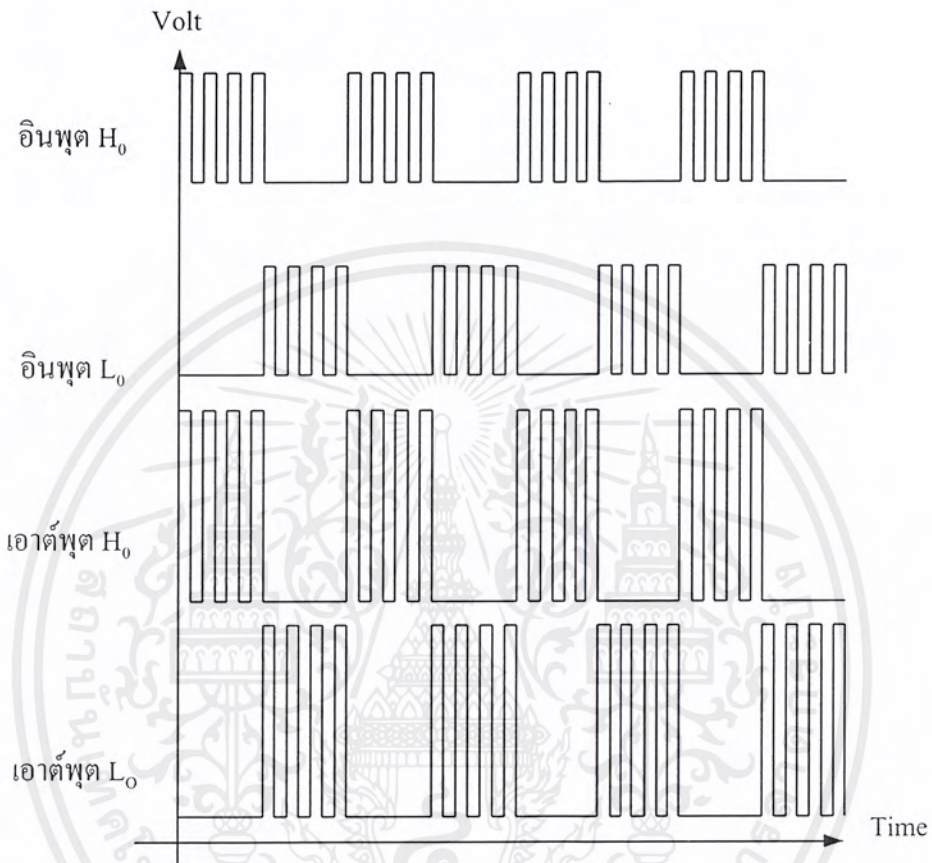


รูปที่ 3.10 การต่อไอซี IR 2113

จะเห็นว่าอินพุตของไอซี IR 2113 คือ ขา 10 และขา 12 โดยมีขา 11 ต่อมาจากวงจรป้องกัน ส่วนเอาต์พุตแรกคือที่ขา 1 โดยมีขา 2 เป็นกราวด์และเอาต์พุตที่สองคือที่ขา 7 โดยมีขา 5 เป็นกราวด์ ซึ่งกราวด์ ขา 2 และกราวด์ขา 5 นี้จะแยกกันและเราต้องการให้เอาต์พุตทั้งสองสลับกันทำงานดังนั้น จึงต้องใช้สัญญาณที่เหลี่ยมที่เป็นอินพุตซึ่งป้อนที่ ขา 10 และขา 12 ของไอซี IR 2113 เป็นสัญญาณ ที่เหลี่ยมที่จากวงจรรักษาแรงดัน และคุณสมบัติของไอซี IR 2113 จะให้เอาต์พุตทั้งสองที่ได้มีเวลา ไร้ผลตอบสนอง เพื่อใช้ในกรณีที่ต้องการให้อุปกรณ์ที่ถูกขับสลับกันทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่ออินพุตเข้ามาไอซี IR 2113 จะทำการขยายขนาดของกระแสและแรงดัน ให้มีขนาดของสัญญาณที่เพิ่มมากขึ้นเพื่อให้เพียงพอในการใช้ขับไอจีบีที



รูปที่ 3.11 รูปคลื่นที่ได้จากไอซี IR 2113

3.2.7 วงจรไอจีบีทีแบบเต็มลูกคลื่น

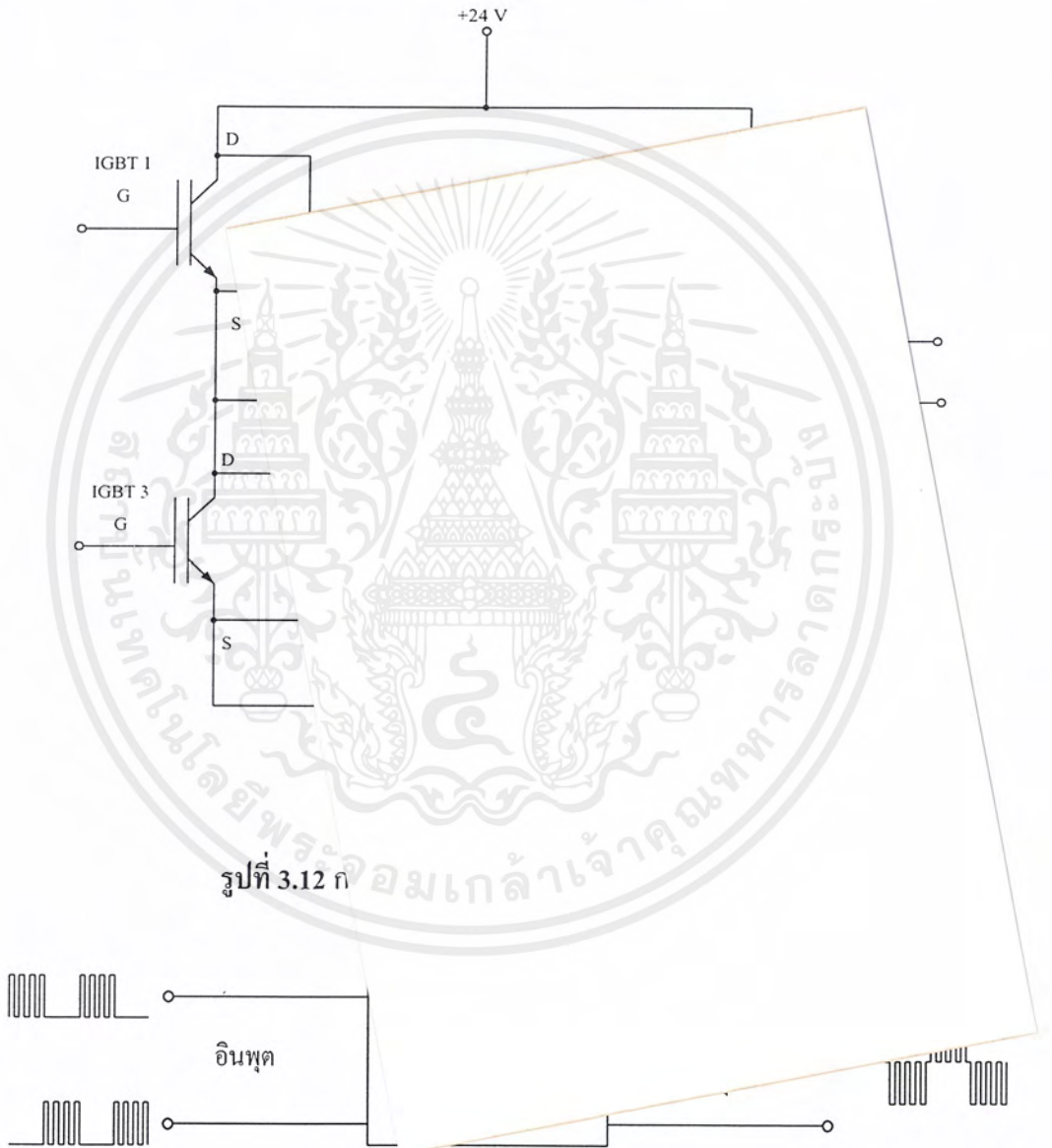
วงจรนี้จะประกอบด้วยไอจีบีทีทั้งหมด 4 ตัวดังแสดงในรูปที่ 3.12 โดยการทำงานของวงจรไอจีบีทีแบบเต็มลูกคลื่นนี้ ในครึ่งไซเคิลแรก ไอจีบีทีตัวที่ 1 และตัวที่ 4 จะทำงานส่วนในครึ่งไซเคิลหลัง ไอจีบีทีตัวที่ 2 และตัวที่ 3 จะทำงาน

3.2.8 วงจรกรองสัญญาณ

การเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรกรองสัญญาณ มีความจำเป็นมาก เนื่องจากค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ที่เหมาะสมจะทำให้แรงดันที่ออกมาจากวงจรกรองสัญญาณมีค่าไม่สูงจนเกินไป หากใช้ค่าที่ไม่เหมาะสมแล้ว จะทำให้แรงดันมีค่าสูงอาจทำให้วงจรเกิดความเสียหายได้ และนอกจากนี้แล้วจะทำให้เกิดปัญหาในการควบคุมแรงดันอีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยวงจรกรองสัญญาณ จะรับแรงดันที่มีลักษณะคล้ายกับสัญญาณสี่เหลี่ยมจากนั้นจะผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L) ซึ่งในตัวเหนี่ยวนำก็จะมีค่าความต้านทานอยู่ค่าหนึ่ง ซึ่งต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำอยู่ จากนั้นก็จะนำมาผ่านตัวเก็บประจุ (C) ดังวงจรสมมูลข้างล่างและสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะเป็นสัญญาณไซน์ ซึ่งมีความถี่เท่ากับ 50 Hz

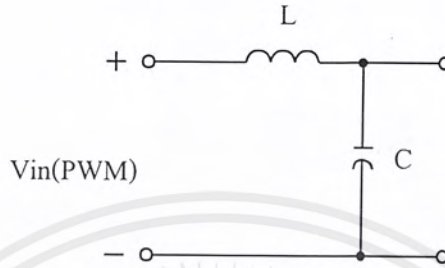


รูปที่ 3.12 ก

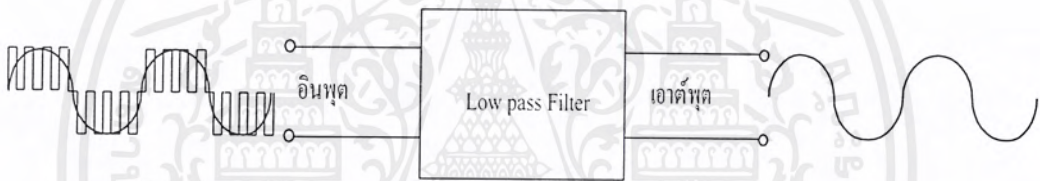
รูปที่ 3.13 รูปคลื่นของวงจรไอจีบีทีแบบเต็มลูกคลื่น

เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่ค่อนข้างจะคงที่ คือ 220 โวลต์ จึงจำเป็นต้องมีส่วนของการควบคุมแรงดัน ซึ่งมีการควบคุมลักษณะวงปิด (Close Loop) คือมีการป้อนสัญญาณกลับเมื่อค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันสุดท้ายมีค่าลดลงก็จะไปควบคุมให้มีการเพิ่มแรงดัน และเมื่อแรงดันเกินก็จะควบคุมให้มีการลดแรงดันซึ่งรายละเอียดของการรักษาแรงดันได้กล่าวไว้ในส่วนของวงจรรักษาแรงดัน



รูปที่ 3.14 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ



รูปที่ 3.15 รูปคลื่นของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

สัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้มาจากการจับ ไอจีบีที จะถูกกรองโดยวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) กำหนดให้มีการคัทออฟ ที่ความถี่ 50 Hz จะไม่ลงสามารถผ่านได้ สัญญาณที่มีความถี่ 50 Hz ก็จะสามารถผ่านไปได้ สัญญาณที่มีความถี่มากกว่า 50 Hz ไม่สามารถผ่านได้ ดังนั้นควรเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ที่สอดคล้องกับความถี่คัทออฟ 50 Hz ซึ่งสามารถหาค่าได้ดังนี้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.4)$$

$$LC \cong \frac{RL}{6\pi f} \quad (3.5)$$

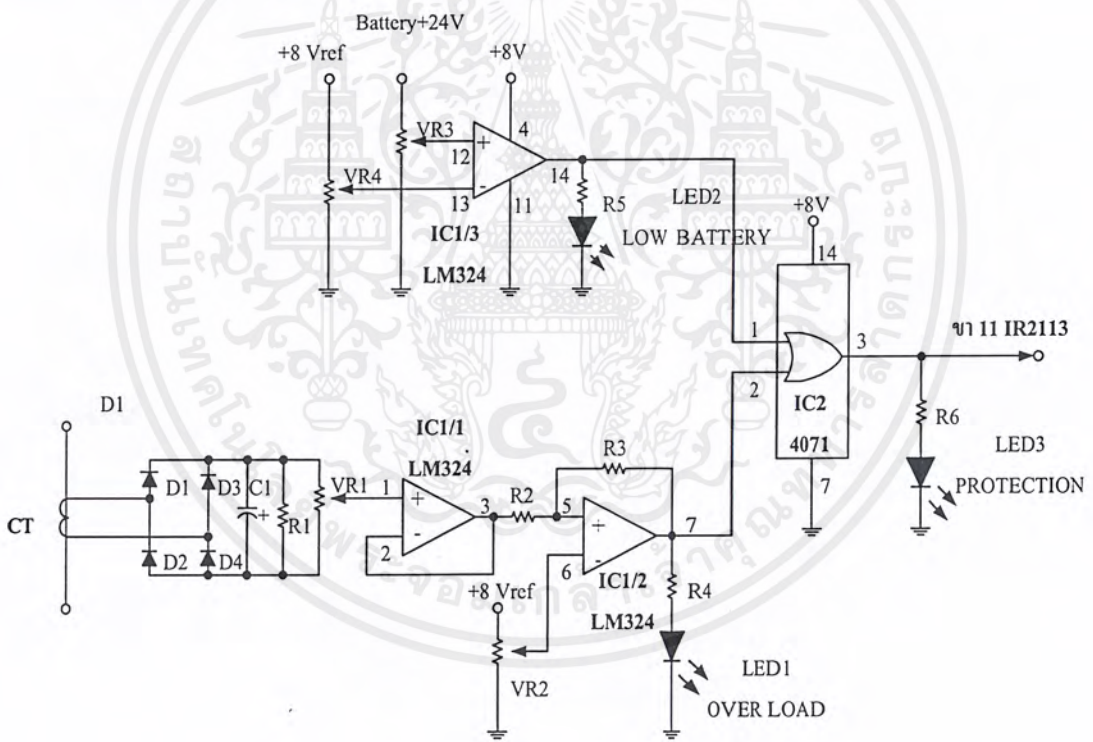
เนื่องจากค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้กับสัญญาณไฟกระแสสลับนั้นค่อนข้างจะหาซื้อได้ยากจึงกำหนดค่าจะจงลงไป ส่วนค่าของตัวเหนี่ยวนำเราสามารถหาค่าได้เองได้ตามค่าที่เราต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.10 วงจรป้องกันกระแสเกิน

IC 1/3 จะเป็นตัวตรวจจ็ับระดับแรงดันของแบตเตอรี่ ถ้าแรงดันของแบตเตอรี่ต่ำกว่าระดับที่ตั้งไว้ก็จะทำให้หลอดไฟแอลอีดีสว่าง มีลอจิกเป็น 1 แต่ถ้าแบตเตอรี่มีระดับแรงดันไฟปกติก็จะทำให้หลอดไฟแอลอีดีดับคือมีลอจิกเป็น 0

IC1/1 จะเป็นตัวขยายสัญญาณความผิดพลาดให้มีระดับสัญญาณที่คงที่และแน่นอนก่อนส่งไปทำการเปรียบเทียบสัญญาณ ส่วน IC1/2 จะเป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณความผิดพลาด ถ้าสัญญาณความผิดพลาดมีระดับแรงดันเกินที่กำหนดไว้ ก็จะทำให้หลอดไฟแอลอีดี 1 สว่างและมีลอจิกเป็น 1 แต่ถ้าสัญญาณความผิดพลาดมีค่าต่ำกว่าระดับแรงดันที่กำหนดไว้ก็จะทำให้หลอดไฟแอลอีดีดับหรือมีลอจิกเป็น 0



รูปที่ 3.16 วงจรป้องกันกระแสเกิน

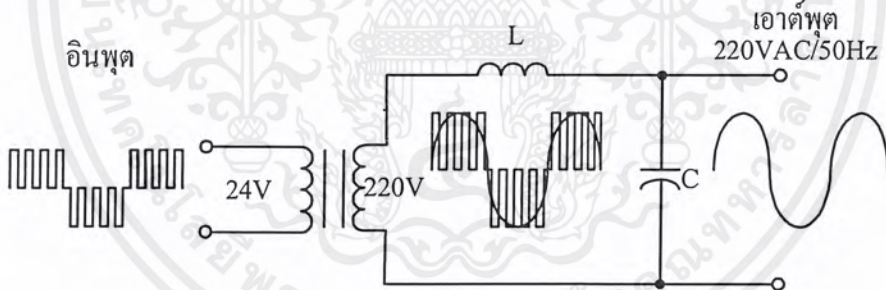
เอาต์พุตของวงจรตรวจจ็ับระดับแรงดันแบตเตอรี่และวงจรเปรียบเทียบความผิดพลาด ก็จะถูกส่งไปยังไอซีออร์เกตเบอร์ 4071 เพื่อจะทำการส่งสัญญาณไปควบคุมแรงดันทางเอาต์พุตต่อไป โดยถ้าเอาต์พุตของไอซีออร์เกตมีค่าเป็นลอจิก 0 หมายความว่าระดับแรงดันแบตเตอรี่มีค่าปกติและ

สัญญาณค่าความผิดพลาดมีค่าต่ำกว่าที่กำหนดไว้ จะทำให้เอาต์พุตมีแรงดัน 220 โวลต์ แต่ถ้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาต์พุตของไอซีออร์เกตมีค่าเป็น 1 นั้นหมายความว่า แรงดันของแบตเตอรี่อาจมีค่าต่ำหรือมีสัญญาณค่าผิดพลาดสูงกว่าค่าที่กำหนด ดังนั้นวงจรจับเบรกก็จะถูกสั่งให้หยุดการทำงาน โดยอัตโนมัติเป็นผลให้อาท์พุทมีแรงดันลดต่ำลงหรือมีค่าเป็นศูนย์โวลต์

3.2.11 หม้อแปลงไฟฟ้า

สำหรับหม้อแปลงที่ใช้ใน โครงการนี้ ใช้สำหรับแปลงสัญญาณพัลส์ขนาด 24 โวลต์ให้เป็นพัลส์ที่มีขนาด 290 โวลต์ และเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำสัญญาณที่ได้จะเป็นรูปคลื่นไซน์ ที่มีขนาดแรงดัน 220 โวลต์ ซึ่งจะนำสัญญาณนี้ไปใช้งาน ในการทดลองวงจรนั้น ได้นำหม้อแปลงแกนเหล็ก EI ขนาดเล็กมาทดสอบเพราะหม้อแปลงแกนเหล็กจะตอบสนองต่อความถี่ต่ำได้ดี โดยป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมเข้าทางด้านอินพุต ซึ่งสัญญาณที่ได้ออกมาทางเอาท์พุตนั้น เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมและมีขนาดแรงดันที่สูงขึ้น สัญญาณที่ได้มีความผิดเพี้ยนน้อย ดังนั้นจึงเลือกใช้หม้อแปลงแกนเหล็ก เพื่อเพิ่มแรงดันสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากการจับไอจีบีที และเนื่องจากไม่สามารถหาหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ได้และหม้อแปลงแกนเทอร์รอยด์นั้น มีคุณสมบัติในการตอบสนองความถี่สูงๆ ได้ดีแต่ในโครงการนี้ใช้ความถี่เพียง 50 Hz เท่านั้นดังนั้นหม้อแปลงแกนเทอร์รอยด์จึงใช้ไม่ได้



รูปที่ 3.17 รูปคลื่นที่ได้จากหม้อแปลงแรงดัน

1) พิกัดต่าง ๆ ของหม้อแปลง

1.1 VA ของหม้อแปลง

คอนเวอร์เตอร์ในโครงการนี้มีขนาด 350 VA เราจึงได้มีการออกแบบเพื่อ 1.5 เท่า นั่นคือจะใช้หม้อแปลงขนาด 525 VA หรือ 600VA ก็ได้

1.2 พิกัดทางด้านแรงดันและกระแสทางด้านปฐมภูมิ

ทางด้านปฐมภูมิรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยมมาจากการจับ ไอจีบีทีซึ่งมีขนาดแรงดัน 24 โวลต์ ดังนั้นกระแสทางด้านปฐมภูมิจะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$VA = V \times I \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{VA}{A} \\ &= \frac{600}{25} \\ &= 25 \text{ A} \end{aligned}$$

1.3 ขนาดแรงดัน

เนื่องจากการป้อนสัญญาณผ่าน วงจรกรองสัญญาณนั้น จะมีการสูญเสีย ทำให้แรงดันที่ได้ทางด้านเอาต์พุตมีค่าลดลงเมื่อมีการต่อโหลด ดังนั้นหม้อแปลงที่ใช้จึงต้องออกแบบเพื่อชดเชยการสูญเสียที่จะเกิดขึ้นคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

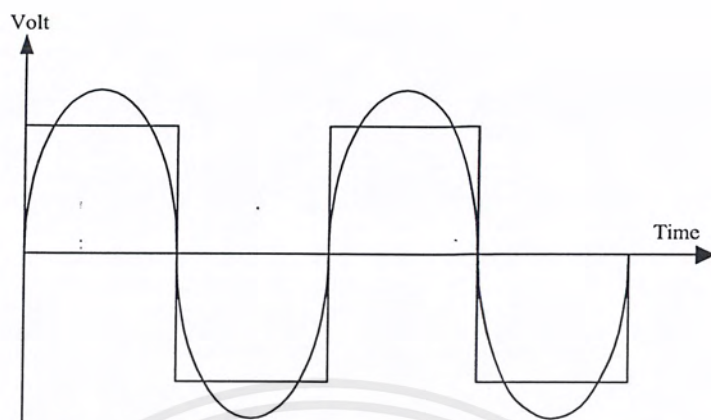
2) การทดสอบเพื่อหาค่าแรงดันที่สูญเสียคร่อมตัวเหนี่ยวนำ

ทำได้โดยการป้อนสัญญาณไซน์ขนาด 220 โวลต์ ผ่านวงจรกรองสัญญาณและวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตขณะ ไม่มีโหลดและเมื่อต่อโหลดขนาด 200 วัตต์และ 400 วัตต์ตามลำดับ ได้ผลการทดลองออกมาดังนี้

| | V_{IN} (Vpeak) | V_{OUT} (Vpeak) |
|---------|------------------|-------------------|
| No load | 311 | 311 |
| 200W | 335 | 311 |
| 400W | 370 | 311 |

ตารางที่ 3.1 ค่าแรงดันของหม้อแปลง

ค่าที่ได้เป็นค่าสูงสุด (peak) ของสัญญาณไซน์ จากข้อมูลการทดสอบพบว่าเมื่อใส่โหลดขนาด 200 วัตต์ และ 400 วัตต์ จะทำให้เกิดการสูญเสียนั้นก็ต้องมีการป้อนแรงดันมากขึ้นถึง 335 โวลต์และ 370 โวลต์ ตามลำดับการที่จะหาขนาดของแรงดันเอาต์พุตได้จากการฟังก์ชันฟูเรียร์ (Fourier Function) ของสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีควิตีไซเคิล เท่ากับ 50% นั่นคือเทียบกันว่า เราใส่โหลดเต็มทีจึงทำให้แรงดันตก ส่วนของวงจรรักษาแรงดันจึงต้องสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ใหญ่ที่สุดเพื่อควบคุมแรงดันขณะแรงดันตกที่สุด



รูปที่ 3.18 เปรียบเทียบสัญญาณไซน์กับสัญญาณสี่เหลี่ยม

สัญญาณที่เราป้อนให้กับวงจรสัญญาณ เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมเราจึงทำการเปลี่ยนขนาดของแรงดันที่อยู่ในรูปของสัญญาณไซน์ให้เป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมจากรูปที่ 3.17 จะเห็นได้ว่า สัญญาณไซน์มีขนาดใหญ่กว่าสัญญาณสี่เหลี่ยมซึ่งมีความสัมพันธ์กันคือ

$$V(t) = \sum \frac{4Vs}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (3.7)$$

ซึ่งถ้าคิดเฉพาะพจน์แรกที่เป็นส่วนหลัก (Fundamental) จะได้

$$V(t) = \frac{4Vs}{\pi} \sin \omega t \quad (3.8)$$

ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่าสัญญาณสี่เหลี่ยมที่จะป้อนเข้าทางตัววงจรของสัญญาณ หรือสัญญาณเอาต์พุตของหม้อแปลงทางด้านทฤษฎีได้คือ

$$Vs(\text{peak}) = \frac{V(t)\pi}{4} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} Vs(\text{peak})\text{square wave} &= 370 \times \frac{\pi}{4} \\ &= 290.6V_{\text{peak}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับอัตราส่วน โวลต์ หรือ อัตราส่วนจำนวนรอบ คิดได้จากแรงดันทางด้านปฐมภูมิ มีค่า 24 โวลต์ และทางด้านทุติยภูมิมีค่า 290.6 โวลต์

$$\text{Turn Ratio} = \frac{V1}{V2} = \frac{N1}{N2} \quad (3.11)$$

$$= 24 : 290.6$$

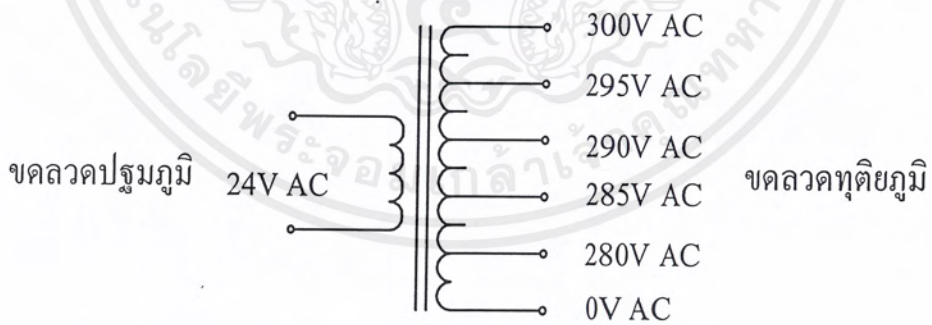
$$= 1 : 12.11$$

เพื่อป้องกันความคลาดเคลื่อนที่อาจเกิดขึ้น จากการพันจึงทำหม้อแปลงในลักษณะที่มีแท่งจำนวน 5 แท่ง คือ 280 285 290 295 และ 300 โวลต์
การคำนวณหาจำนวนรอบของหม้อแปลง

จาก

$$\frac{V1}{V2} = \frac{N1}{N2}$$

(3.12)



รูปที่ 3.19 ขดลวดของหม้อแปลงแรงดันขึ้น

จะได้ แท่งที่ 1 24 : 280 หรือ 1 : 11.67

แท่งที่ 2 24 : 285 หรือ 1 : 11.875

แท่งที่ 3 24 : 290 หรือ 1 : 12.08

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แท็บที่ 4 24 : 295 หรือ 1: 12.29

แท็บที่ 5 24 : 300 หรือ 1: 12.50

1. ขนาดของแกนเหล็ก EI

ขนาดของแกนเหล็กสามารถคำนวณได้จาก

$$A = \frac{\sqrt{VA}}{5.58} \quad inch^2 \quad (3.13)$$

$$A = \frac{\sqrt{600}}{5.58} \quad inch^2$$

$$= 4.389 \quad inch^2$$

เลือกใช้แกนเหล็กขนาด 1.5"×3.5" $inch^2$

2. การเลือกขนาดของขดลวด

ทางด้านปฐมภูมิต้องทนกระแสได้ 25 แอมป์ เลือกใช้ลวดทองแดงเบอร์ AEG # 12

ทางด้านทุติยภูมิต้องทนกระแสได้ 2 แอมป์ เลือกใช้ลวดทองแดงเบอร์ AEG # 19

พิกัดหม้อแปลง ที่ใช้ในโครงการนี้ 600 VA 24V / 280V / 285V / 290V / 295V / 300V

2.2.12 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำจะแตกต่างกันออกไปตามลักษณะโครงสร้างซึ่งในโรงงานนี้ จะใช้หลักการตัวนำชั้นเดียวบนแกนอากาศ ความยาวของตัวนำอย่างน้อยที่สุดต้องเท่ากับรัศมีของตัวเหนี่ยวนำ มีสูตรการคำนวณค่าเหนี่ยวนำดังนี้

$$L = \frac{N^2 r^2}{245(0.9r + 1)} \quad (3.14)$$

โดยที่ L = ความเหนี่ยวนำมีหน่วยเป็น ไมโครเฮนรี่ μH

H = จำนวนรอบ

l = ความยาวของตัวนำมีหน่วยเป็น มิลลิเมตร mm

r = รัศมีของตัวนำมีหน่วยเป็น มิลลิเมตร mm

แต่มีปัญหาคือเมื่อพันตัวเหนี่ยวนำแล้วไม่สามารถหาอุปกรณ์มาวัดค่าความเหนี่ยวนำได้ ดังนั้นจึงแก้ปัญหาโดยการซื้อตัวเหนี่ยวนำที่มีมาทำการต่ออนุกรมกัน ดังสูตรต่อไปนี้

$$L_i = L_1 + L_2 + L_3 + \dots + L_N \quad (3.15)$$

โดยที่

L_1 = ค่าความเหนียวนำตัวที่ 1

L_2 = ค่าความเหนียวนำตัวที่ 2

L_3 = ค่าความเหนียวนำตัวที่ 3

L_N = ค่าความเหนียวนำตัวที่ N



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

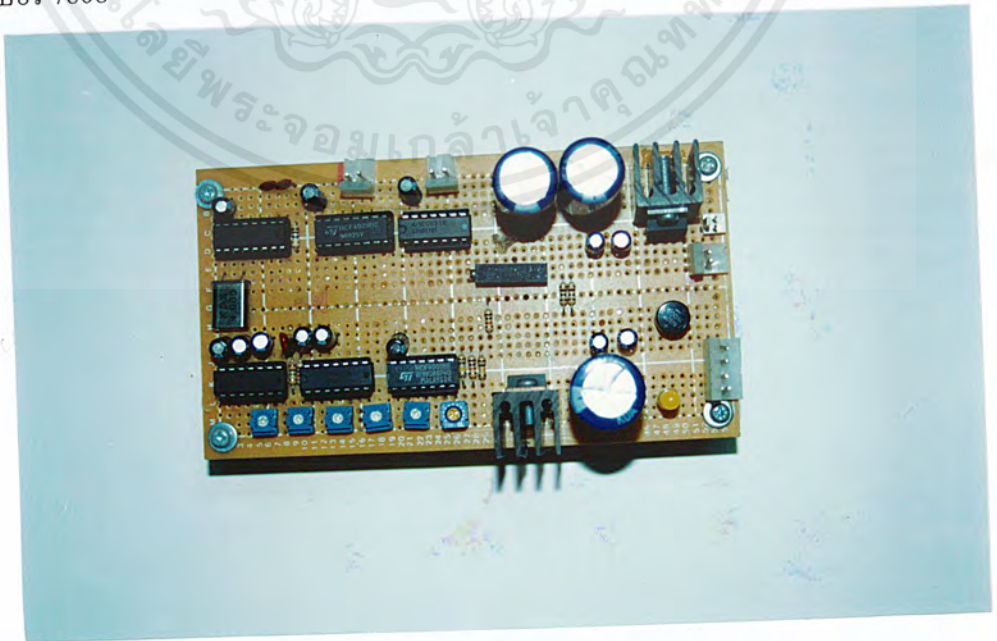
การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลองโครงงานจะแบ่งการทดลองออกเป็น 6 ส่วนด้วยกัน โดยแต่ละส่วนก็จะมี วงจรต่างๆ อยู่ในซึ่งจะประกอบไปด้วยส่วนของวงจรแหล่งจ่ายไฟ ส่วนของวงจรควบคุมก็จะมี วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่ วงจรอินทิเกรต วงจรเปรียบเทียบและวงจรแอนด์เกต ส่วนของวงจร กำลังก็จะมีวงจรขับเคลื่อน วงจรบริดจ์ไอจีบีทีและหม้อแปลงแรงดัน ส่วนของวงจรกรองสัญญาณ ส่วน วงจรป้องกันก็จะมีวงจรรักษาแรงดัน และส่วนสุดท้ายเป็นส่วนป้องกันมีหม้อแปลงกระแสและวงจร ป้องกันกระแสเกินซึ่งจะทำการทดลองที่ละส่วนดังต่อไปนี้

4.1 การทดลองส่วนวงจรแหล่งจ่ายไฟ

4.1.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.1 และตรวจสอบความเรียบร้อยของวงจร
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 24 โวลต์ให้กับวงจร
3. ใช้มัลติมิเตอร์วัดแรงดันไฟฟ้าที่เอาต์พุตของไอซีเบอร์ LM 317 และที่เอาต์พุตของไอซี เร็กกูเลเตอร์ 7808

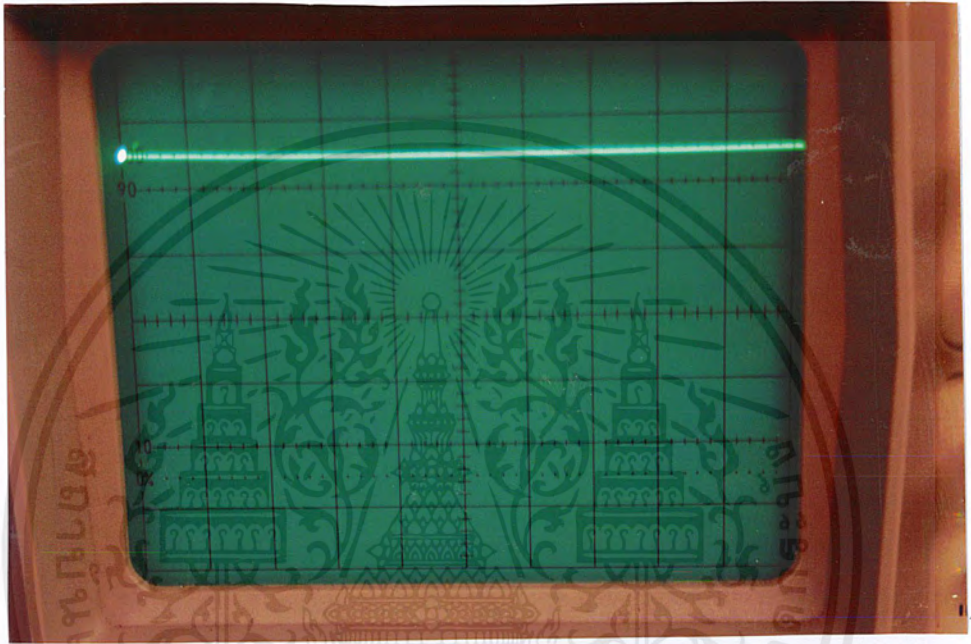


รูปที่ 4.1 ส่วนของวงจรควบคุม

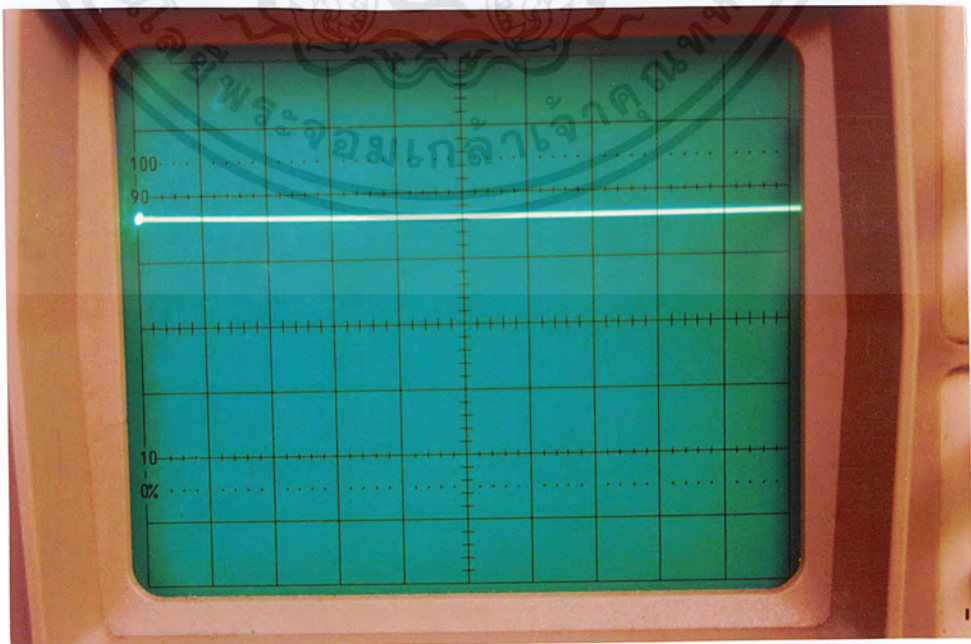
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 ผลการทดลอง

จากการทดลอง เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจรแหล่งจ่ายไฟ 24 โวลต์และวัดแรงดันทางด้านเอาต์พุตที่ขา 2 ของไอซีเบอร์ LM 317 และที่ขา 3 ของไอซีเร็กกูเลเตอร์ 7808 ก็จะได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์และ 8 โวลต์ตามลำดับ



รูปที่ 4.2 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์



รูปที่ 4.3 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 8 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดลองส่วนวงจรควบคุม

4.2.1 วงจรกำเนิดสัญญาณ

ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบวงจรตามรูปที่ 4.1 และตรวจสอบความเรียบร้อยของวงจร
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 8 โวลต์ให้กับวงจร
3. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่ขา 1 ของไอซีเบอร์ 4060 ที่ขา 2 ของไอซีเบอร์ 4029 และที่ขา 3 ของไอซีเบอร์ 4081

ผลการทดลอง

จากการทดลอง เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณและทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 1 ของไอซีเบอร์ 4060 จะได้รูปสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 800 Hz ดังรูปที่ 4.4 ที่ขา 2 ของไอซีเบอร์ 4029 จะได้รูปสัญญาณความถี่ 50 Hz ดังแสดงในรูปที่ 4.5 และที่ขา 10 ของไอซีเบอร์ 4081 จะได้รูปสัญญาณสี่เหลี่ยมอินเวอร์ส 50 Hz ดังแสดงในรูปที่ 4.6

รูปที่ 4.4 สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 800 Hz



รูปที่ 4.5 สัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 50 Hz



รูปที่ 4.6 สัญญาณสี่เหลี่ยมอินเวอร์ส 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 วงจรอินทิเกรต

ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบวงจรตามรูปที่ 4.1 และตรวจสอบความเรียบร้อยของวงจร
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 8 โวลต์ให้กับวงจร
3. ป้อนสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 800 Hz และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอ้างอิง 8 โวลต์
4. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุต โดยวัดที่ขา 1 ของไอซีเบอร์ LM 324

ในวงจรอินทิเกรตแล้วทำการปรับย่านการวัดให้เหมาะสม

ผลการทดลอง

จากการทดลองเมื่อทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 8 โวลต์และป้อนสัญญาณสี่เหลี่ยมกับแรงดันอ้างอิงให้กับวงจร แล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตก็จะได้รูปสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 800 Hz ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 สัญญาณเอาต์พุตวงจรงอินทิเกรต

4.2.3 วงจรเปรียบเทียบ

ขั้นตอนการทดลอง

1. ประกอบวงจรตามรูปที่ 4.1 และตรวจสอบความเรียบร้อยของวงจร
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 8 โวลต์ให้กับวงจร

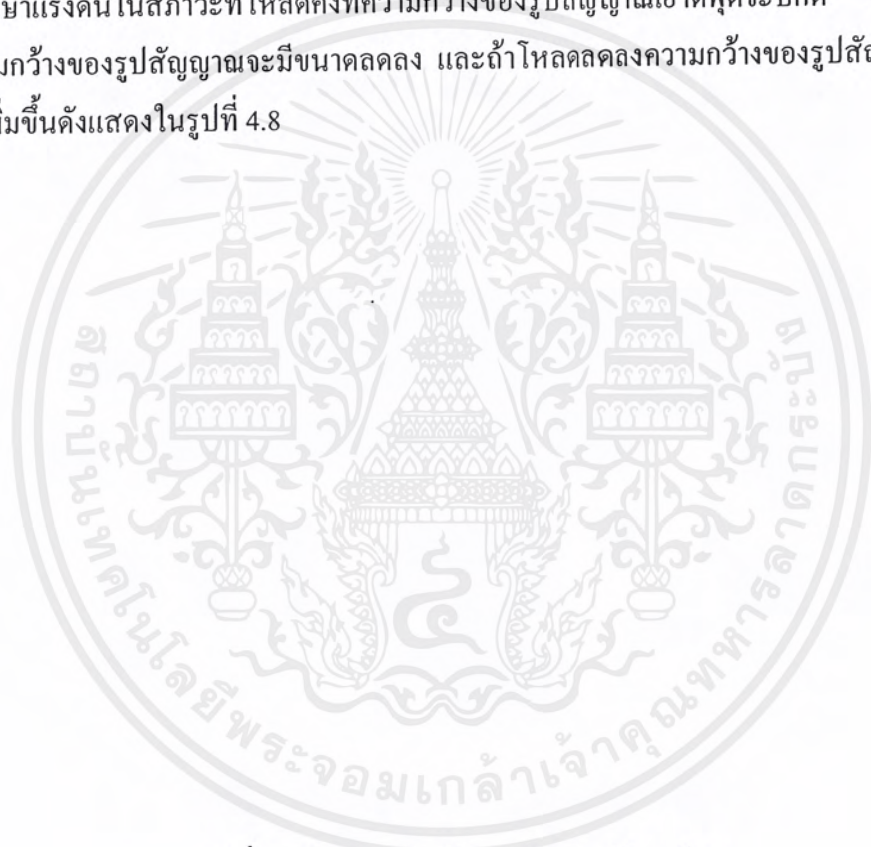
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ป้อนสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่ได้จากวงจรอินทิเกรต และสัญญาณที่ได้จากวงจรรักษาแรงดันเข้าที่อินพุตของวงจรเปรียบเทียบ

4. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ขา 7 ของไอซีเบอร์ LM 324 ในวงจรเปรียบเทียบ

ผลการทดลอง

จากการทดลอง เมื่อป้อนสัญญาณรูปสามเหลี่ยมจากวงจรอินทิเกรต และสัญญาณจากวงจรรักษาแรงดันในสถานะที่โหลดคงที่ความกว้างของรูปสัญญาณเอาต์พุตจะปกติ ถ้าโหลดเพิ่มขึ้นความกว้างของรูปสัญญาณจะมีขนาดลดลง และถ้าโหลดลดลงความกว้างของรูปสัญญาณก็จะมีขนาดเพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบ

4.2.4 วงจรแอนด์เกต

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 4.1 และตรวจสอบความเรียบร้อยของวงจร

2. ป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 8 โวลต์ให้กับวงจร

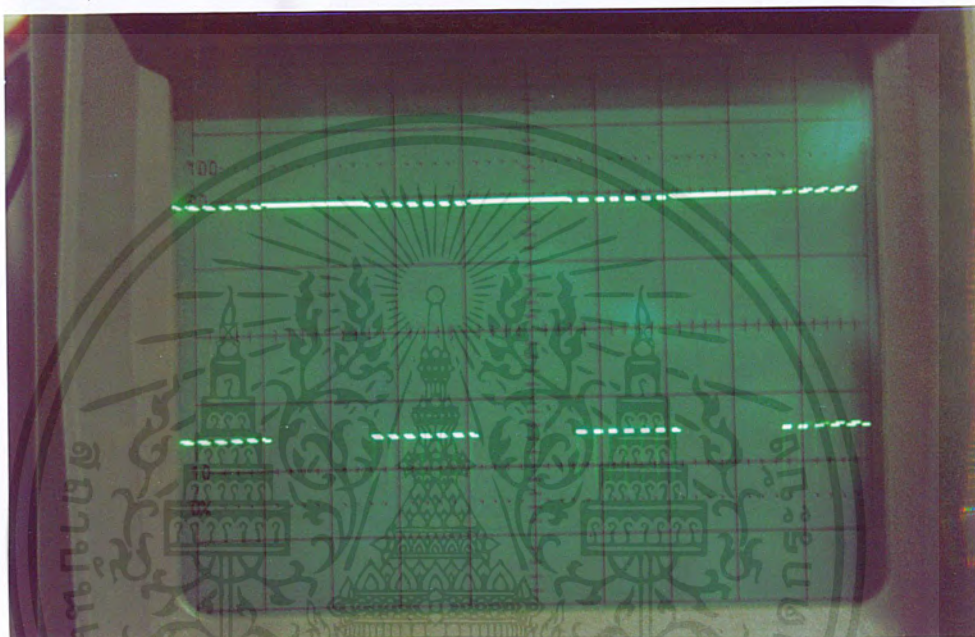
3. ป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบ สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 50 Hz และสัญญาณอินเวอร์ส 50 Hz ให้กับอินพุตของวงจร ซึ่งภายในประกอบด้วยแอนด์เกต 2 ตัว

4. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 3 และขา 4 ของไอซีเบอร์ 4081

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของวิทยาลัยราชภัฏบรจบุรีรัมย์ ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง

จากการทดลอง เมื่อป้อนสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากวงจรเปรียบเทียบและสัญญาณสี่เหลี่ยม 50 Hz และอินเวอร์ส 50 Hz วัดสัญญาณที่เอาต์พุตก็จะได้รูปสัญญาณสี่เหลี่ยมในลักษณะการแอนด์ กันดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรแอนด์เกต

4.3 ส่วนของวงจรกำลัง

4.3.1 วงจรขับเกต

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 4.10 และตรวจสอบความเรียบร้อยของวงจร
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 8 โวลต์ให้กับวงจร
3. ป้อนสัญญาณที่ได้จากวงจรแอนด์เกตให้กับอินพุตของวงจร
4. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุต

ผลการทดลอง

เมื่อป้อนสัญญาณที่ได้จากวงจรแอนด์เกตให้กับอินพุตของวงจรขับเกต ซึ่งจะทำให้การขยายสัญญาณที่ได้ให้มีขนาดสัญญาณที่เพิ่มขึ้น เพื่อสามารถนำไปขับไอจีบีทีให้นำกระแสดังแสดงในรูปที่ 4.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ส่วนของวงจรกำลัง



รูปที่ 4.11 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขับเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 วงจรไอจีบีทีแบบเต็มลูกคลื่น

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 4.10 และตรวจสอบความเรียบร้อยของวงจร
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 24 โวลต์ให้กับวงจร
3. นำสัญญาณที่ได้จากวงจรขับไอจีบีทีป้อนให้กับวงจร
4. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรโดยวัดที่ขา 0 ของไอซีเบอร์

ผลการทดลอง

จากการทดลอง เมื่อป้อนสัญญาณที่ได้จากวงจรขับเกิดให้กับอินพุตของวงจรไอจีบีทีแบบเต็มลูกคลื่นและทำการวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรก็จะได้รูปสัญญาณสี่เหลี่ยม ที่มีขนาด 24 โวลต์พีคทูพีค

4.3.3 การทดลองหม้อแปลงแรงดัน

ขั้นตอนการทดลอง

1. ป้อนรูปสัญญาณที่ได้จากวงจร ไอจีบีทีแบบเต็มลูกคลื่นขนาด 24 โวลต์ให้กับหม้อแปลงแรงดันทางด้านขดปฐมภูมิ
2. ใช้มัลติมิเตอร์วัดแรงดันไฟฟ้าที่ขดทุติยภูมิ

ผลการทดลอง

จากการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณขนาด 24 โวลต์พีคทูพีค ให้กับหม้อแปลงทางด้านขดปฐมภูมิและวัดแรงดันที่ขดทุติยภูมิก็จะได้แรงดัน 290 โวลต์พีคทูพีค

4.4 การทดลองส่วนวงจรกรองสัญญาณ

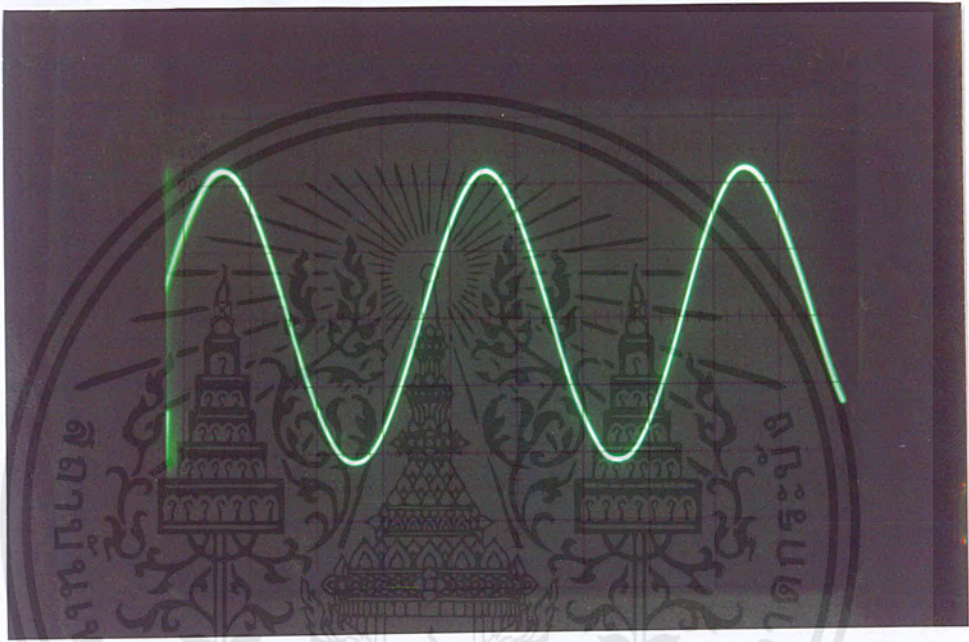
4.4.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรและตรวจสอบความเรียบร้อยของวงจร
2. นำสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากหม้อแปลงแรงดันป้อนให้กับวงจร
3. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรและปรับย่านการวัดที่เหมาะสมเพื่อสะดวกในการอ่านค่า

ผลการทดลอง

จากการทดลองเมื่อป้อนสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ได้จากหม้อแปลงแรงดันขนาด 290 โวลต์พีคทูพีคให้กับอินพุตของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ และวัดสัญญาณเอาต์พุตจะได้รูปสัญญาณไซน์ที่มีขนาด 220 โวลต์ ดังแสดงในรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

4.5 การทดลองส่วนวงจรป้อนกลับ

4.5.1 วงจรรักษาระดับแรงดัน

ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรตามรูปที่ 4.1 และตรวจสอบความเรียบร้อยของวงจร
2. จ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 8 โวลต์ให้กับวงจร
3. นำแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ที่จ่ายให้กับโหลด ป้อนเข้าหม้อแปลงแรงดันลด

ด้านขดปฐมภูมิของวงจรรักษาระดับแรงดัน

4. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรปรับย่านการวัดที่เหมาะสม

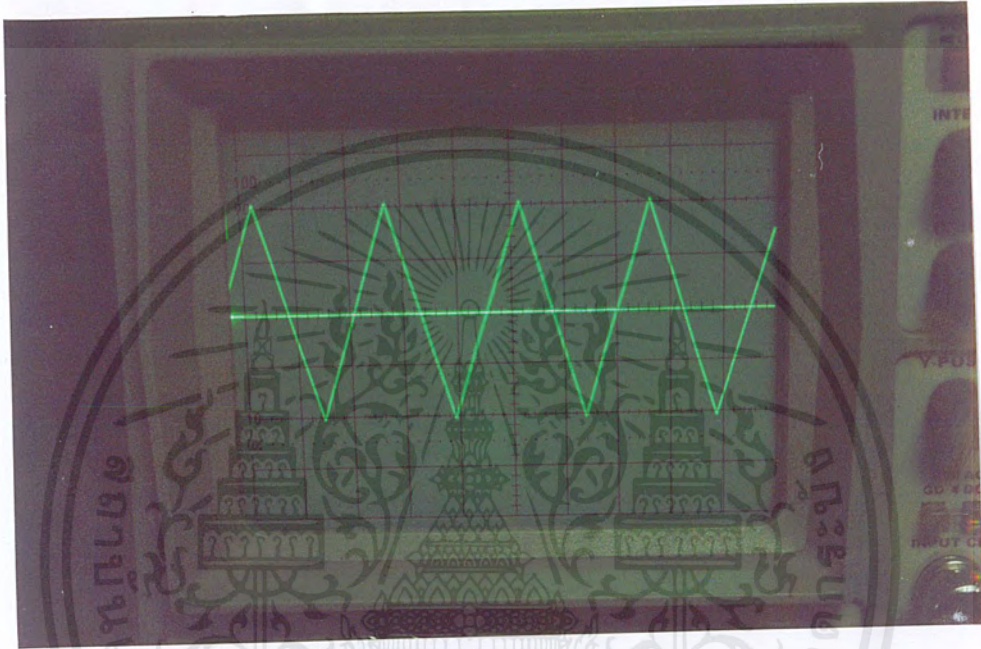
ผลการทดลอง

จากการทดลอง เมื่อนำแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่จ่ายให้กับโหลดมาเป็นอินพุตของวงจร

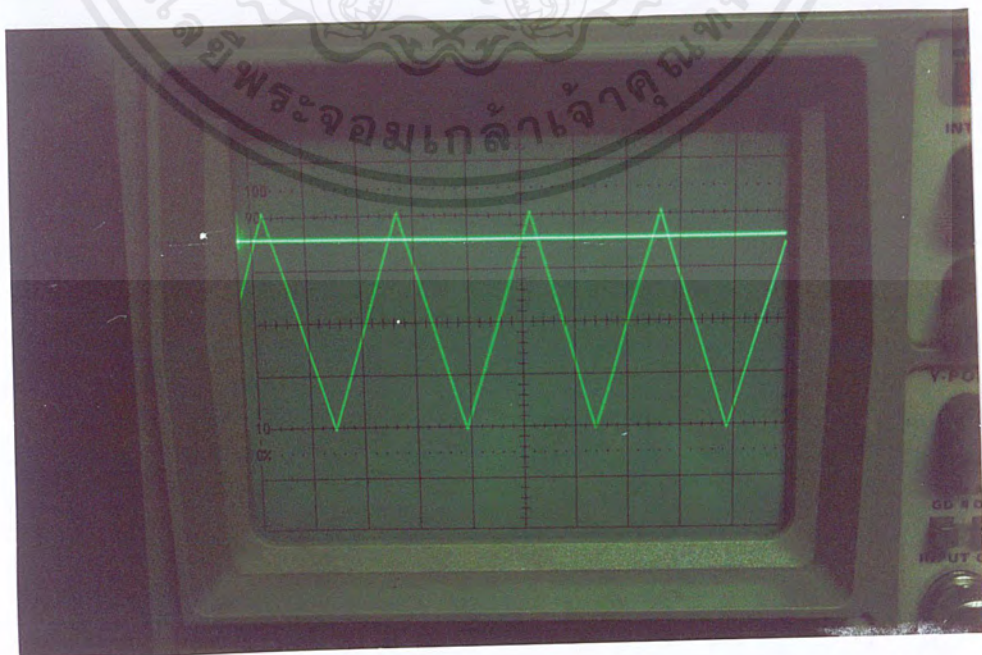
รักษาระดับแรงดันและวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของจะได้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่เปลี่ยนไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์จนกว่าจะ
ตาม โหลดที่ต่อใช้งาน เมื่อ โหลดคงที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรก็จะอยู่ในระดับปกติขนาด 8 โวลต์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

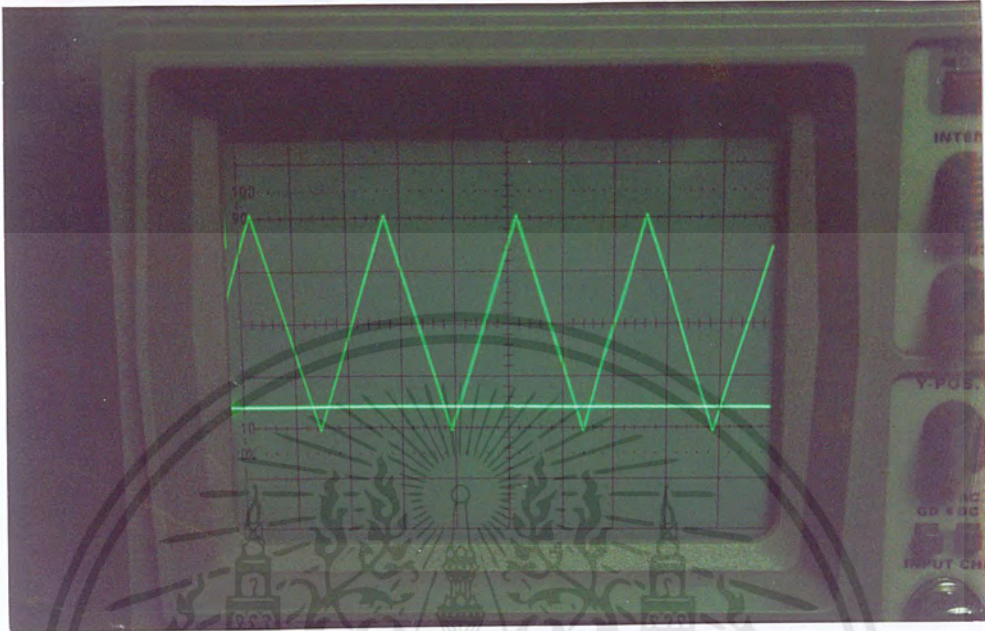
พิกัดถ้าโหลดเพิ่มขึ้นระดับแรงดันก็จะเพิ่มขึ้นด้วยหากโหลดลดลงระดับแรงดันเอาต์พุตจะลดลงด้วย
ดังแสดงในรูปที่ 4.13 รูปที่ 4.14 และรูปที่ 4.15 ตามลำดับ



รูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรักษาแรงดันเมื่อโหลดคงที่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 4.14 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรักษาแรงดันเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรักษาแรงดันเมื่อโหลดลดลง

4.6 การทดลองส่วนวงจรป้องกัน

4.6.1 การทดลองหม้อแปลงกระแส

ขั้นตอนการทดลอง

1. ตั้งค่ากระแสที่หม้อแปลงกระแสให้มีขนาด 1 แอมป์
2. นำหม้อแปลงกระแสไปอนุกรมกับวงจรกรองสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.16 โดยนำสายสัญญาณที่ออกจากเอาต์พุตของวงจรกรองสัญญาณเส้นใดเส้นหนึ่งมาพันรอบหม้อแปลงกระแสจะเกิดความเหนียวเกิดขึ้นที่หม้อแปลงกระแสทำให้เกิดแรงดันที่เอาต์พุตของหม้อแปลง

ผลการทดลอง

จากการทดลองเมื่อนำหม้อแปลงกระแสไปอนุกรมกับวงจรกรองสัญญาณจะได้แรงดันทางด้านเอาต์พุตที่เกิดจากการเหนียวนำของหม้อแปลงกระแสจะมีขนาด 6 โวลต์พีคทูพีค

4.6.2 วงจรป้องกันกระแสเกิน

ขั้นตอนการทดลอง

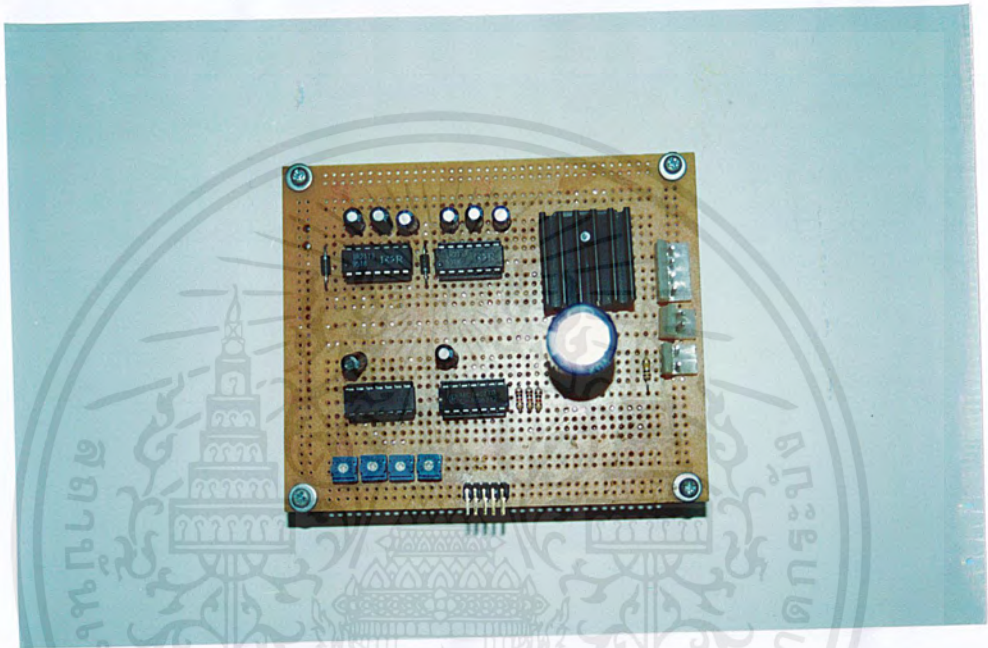
1. ต่อวงจรตามรูปที่ 4.16 และตรวจสอบความเรียบร้อยของวงจร
2. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 8 โวลต์ให้กับวงจร
3. นำสัญญาณที่ได้จากหม้อแปลงมาป้อนให้กับอินพุตของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

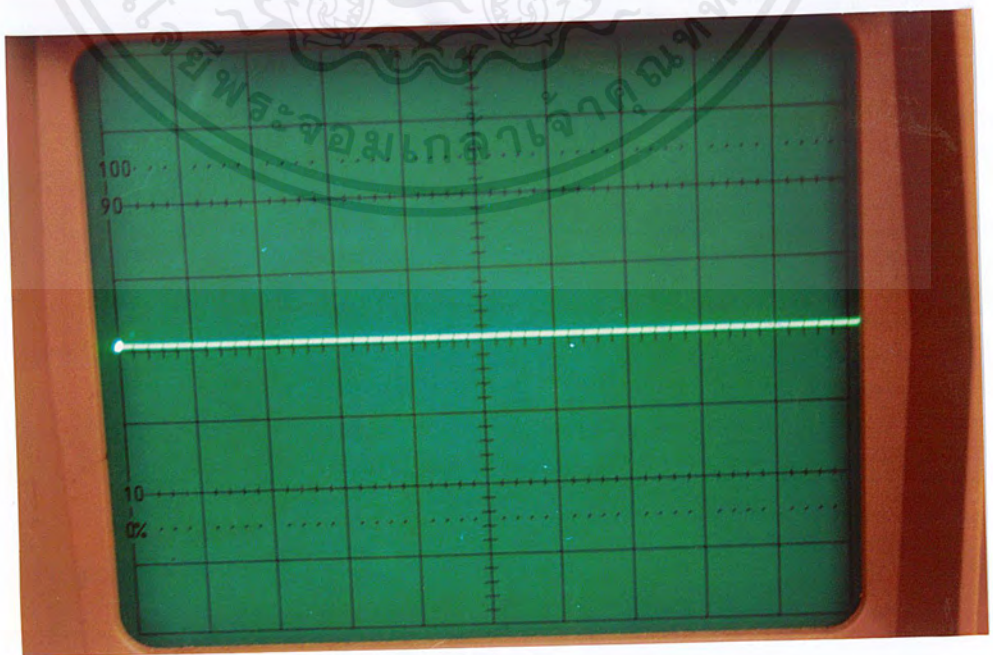
4. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่ขา 3 ของไอซีเบอร์ 4071

ผลการทดลอง

จากการทดลองเมื่อนำสัญญาณที่ได้จากหม้อแปลงกระแสป้อนให้กับอินพุตของวงจรและวัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตที่ขา 3 ของไอซีเบอร์ 4071 ดังแสดงในรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.16 วงจรป้องกันกระแส



รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรป้องกันกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้การเชิง นิตยสารที่ขอใช้เท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป ปัญหาแนวทางแก้ปัญหาและการพัฒนา

5.1 บทสรุป

ในการศึกษา ออกแบบและสร้างเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ ซึ่งมีจุดมุ่งหมายเพื่อแก้ไขข้อบกพร่องของวงจรแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับแบบเดิมให้มีประสิทธิภาพในการทำงานเพิ่มมากขึ้น เมื่อโครงการนี้เสร็จสมบูรณ์ สามารถนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านหรือใช้แทนเครื่องจ่ายไฟฟ้าแบบเดิมคือ เมื่อโหลดต้องการกระแสมากๆ ก็จะไม่เกิดความเสียหายขึ้นต่อโหลดและสามารถทำงานได้ตามปกติ

จากการศึกษาและได้ลงมือสร้างโครงการนี้ทำให้รู้และเข้าใจถึงรายละเอียด คุณสมบัติและการทำงานของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) วงจรขับเคลื่อน (Gate Drive) วงจรรักษาแรงดัน วงจรกำเนิดความถี่ วงจรหาความถี่ วงจรกรองสัญญาณ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังและไอซีเบอร์ต่างๆ และสิ่งที่ได้จากการทำโครงการนี้คือได้พบปัญหาต่างๆ ในระหว่างลงมือทำโครงการเมื่อพบปัญหาก็จะต้องหาวิธี ให้มีประสิทธิภาพในการแก้ปัญหาและการทำงานรวมกันเป็นกลุ่ม การทำโครงการนี้ได้บรรลุตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งเอาไว้ คือสามารถนำข้อมูลเกี่ยวกับวงจร ต่างๆ มาทำการคำนวณออกแบบและนำค่าที่คำนวณได้มาจัดหาอุปกรณ์ เพื่อนำมาสร้างเป็นวงจรในโครงการนี้ ชี้แจงความสามารถของโครงการนี้สามารถเพิ่มและเปลี่ยนแรงดันทางด้านอิทพุต ซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 24 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับขนาด 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต สามารถใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านได้ ส่วนขีดความสามารถในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ 1 เฟส และเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง (UPS) นั้นจะต้องมีการพัฒนาในส่วนของวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 24 โวลต์ และในส่วนของสัญญาณความถี่มาตรฐานที่สามารถปรับค่าได้หลายๆ ค่า ในวงจรกำเนิดความถี่เพื่อนำไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ต่อไปในอนาคต

5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

ปัญหาที่พบขณะทำโครงการ

1. อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง ทดสอบ โครงการและเครื่องมือวัดสัญญาณทางไฟฟ้า เช่น ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply) และเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่ (Function generator) มีจำนวนไม่เพียงพอกับการใช้งาน

แนวทางการแก้ไข

ต้องแบ่งเวลาในการเข้ามาใช้อุปกรณ์ กล่าวคือในการทำโครงการนี้ จะต้องมีการแบ่งเป็นกลุ่มๆ เข้ามาทำการทดลองเพื่อทุกกลุ่มสามารถใช้อุปกรณ์ได้

2. อุปกรณ์ที่ใช้ใน การทำโครงการนี้หาซื้อได้ยาก เพราะอุปกรณ์ที่ใช้ยังเป็นอุปกรณ์ที่ใหม่กับงานอิเล็กทรอนิกส์และไม่เป็นที่แพร่หลายในท้องตลาด

แนวทางแก้ไข

จัดหาอุปกรณ์ตัวอื่นที่มีคุณสมบัติและการทำงาน เหมือนกับอุปกรณ์ตัวนั้นๆ หรือเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์มาใช้ทดแทนอุปกรณ์ตัวนั้นๆ

3. อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต่างๆ ต้องมีการคำนวณหาค่าที่เหมาะสม ซึ่งค่าที่ได้จากการคำนวณนั้นเมื่อนำมาต่อในวงจร แล้วทำให้ได้สัญญาณไม่ตรงตามความต้องการ

แนวทางแก้ไข

ใช้อุปกรณ์ที่สามารถปรับค่าได้มาใช้ในการทดลองวงจรต่างๆ เพื่อให้ได้สัญญาณตรงตามความต้องการ

4. ข้อมูลที่ใช้ศึกษาในการทำโครงการในครั้งนี้หาได้ยาก เพราะข้อมูลที่ใช้เป็นความรู้ใหม่แหล่งข้อมูลมีน้อย

แนวทางแก้ไข

ค้นคว้าหาข้อมูลจากระบบอินเทอร์เน็ต (Internet) ตามร้านขายอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือตามนิตยสารอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งต้องใช้เวลาในการค้นคว้าพอสมควร

5. ความก้าวหน้าของโครงการมีน้อยเพราะปัญหาที่ได้กล่าวมาในข้างต้น รวมทั้งมีความรู้และความชำนาญในการทำโครงการน้อยจึงดูเหมือนว่าไม่มีความก้าวหน้าของโครงการ

แนวทางการพัฒนา

พยายามศึกษาค้นคว้าให้มากขึ้นกว่าที่ทำอยู่ และต้องเพิ่มเวลาในการเข้ามาทำงานที่ห้องโครงการให้มากขึ้นกว่าเดิมรวมทั้งเข้าปรึกษาอาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 แนวทางการพัฒนา

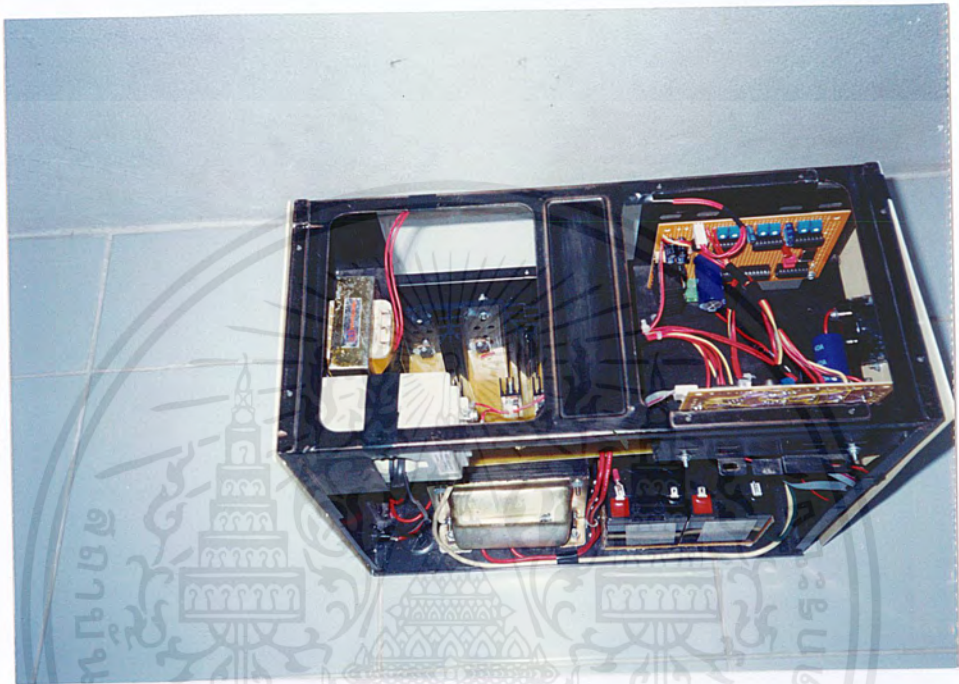
1. สามารถพัฒนาโครงการนี้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรอง(UPS) กล่าวคือ จะต้องสร้างวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 24 โวลต์ ขึ้นมาเพื่อเป็นอินพุตของโครงการ
2. สามารถพัฒนาโครงการนี้นำไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ โดยการสร้างสัญญาณความถี่มาตรฐานที่สามารถปรับค่าได้หลาย ๆ ค่า ในวงจรกำเนิดความถี่
3. ในส่วนของภาคกำเนิดสัญญาณความถี่ นั้นสามารถใช้ไอซีเบอร์ XR 2206 เป็นไอซีกำเนิดความถี่ซึ่งจะช่วยลดความยุ่งยากของวงจรในส่วนกำเนิดสัญญาณความถี่ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



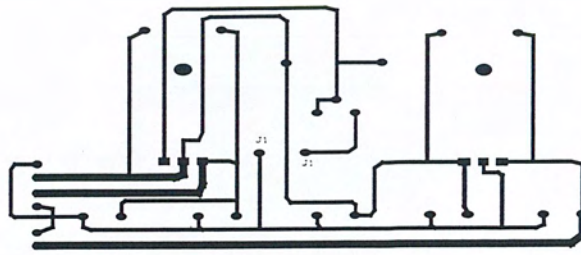
รูปที่ ก.1 แผงวงจรรวมและอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในโครงการ



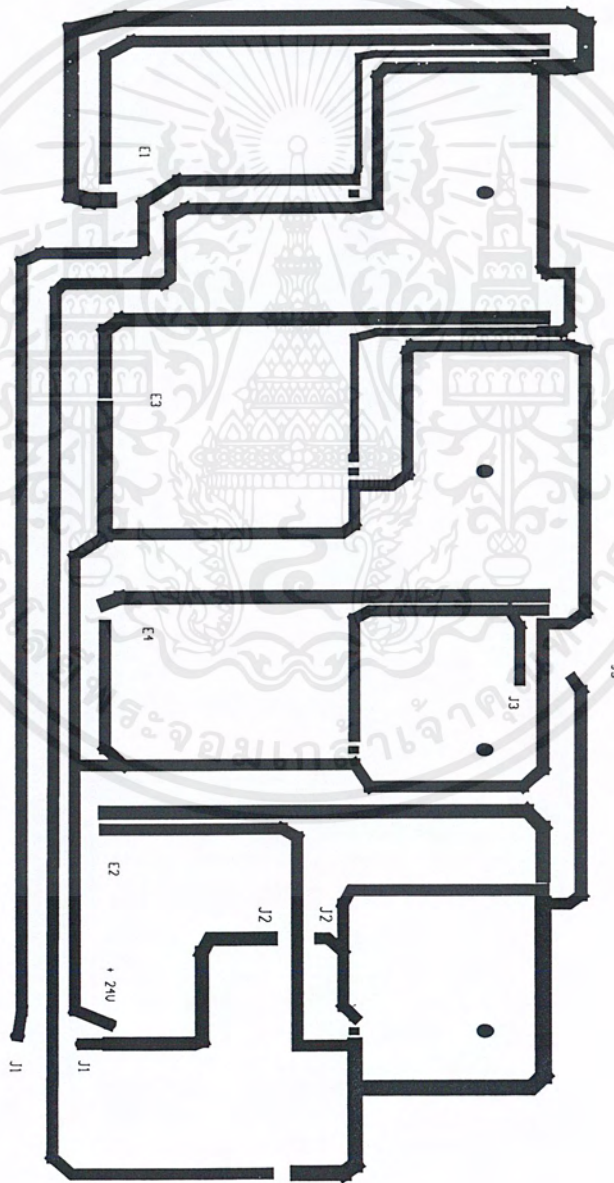
รูปที่ ก.2 รูปสำเร็จของเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ข.3 วงจรพิมพ์ของแหล่งจ่ายไฟ



รูปที่ ข.4

รูปที่ ข.4 วงจรพิมพ์อินเตอร์เตอร์แบบเต็มลูกคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ค
อุปกรณ์และรายละเอียดของอุปกรณ์ที่ในโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM124/LM224/LM324/LM2902

Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

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

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

Unique Characteristics

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

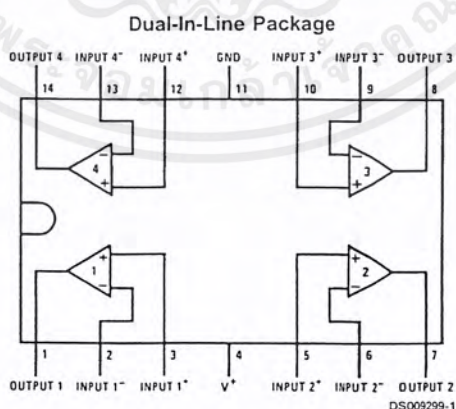
Advantages

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

Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large DC voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:
 - Single supply 3V to 32V
 - or dual supplies $\pm 1.5V$ to $\pm 16V$
- Very low supply current drain (700 μA)—essentially independent of supply voltage
- Low input biasing current 45 nA (temperature compensated)
- Low input offset voltage 2 mV and offset current: 5 nA
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0V to $V^* - 1.5V$

Connection Diagram



Order Number LM124J, LM124AJ, LM124J/883 (Note 2), LM124AJ/883 (Note 1), LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324M, LM324MX, LM324AM, LM324AMX, LM2902M, LM2902MX, LM324N, LM324AN, LM324MT, LM324MTX or LM2902N LM124AJRQML and LM124AJRQMLV (Note 3)

See NS Package Number J14A, M14A or N14A

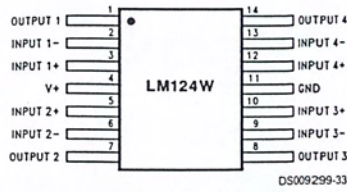
Note 1: LM124A available per JM38510/11006

Note 2: LM124 available per JM38510/11005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

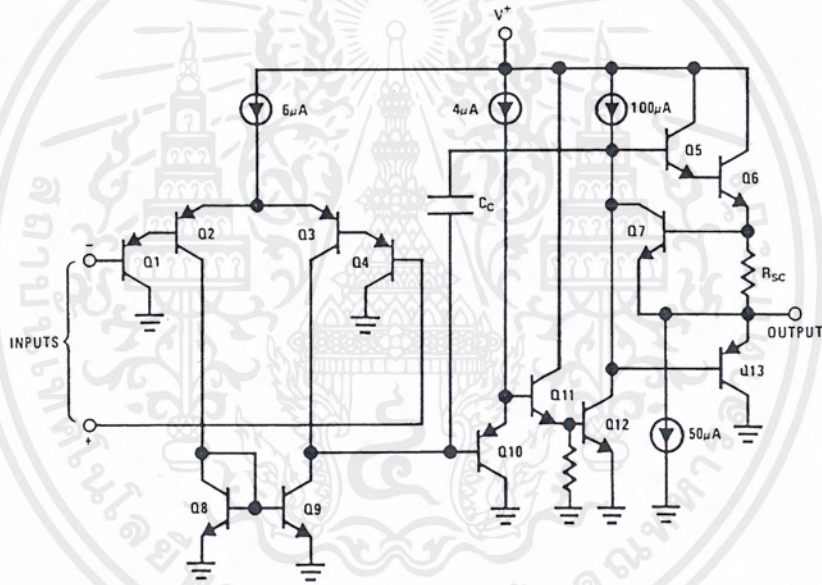
Connection Diagram (Continued)

Note 3: See STD Mil DWG 5962R99504 for Radiation Tolerant Device



Order Number LM124AW/883, LM124AWG/883, LM124W/883 or LM124WG/883
 LM124AWRQML and LM124AWRQMLV(Note 3)
 See NS Package Number W14B
 LM124AWGRQML and LM124AWGRQMLV(Note 3)
 See NS Package Number WG14A

Schematic Diagram (Each Amplifier)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 12)

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

| | LM124/LM224/LM324 LM124A/LM224A/LM324A | LM2902 |
|---|---|-----------------|
| Supply Voltage, V* | 32V | 26V |
| Differential Input Voltage | 32V | 26V |
| Input Voltage | -0.3V to +32V | -0.3V to +26V |
| Input Current ($V_{IN} < -0.3V$) (Note 6) | 50 mA | 50 mA |
| Power Dissipation (Note 4) | | |
| Molded DIP | 1130 mW | 1130 mW |
| Cavity DIP | 1260 mW | 1260 mW |
| Small Outline Package | 800 mW | 800 mW |
| Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 5) V* ≤ 15V and T _A = 25°C | Continuous | Continuous |
| Operating Temperature Range | | -40°C to +85°C |
| LM324/LM324A | 0°C to +70°C | |
| LM224/LM224A | -25°C to +85°C | |
| LM124/LM124A | -55°C to +125°C | |
| Storage Temperature Range | -65°C to +150°C | -65°C to +150°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | 260°C | 260°C |
| Soldering Information | | |
| Dual-In-Line Package | | |
| Soldering (10 seconds) | 260°C | 260°C |
| Small Outline Package | | |
| Vapor Phase (60 seconds) | 215°C | 215°C |
| Infrared (15 seconds) | 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 13) | 250V | 250V |

Electrical Characteristics

V* = +5.0V, (Note 7), unless otherwise stated

| Parameter | Conditions | LM124A | | | LM224A | | | LM324A | | | Units |
|--|---|--------|-----|----------|--------|-----|----------|--------|-----|----------|-------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| Input Offset Voltage | (Note 8) T _A = 25°C | | 1 | 2 | | 1 | 3 | | 2 | 3 | mV |
| Input Bias Current (Note 9) | I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C | | 20 | 50 | | 40 | 80 | | 45 | 100 | nA |
| Input Offset Current | I _{IN(+)} or I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V, T _A = 25°C | | 2 | 10 | | 2 | 15 | | 5 | 30 | nA |
| Input Common-Mode Voltage Range (Note 10) | V* = 30V, (LM2902, V* = 26V), T _A = 25°C | | 0 | V* - 1.5 | | 0 | V* - 1.5 | | 0 | V* - 1.5 | V |
| Supply Current | Over Full Temperature Range R _L = ∞ On All Op Amps V* = 30V (LM2902 V* = 26V) V* = 5V | | | | | | | | | | mA |
| Large Signal Voltage Gain | V* = 15V, R _L ≥ 2kΩ, (V _O = 1V to 11V), T _A = 25°C | | 50 | 100 | | 50 | 100 | | 25 | 100 | V/mV |
| Common-Mode Rejection Ratio | DC, V _{CM} = 0V to V* - 1.5V, T _A = 25°C | | 70 | 85 | | 70 | 85 | | 65 | 85 | dB |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

$V^* = +5.0V$, (Note 7), unless otherwise stated

| Parameter | Conditions | LM124A | | | LM224A | | | LM324A | | | Units | |
|---|--|--|------|---------|--------|------|---------|--------|------|---------|------------------|---|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | | |
| Power Supply Rejection Ratio | $V^* = 5V$ to $30V$ (LM2902, $V^* = 5V$ to $26V$), $T_A = 25^\circ C$ | 65 | 100 | | 65 | 100 | | 65 | 100 | | dB | |
| Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 11) | $f = 1$ kHz to 20 kHz, $T_A = 25^\circ C$ (Input Referred) | | -120 | | | -120 | | | -120 | | dB | |
| Output Current | Source $V_{IN}^+ = 1V$, $V_{IN}^- = 0V$, $V^* = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$ | 20 | 40 | | 20 | 40 | | 20 | 40 | | mA | |
| | Sink $V_{IN}^- = 1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^* = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$ | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | | | |
| | $V_{IN}^- = 1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^* = 15V$, $V_O = 200$ mV, $T_A = 25^\circ C$ | 12 | 50 | | 12 | 50 | | 12 | 50 | | μA | |
| Short Circuit to Ground | (Note 5) $V^* = 15V$, $T_A = 25^\circ C$ | 40 | 60 | | 40 | 60 | | 40 | 60 | | mA | |
| Input Offset Voltage | (Note 8) | | | 4 | | | 4 | | | 5 | mV | |
| V_{OS} Drift | $R_S = 0\Omega$ | | 7 | 20 | | 7 | 20 | | 7 | 30 | $\mu V/^\circ C$ | |
| Input Offset Current | $I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$ | | | 30 | | | 30 | | | 75 | nA | |
| I_{OS} Drift | $R_S = 0\Omega$ | | 10 | 200 | | 10 | 200 | | 10 | 300 | $pA/^\circ C$ | |
| Input Bias Current | $I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ | | 40 | 100 | | 40 | 100 | | 40 | 200 | nA | |
| Input Common-Mode Voltage Range (Note 10) | $V^* = +30V$ (LM2902, $V^* = 26V$) | 0 | | V^*-2 | 0 | | V^*-2 | 0 | | V^*-2 | V | |
| Large Signal Voltage Gain | $V^* = +15V$ (V_O Swing = $1V$ to $11V$) $R_L \geq 2$ k Ω | 25 | | | 25 | | | 15 | | | V/mV | |
| Output Voltage Swing | V_{OH} $V^* = 30V$ (LM2902, $V^* = 26V$) | $R_L = 2$ k Ω | 26 | | 26 | | 26 | 27 | 28 | 27 | 28 | V |
| | | $R_L = 10$ k Ω | 27 | 28 | | 27 | 28 | | 27 | 28 | | |
| | V_{OL} $V^* = 5V$, $R_L = 10$ k Ω | | 5 | 20 | | 5 | 20 | | 5 | 20 | mV | |
| Output Current | Source $V_O = 2V$ | $V_{IN}^+ = +1V$, $V_{IN}^- = 0V$, $V^* = 15V$ | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | mA | |
| | Sink $V_{IN}^- = +1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^* = 15V$ | 10 | 15 | | 5 | 8 | | 5 | 8 | | | |

Electrical Characteristics

$V^* = +5.0V$, (Note 7), unless otherwise stated

| Parameter | Conditions | LM124/LM224 | | | LM324 | | | LM2902 | | | Units |
|---|---|-------------|-----|-----------|-------|-----|-----------|--------|-----|-----------|-------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| Input Offset Voltage | (Note 8) $T_A = 25^\circ C$ | | 2 | 5 | | 2 | 7 | | 2 | 7 | mV |
| Input Bias Current (Note 9) | $I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$ | | 45 | 150 | | 45 | 250 | | 45 | 250 | nA |
| Input Offset Current | $I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$, $T_A = 25^\circ C$ | | 3 | 30 | | 5 | 50 | | 5 | 50 | nA |
| Input Common-Mode Voltage Range (Note 10) | $V^* = 30V$, (LM2902, $V^* = 26V$), $T_A = 25^\circ C$ | 0 | | $V^*-1.5$ | 0 | | $V^*-1.5$ | 0 | | $V^*-1.5$ | V |
| Supply Current | Over Full Temperature Range $R_L = \infty$ On All Op Amps $V^* = 30V$ (LM2902 $V^* = 26V$) $V^* = 5V$ | | | | | | | | | | mA |
| | | | 1.5 | 3 | | 1.5 | 3 | | 1.5 | 3 | |
| | | | 0.7 | 1.2 | | 0.7 | 1.2 | | 0.7 | 1.2 | |
| Large Signal Voltage Gain | $V^* = 15V$, $R_L \geq 2k\Omega$, ($V_O = 1V$ to $11V$), $T_A = 25^\circ C$ | 50 | 100 | | 25 | 100 | | 25 | 100 | | V/mV |
| Common-Mode Rejection Ratio | DC, $V_{CM} = 0V$ to $V^* - 1.5V$, $T_A = 25^\circ C$ | 70 | 85 | | 65 | 85 | | 50 | 70 | | dB |
| Power Supply Rejection Ratio | $V^* = 5V$ to $30V$ (LM2902, $V^* = 5V$ to $26V$), | 65 | 100 | | 65 | 100 | | 50 | 100 | | dB |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

$V^+ = +5.0V$, (Note 7), unless otherwise stated

| Parameter | Conditions | LM124/LM224 | | | LM324 | | | LM2902 | | | Units | |
|---|--|--|------|-----------|-------|------|-----------|--------|------|-----------|------------------|----|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | | |
| | $T_A = 25^\circ C$ | | | | | | | | | | | |
| Amplifier-to-Amplifier Coupling (Note 11) | $f = 1 \text{ kHz to } 20 \text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ C$ (Input Referred) | | -120 | | | -120 | | | -120 | | dB | |
| Output Current | Source $V_{IN}^+ = 1V$, $V_{IN}^- = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$ | 20 | 40 | | 20 | 40 | | 20 | 40 | | mA | |
| | Sink $V_{IN}^- = 1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 2V$, $T_A = 25^\circ C$ | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | | | |
| | Sink $V_{IN}^- = 1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^+ = 15V$, $V_O = 200 \text{ mV}$, $T_A = 25^\circ C$ | 12 | 50 | | 12 | 50 | | 12 | 50 | | μA | |
| Short Circuit to Ground | (Note 5) $V^+ = 15V$, $T_A = 25^\circ C$ | | 40 | 60 | | 40 | 60 | | 40 | 60 | mA | |
| Input Offset Voltage | (Note 8) | | | 7 | | | 9 | | | 10 | mV | |
| V_{OS} Drift | $R_S = 0\Omega$ | | | 7 | | | 7 | | | 7 | $\mu V/^\circ C$ | |
| Input Offset Current | $I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0V$ | | | 100 | | | 150 | | | 45 | 200 | nA |
| I_{OS} Drift | $R_S = 0\Omega$ | | | 10 | | | 10 | | | 10 | $\mu A/^\circ C$ | |
| Input Bias Current | $I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ | | 40 | 300 | | 40 | 500 | | 40 | 500 | nA | |
| Input Common-Mode Voltage Range (Note 10) | $V^+ = +30V$ (LM2902, $V^+ = 26V$) | 0 | | $V^+ - 2$ | 0 | | $V^+ - 2$ | 0 | | $V^+ - 2$ | V | |
| Large Signal Voltage Gain | $V^+ = +15V$ (V_O Swing = 1V to 11V) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ | | 25 | | | 15 | | | 15 | | V/mV | |
| Output Voltage Swing | V_{OH} $V^+ = 30V$ (LM2902, $V^+ = 26V$) | $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ | 26 | | 26 | | 22 | | | | V | |
| | | $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ | 27 | 28 | 27 | 28 | 23 | 24 | | | | |
| | V_{OL} $V^+ = 5V$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ | | 5 | 20 | | 5 | 20 | | 5 | 100 | mV | |
| Output Current | Source $V_O = 2V$ | $V_{IN}^+ = +1V$, $V_{IN}^- = 0V$, $V^+ = 15V$ | 10 | 20 | | 10 | 20 | | 10 | 20 | mA | |
| | Sink $V_{IN}^- = +1V$, $V_{IN}^+ = 0V$, $V^+ = 15V$ | 5 | 8 | | 5 | 8 | | 5 | 8 | | | |

Note 4: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A/LM2902 must be derated based on a $+125^\circ C$ maximum junction temperature and a thermal resistance of $88^\circ C/W$ which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a $+150^\circ C$ maximum junction temperature. The dissipation is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 5: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of +15V, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 6: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3V$ (at $25^\circ C$).

Note 7: These specifications are limited to $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ for the LM124/LM124A. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM324/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

Note 8: $V_O = 1.4V$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5V to 30V; and over the full input common-mode range (0V to $V^+ - 1.5V$) for LM2902, V^+ from 5V to 26V.

Note 9: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

Note 10: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at $25^\circ C$). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$ (at $25^\circ C$), but either or both inputs can go to +32V without damage (+26V for LM2902), independent of the magnitude of V^+ .

Note 11: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.

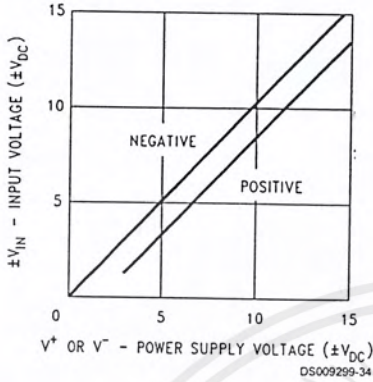
Note 12: Refer to RETS124AX for LM124A military specifications and refer to RETS124X for LM124 military specifications.

Note 13: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

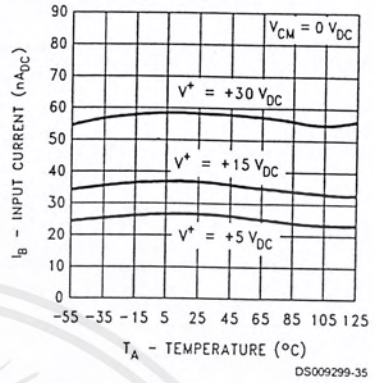
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

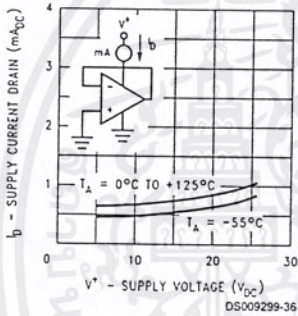
Input Voltage Range



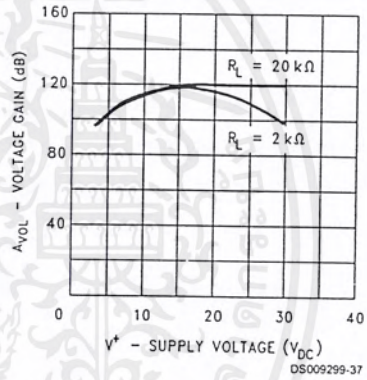
Input Current



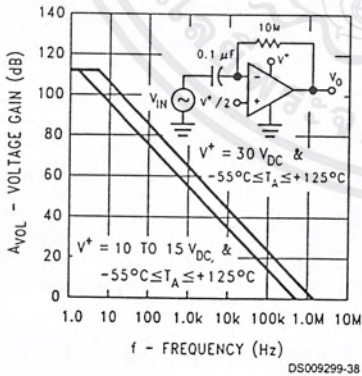
Supply Current



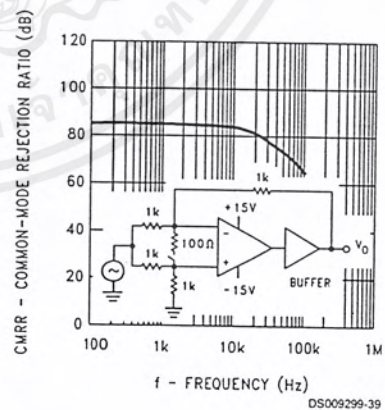
Voltage Gain



Open Loop Frequency Response



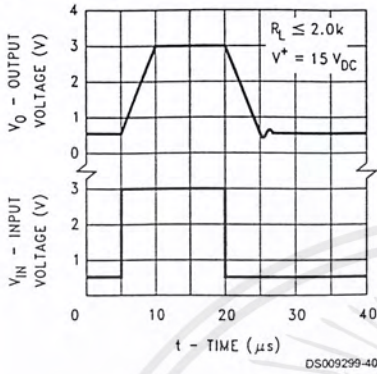
Common Mode Rejection Ratio



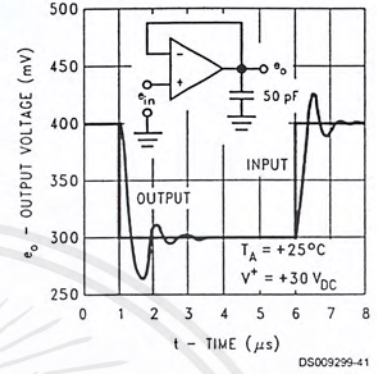
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

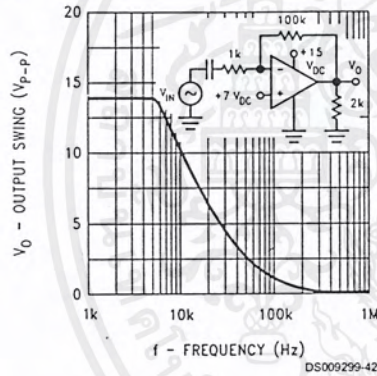
Voltage Follower Pulse Response



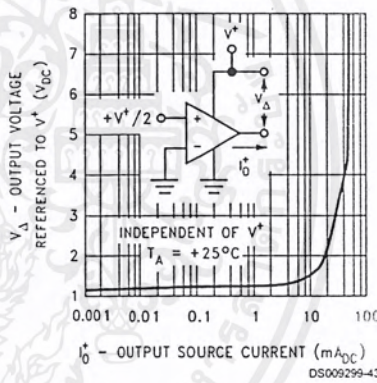
Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)



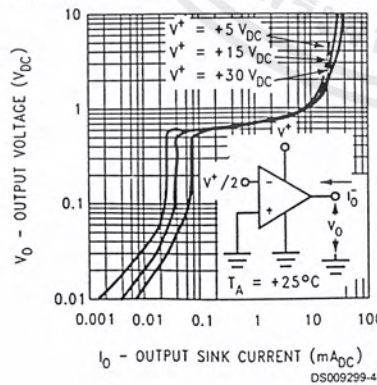
Large Signal Frequency Response



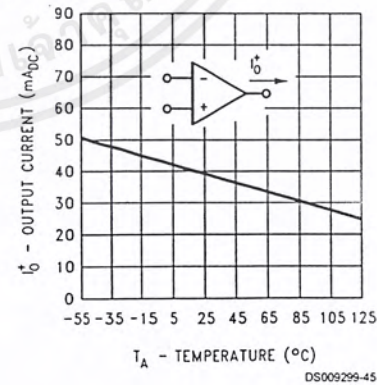
Output Characteristics Current Sourcing



Output Characteristics Current Sinking



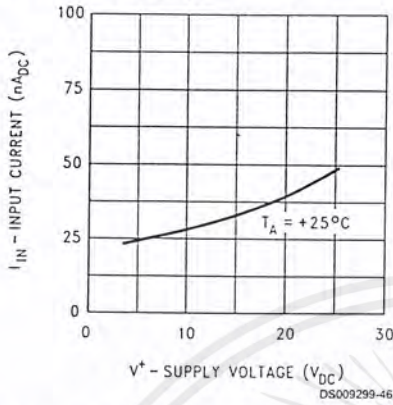
Current Limiting



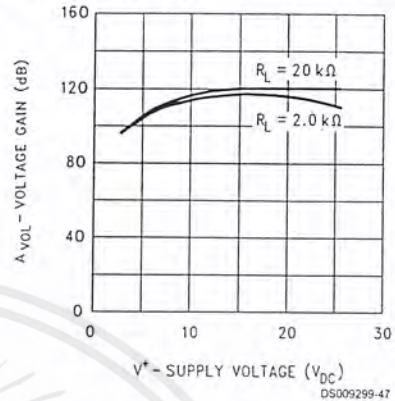
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

Input Current (LM2902 only)



Voltage Gain (LM2902 only)



Application Hints

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

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

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

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

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

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion.

Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

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

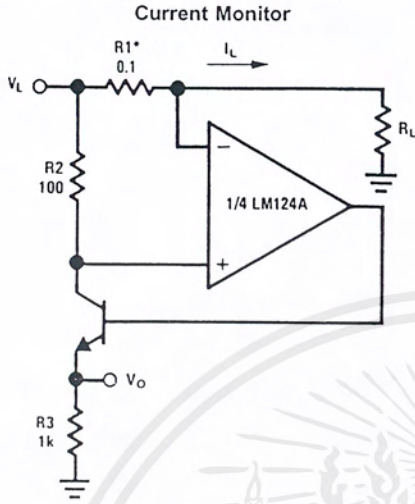
The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from $3\text{ }V_{DC}$ to $30\text{ }V_{DC}$.

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

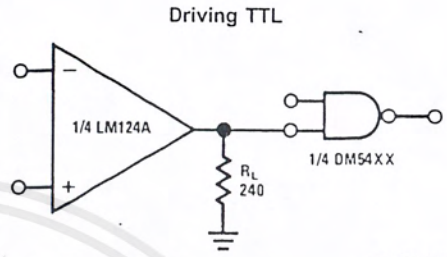
Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)



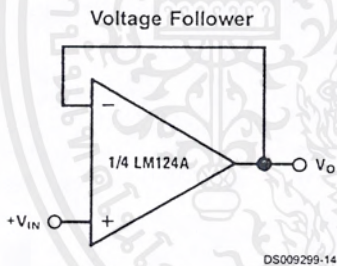
DS009299-12

$$V_O = \frac{1V(I_L)}{1A}$$

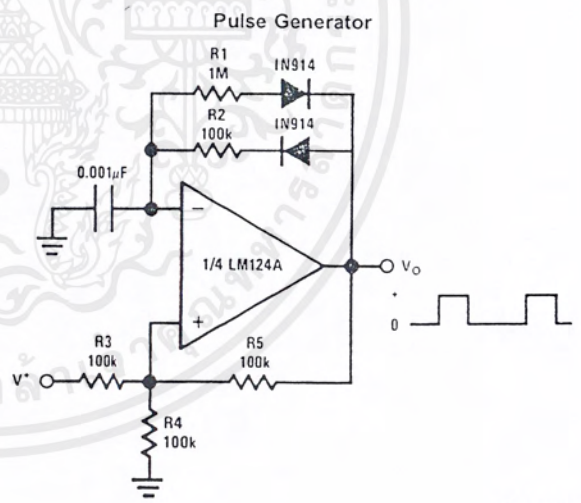
$$V_L \leq V^+ - 2V$$
 *(Increase R1 for I_L small)



DS009299-13



DS009299-14

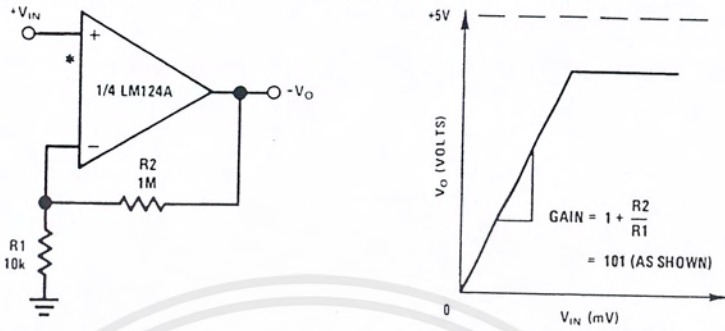


DS009299-15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

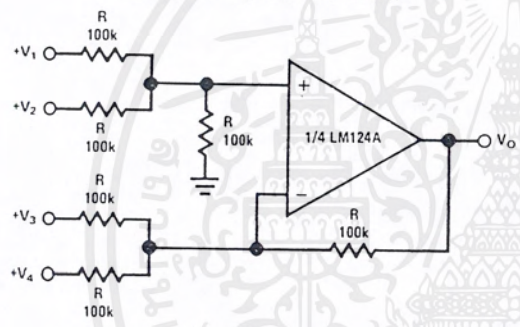
Non-Inverting DC Gain (0V Input = 0V Output)



DS009299-5

*R not needed due to temperature independent I_{IN}

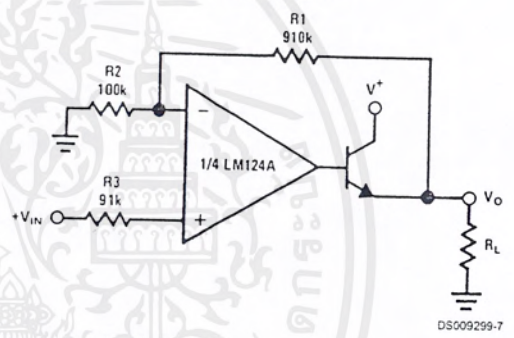
DC Summing Amplifier ($V_{IN'S} \geq 0 V_{DC}$ and $V_O \geq V_{DC}$)



Where: $V_O = V_1 + V_2 - V_3 - V_4$
($V_1 + V_2 \geq (V_3 + V_4)$ to keep $V_O > 0 V_{DC}$)

DS009299-6 $V_O = 0 V_{DC}$ for $V_{IN} = 0 V_{DC}$
 $A_V = 10$

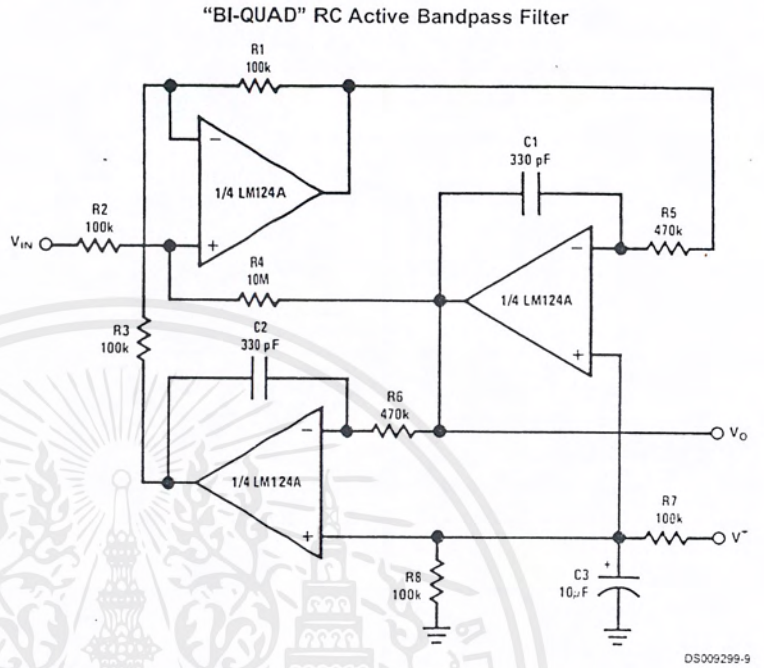
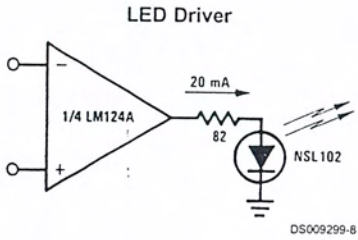
Power Amplifier



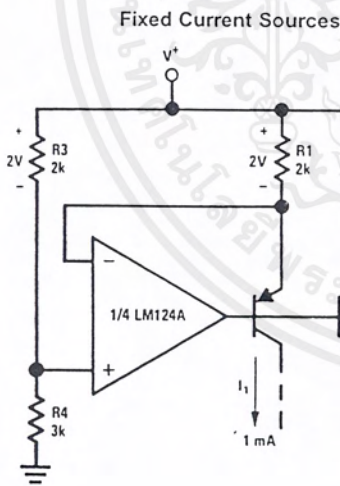
DS009299-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

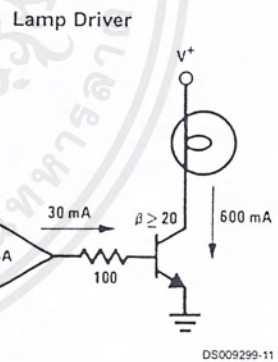


$f_o = 1 \text{ kHz}$
 $Q = 50$
 $A_v = 100 \text{ (40 dB)}$



DS009299-10

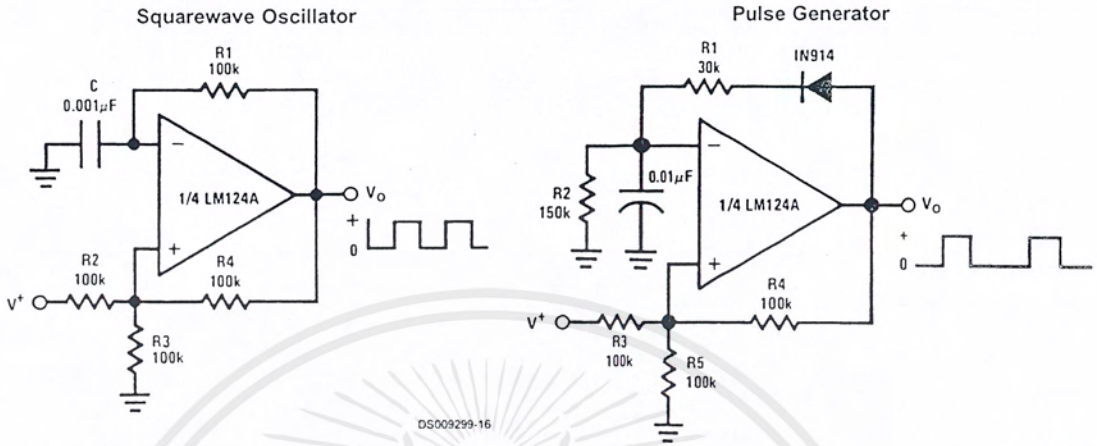
$$I_2 = \left(\frac{R_1}{R_2}\right) I_1$$



DS009299-11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

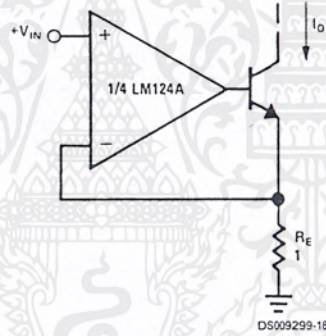
Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)



DS009299-16

DS009299-17

High Compliance Current Sink



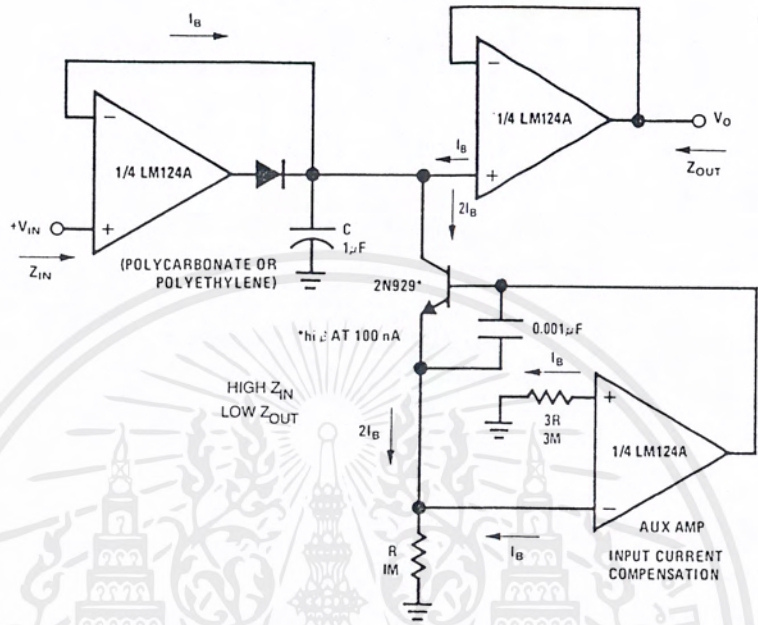
DS009299-18

$I_o = 1 \text{ amp/volt } V_{IN}$
(Increase R_E for I_o small)

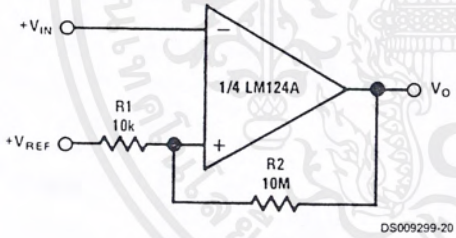
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

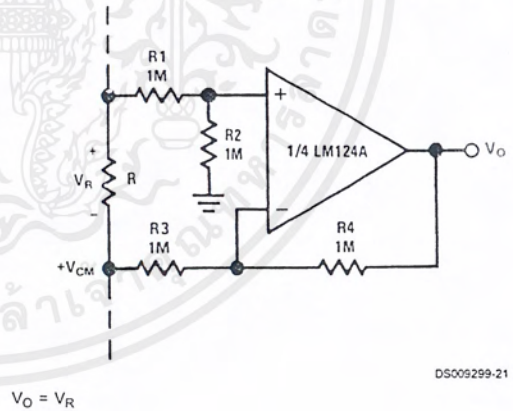
Low Drift Peak Detector



Comparator with Hysteresis



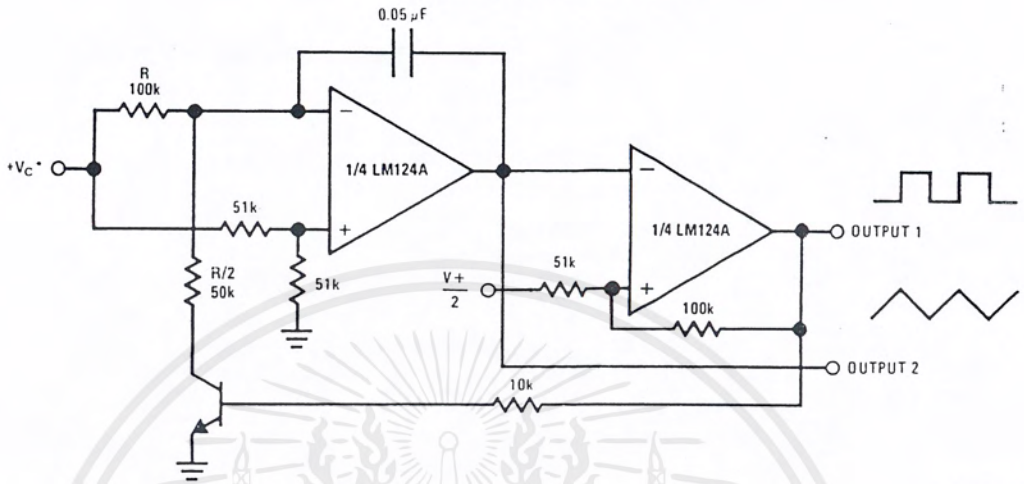
Ground Referencing a Differential Input Signal



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ($V^* = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

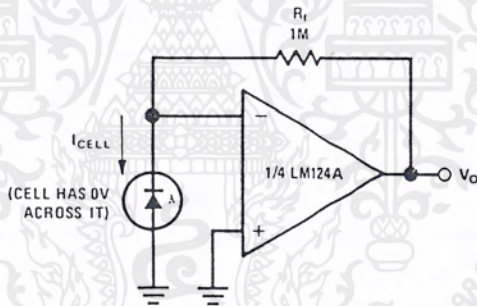
Voltage Controlled Oscillator Circuit



Wide control voltage range: $0 V_{DC} \leq V_C \leq 2 (V^ - 1.5 V_{DC})$

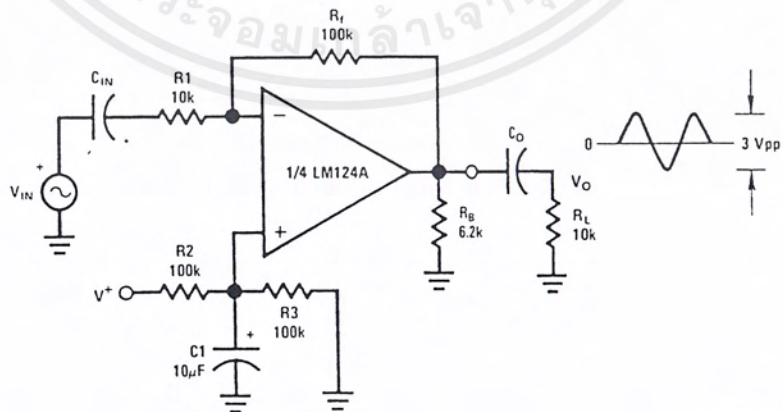
DS009298-22

Photo Voltaic-Cell Amplifier



DS009299-23

AC Coupled Inverting Amplifier



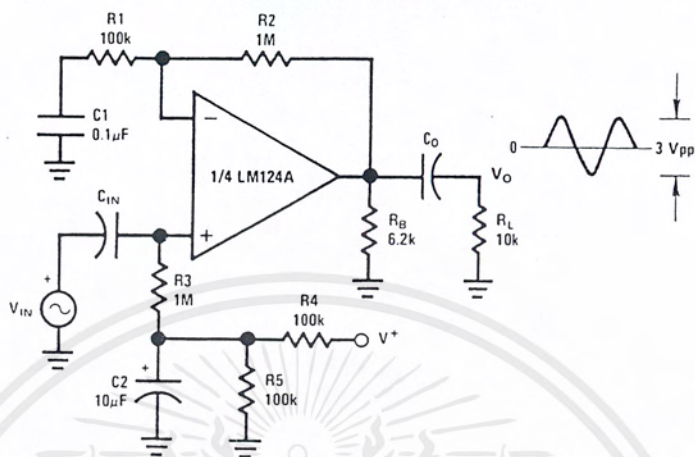
DS009299-24

$$A_V = \frac{R_f}{R_1} \text{ (As shown, } A_V = 10 \text{)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

AC Coupled Non-Inverting Amplifier

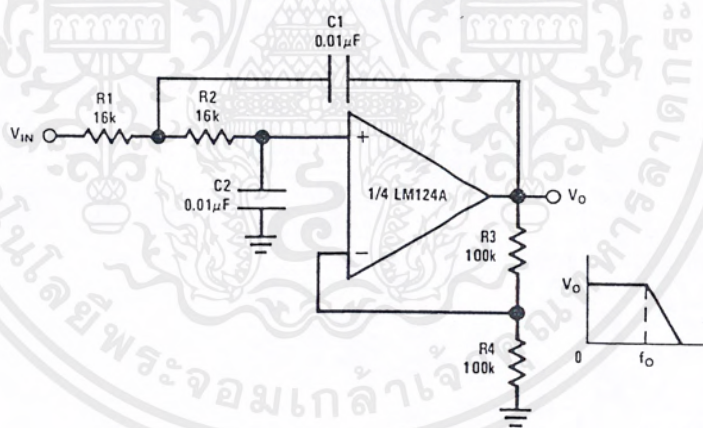


DS009299-25

$$A_V = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$A_V = 11$ (As shown)

DC Coupled Low-Pass RC Active Filter



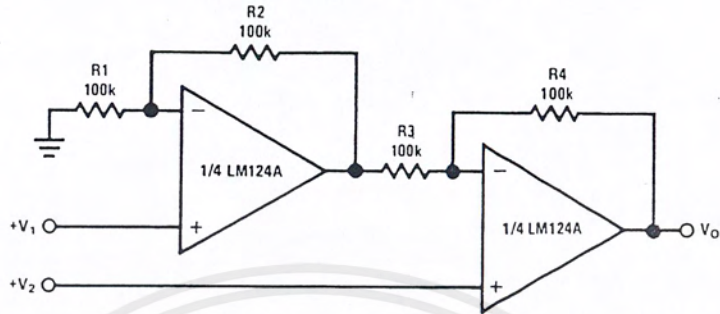
DS009299-26

$f_o = 1 \text{ kHz}$
 $Q = 1$
 $A_V = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

High Input Z, DC Differential Amplifier



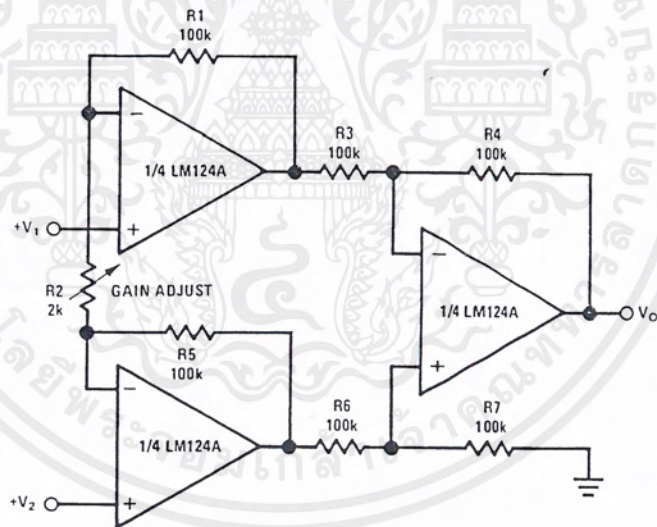
DS009299-27

For $\frac{R1}{R2} = \frac{R4}{R3}$ (CMRR depends on this resistor ratio match)

$$V_O = 1 + \frac{R4}{R3}(V_2 - V_1)$$

As shown: $V_O = 2(V_2 - V_1)$

High Input Z Adjustable-Gain DC Instrumentation Amplifier



DS009299-28

If $R1 = R5$ & $R3 = R4 = R6 = R7$ (CMRR depends on match)

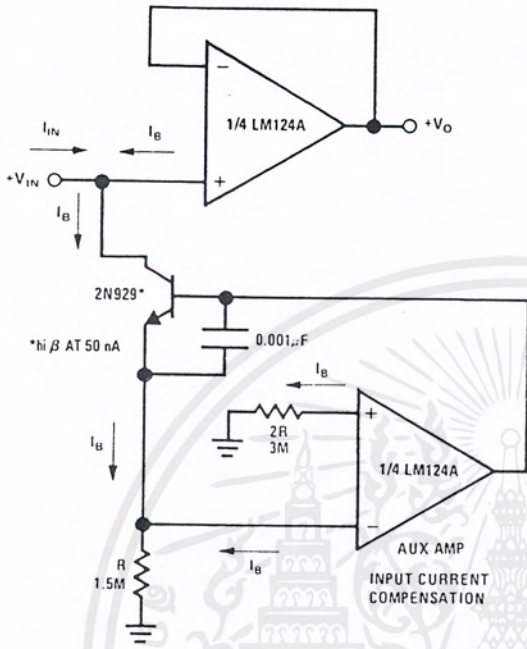
$$V_O = 1 + \frac{2R1}{R2}(V_2 - V_1)$$

As shown $V_O = 101(V_2 - V_1)$

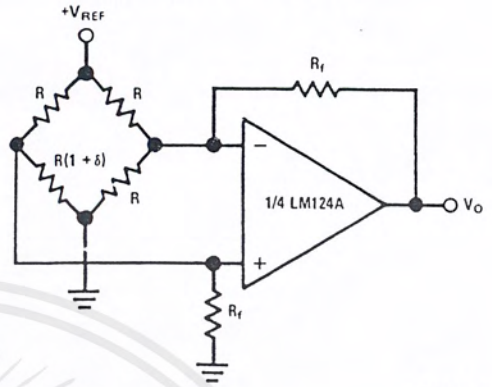
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Single-Supply Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$) (Continued)

Using Symmetrical Amplifiers to Reduce Input Current (General Concept)



Bridge Current Amplifier



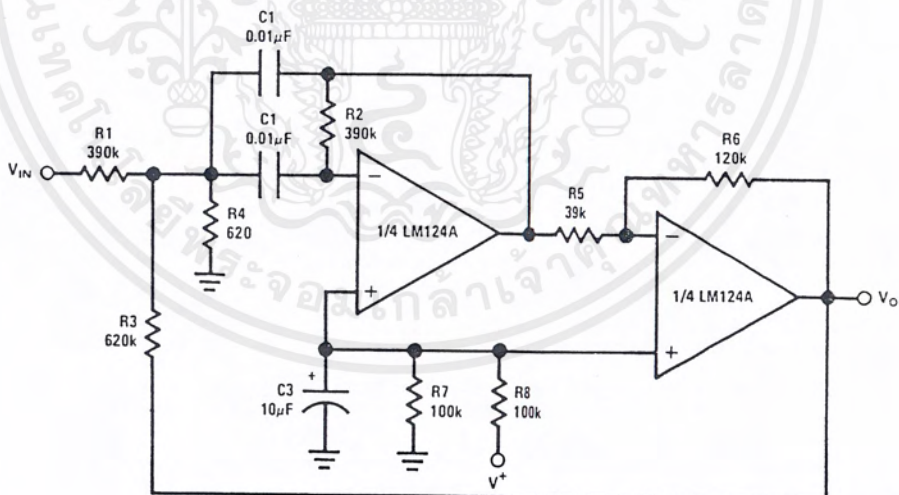
DS009299-30

For $\delta \ll 1$ and $R_f \gg R$

$$V_O \approx V_{REF} \left(\frac{\delta}{2} \right) \frac{R_f}{R}$$

DS009299-29

Bandpass Active Filter

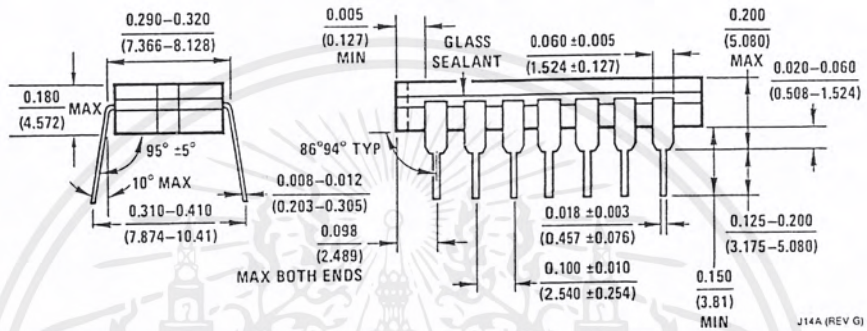
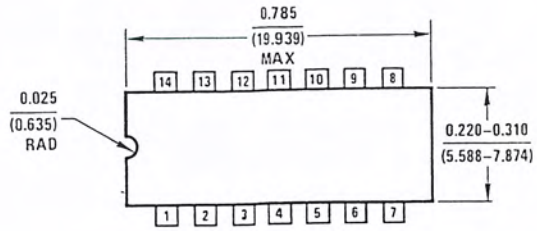


DS009299-31

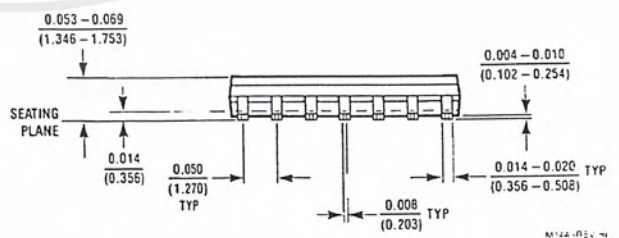
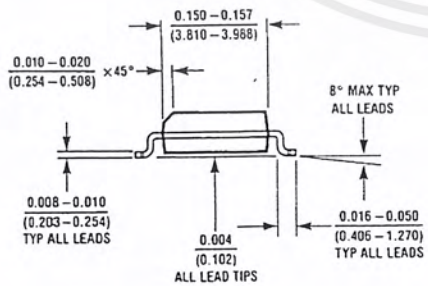
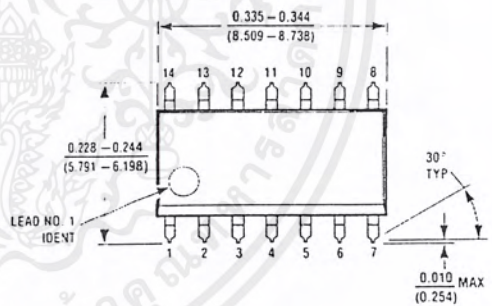
$f_0 = 1 \text{ kHz}$
 $Q = 25$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



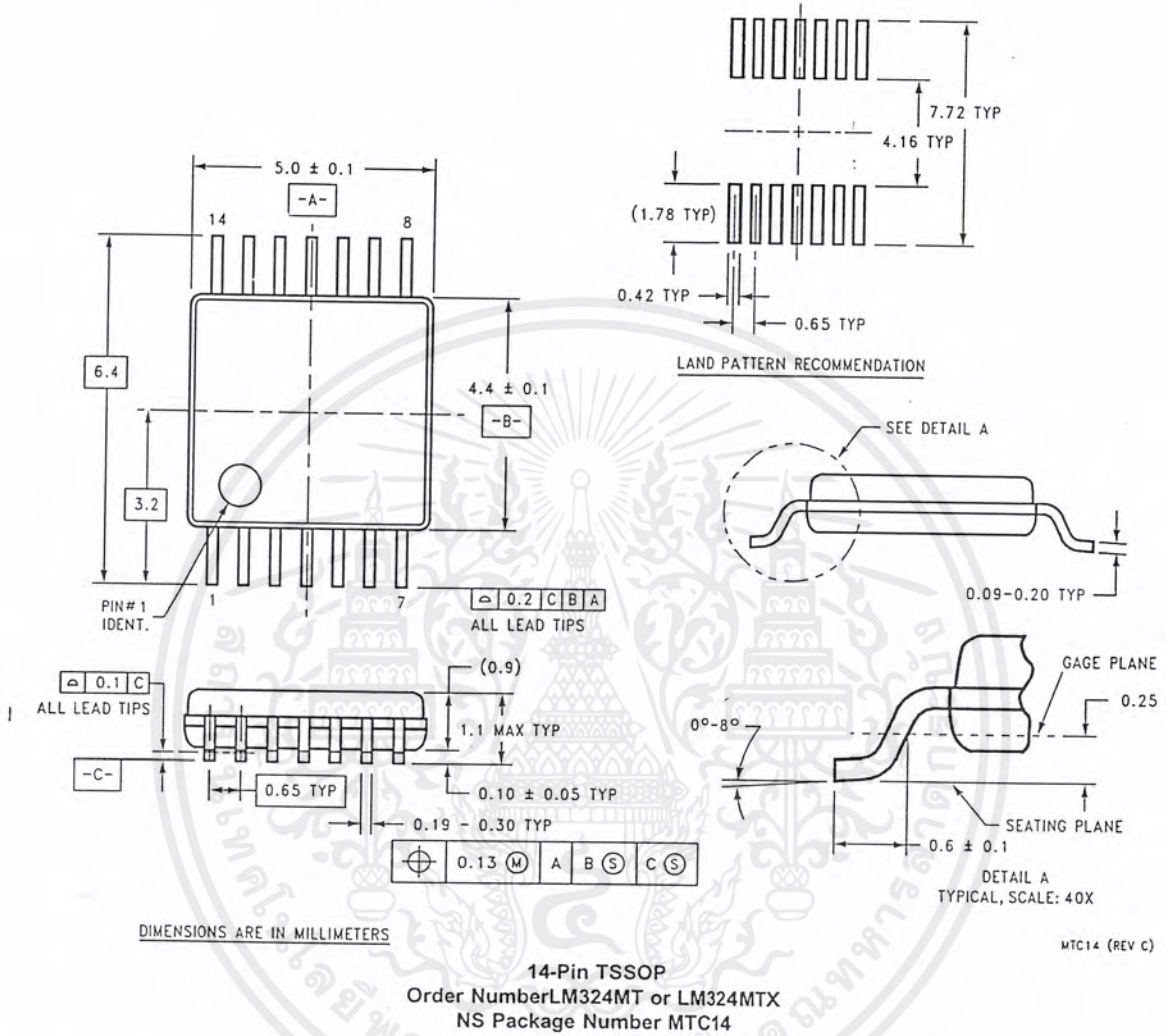
Ceramic Dual-In-Line Package (J)
 Order Number JL124ABCA, JL124BCA, JL124ASCA, JL124SCA, LM124J,
 LM124AJ, LM124AJ/883, LM124J/883, LM224J, LM224AJ or LM324J
 NS Package Number J14A



MX S.O. Package (M)
 Order Number LM324M, LM324MX, LM324AM, LM324AMX, LM2902M or LM2902MX
 NS Package Number M14A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



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 AND GENERAL COUNSEL 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.

National Semiconductor Corporation
Americas
Tel: 1-800-272-9959
Fax: 1-800-737-7018
Email: support@nsc.com
www.national.com

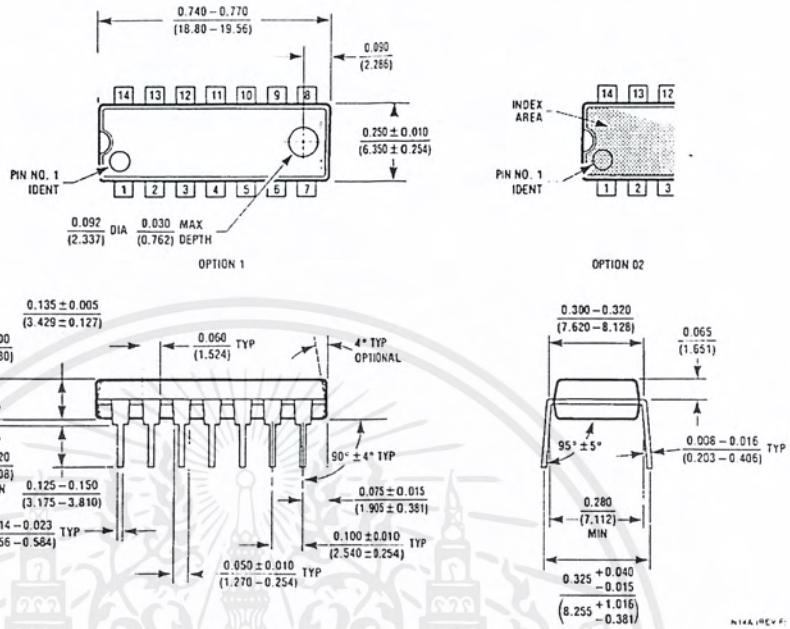
National Semiconductor Europe
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: ap.support@nsc.com

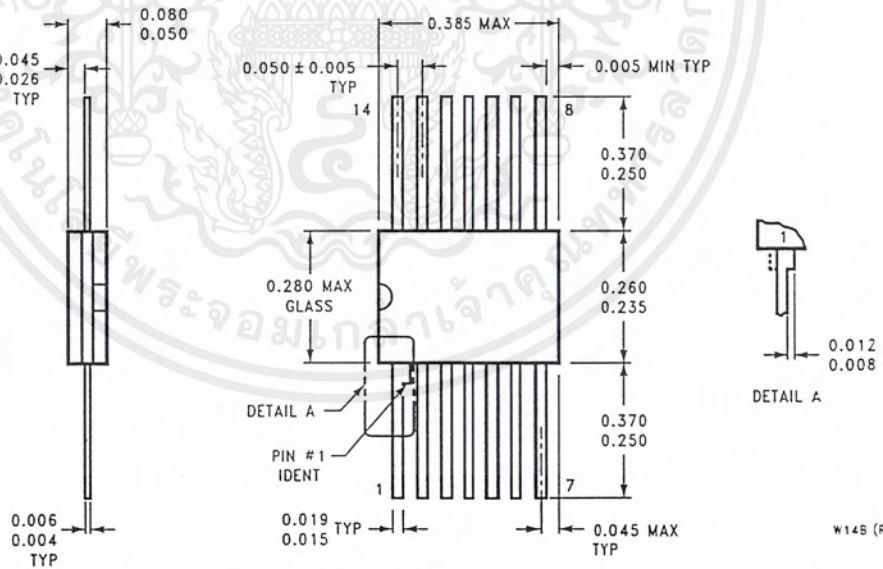
National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LM324N, LM324AN or LM2902N
NS Package Number N14A



Ceramic Flatpak Package
Order Number JL124ABDA, JL124ABZA, JL124ASDA, JL124BDA, JL124BZA,
JL124SDA, LM124AW/883, LM124AWG/883, LM124W/883 or LM124WG/883
NS Package Number W14B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International
IR Rectifier

PD -91690A

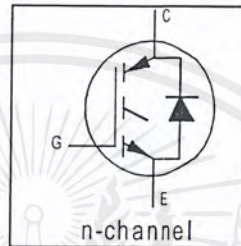
IRG4IBC30KD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Short Circuit Rated
UltraFast IGBT

Features

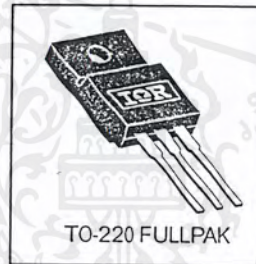
- High switching speed optimized for up to 25kHz with low $V_{CE(on)}$
- Short Circuit Rating $10\mu s$ @ $125^\circ C$, $V_{GE} = 15V$
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than previous generation
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-220 FULLPAK



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(on)}$ typ. = 2.21V
@ $V_{GE} = 15V$, $I_C = 9.2A$

Benefits

- Generation 4 IGBTs offer highest efficiencies available maximizing the power density of the system
- IGBT's optimized for specific application conditions
- HEXFRED™ diodes optimized for performance with IGBTs. Minimized recovery characteristics reduce noise EMI
- Designed to exceed the power handling capability of equivalent industry-standard IGBT



Absolute Maximum Ratings

| | Parameter | Max. | Units |
|-----------------------------|--|-----------------------------------|------------|
| V_{CES} | Collector-to-Emitter Voltage | 600 | V |
| I_C @ $T_C = 25^\circ C$ | Continuous Collector Current | 17 | A |
| I_C @ $T_C = 100^\circ C$ | Continuous Collector Current | 9.2 | |
| I_{CM} | Pulsed Collector Current (10) | 34 | |
| I_{LM} | Clamped Inductive Load Current (10) | 34 | |
| I_F @ $T_C = 100^\circ C$ | Diode Continuous Forward Current | 9.2 | |
| I_{FM} | Diode Maximum Forward Current | 34 | μs |
| t_{sc} | Short Circuit Withstand Time | 10 | |
| V_{ISOL} | RMS Isolation Voltage, Terminal to Case, $t = 1$ min | 2500 | V |
| V_{GE} | Gate-to-Emitter Voltage | ± 20 | |
| P_D @ $T_C = 25^\circ C$ | Maximum Power Dissipation | 45 | W |
| P_D @ $T_C = 100^\circ C$ | Maximum Power Dissipation | 18 | |
| T_J | Operating Junction and | -55 to +150 | $^\circ C$ |
| T_{STG} | Storage Temperature Range | | |
| | Soldering Temperature, for 10 sec. | 300 (0.063 in. (1.6mm) from case) | |
| | Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw. | 10 lbf·in (1.1 N·m) | |

Thermal Resistance

| | Parameter | Typ. | Max. | Units |
|-----------------|---|------------|------|--------------|
| $R_{\theta JC}$ | Junction-to-Case - IGBT | — | 2.8 | $^\circ C/W$ |
| $R_{\theta CS}$ | Junction-to-Case - Diode | — | 3.7 | |
| $R_{\theta JA}$ | Junction-to-Ambient, typical socket mount | — | 65 | |
| Wt | Weight | 2.0 (0.07) | — | g (oz) |

www.irf.com

4/24/2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRG4IBC30KD

International
IR Rectifier

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units | Conditions |
|--------------------------------------|---|------|------|------|-------|--|
| V _{(BR)CES} | Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ^③ | 600 | — | — | V | V _{GE} = 0V, I _C = 250μA |
| ΔV _{(BR)CES/ΔT_J} | Temperature Coeff. of Breakdown Voltage | — | 0.54 | — | V/°C | V _{GE} = 0V, I _C = 1.0mA |
| V _{CE(on)} | Collector-to-Emitter Saturation Voltage | — | 2.21 | 2.7 | V | I _C = 16A I _C = 28A I _C = 16A, T _J = 150°C V _{GE} = 15V See Fig. 2, 5 |
| | | — | 2.88 | — | | |
| | | — | 2.36 | — | | |
| V _{GE(th)} | Gate Threshold Voltage | 3.0 | — | 6.0 | | V _{CE} = V _{GE} , I _C = 250μA |
| ΔV _{GE(th)/ΔT_J} | Temperature Coeff. of Threshold Voltage | — | -12 | — | mV/°C | V _{CE} = V _{GE} , I _C = 250μA |
| g _{fe} | Forward Transconductance ^④ | 5.4 | 8.1 | — | S | V _{CE} = 100V, I _C = 16A |
| I _{CES} | Zero Gate Voltage Collector Current | — | — | 250 | μA | V _{GE} = 0V, V _{CE} = 600V V _{GE} = 0V, V _{CE} = 600V, T _J = 150°C |
| | | — | — | 2500 | | |
| V _{FM} | Diode Forward Voltage Drop | — | 1.4 | 1.7 | V | I _C = 12A See Fig. 13 |
| | | — | 1.3 | 1.6 | | |
| I _{GES} | Gate-to-Emitter Leakage Current | — | — | ±100 | nA | V _{GE} = ±20V |

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units | Conditions |
|---------------------|---|------|------|------|-------|--|
| Q _g | Total Gate Charge (turn-on) | — | 67 | 100 | nC | I _C = 16A V _{CC} = 400V V _{GE} = 15V See Fig. 8 |
| Q _{ge} | Gate - Emitter Charge (turn-on) | — | 11 | 16 | | |
| Q _{gc} | Gate - Collector Charge (turn-on) | — | 25 | 37 | | |
| t _{d(on)} | Turn-On Delay Time | — | 60 | — | ns | T _J = 25°C I _C = 16A, V _{CC} = 480V V _{GE} = 15V, R _G = 23Ω |
| t _r | Rise Time | — | 42 | — | | |
| t _{d(off)} | Turn-Off Delay Time | — | 160 | 250 | | |
| t _f | Fall Time | — | 80 | 120 | | |
| E _{on} | Turn-On Switching Loss | — | 0.60 | — | mJ | Energy losses include "tail" and diode reverse recovery See Fig. 9,10,14 |
| E _{off} | Turn-Off Switching Loss | — | 0.58 | — | | |
| E _{ts} | Total Switching Loss | — | 1.18 | 1.6 | | |
| t _{sc} | Short Circuit Withstand Time | 10 | — | — | μs | V _{CC} = 360V, T _J = 125°C V _{GE} = 15V, R _G = 10Ω, V _{CPK} < 500V |
| t _{d(on)} | Turn-On Delay Time | — | 58 | — | ns | T _J = 150°C, See Fig. 10,11,18 I _C = 16A, V _{CC} = 480V V _{GE} = 15V, R _G = 23Ω |
| t _r | Rise Time | — | 42 | — | | |
| t _{d(off)} | Turn-Off Delay Time | — | 210 | — | | |
| t _f | Fall Time | — | 160 | — | | |
| E _{ts} | Total Switching Loss | — | 1.69 | — | mJ | Energy losses include "tail" and diode reverse recovery |
| L _E | Internal Emitter Inductance | — | 7.5 | — | | |
| C _{ies} | Input Capacitance | — | 920 | — | pF | Measured 5mm from package V _{GE} = 0V V _{CC} = 30V f = 1.0MHz See Fig. 7 |
| C _{oes} | Output Capacitance | — | 110 | — | | |
| C _{res} | Reverse Transfer Capacitance | — | 27 | — | | |
| t _{rr} | Diode Reverse Recovery Time | — | 42 | 60 | ns | T _J = 25°C See Fig. 14 T _J = 125°C 14 |
| | | — | 80 | 120 | | |
| I _{rr} | Diode Peak Reverse Recovery Current | — | 3.5 | 6.0 | A | T _J = 25°C See Fig. 15 T _J = 125°C 15 |
| | | — | 5.6 | 10 | | |
| Q _{rr} | Diode Reverse Recovery Charge | — | 80 | 180 | nC | T _J = 25°C See Fig. 16 T _J = 125°C 16 |
| | | — | 220 | 600 | | |
| di(rec)M/dt | Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t _b | — | 180 | — | A/μs | T _J = 25°C See Fig. 17 T _J = 125°C 17 |
| | | — | 160 | — | | |

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

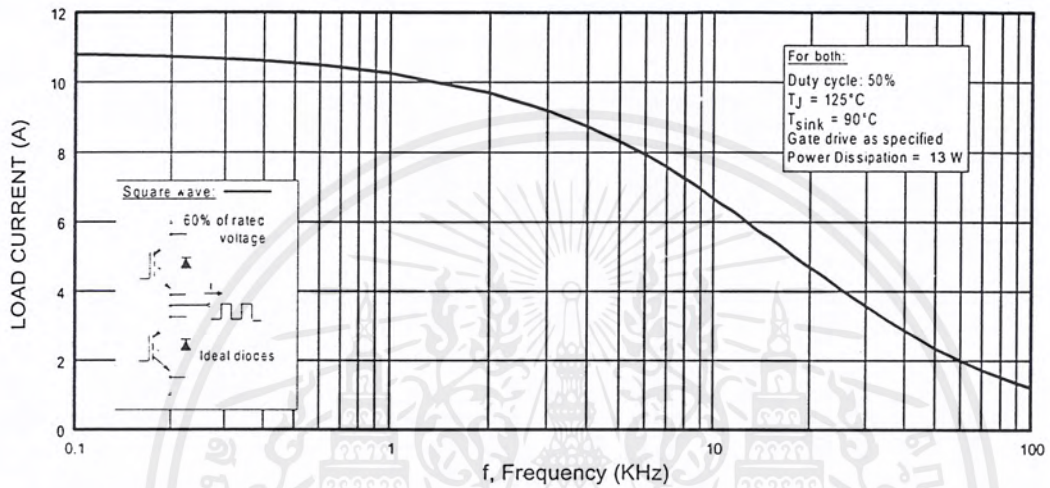


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

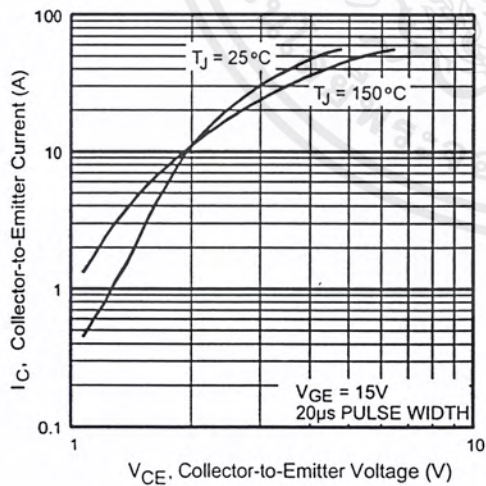


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

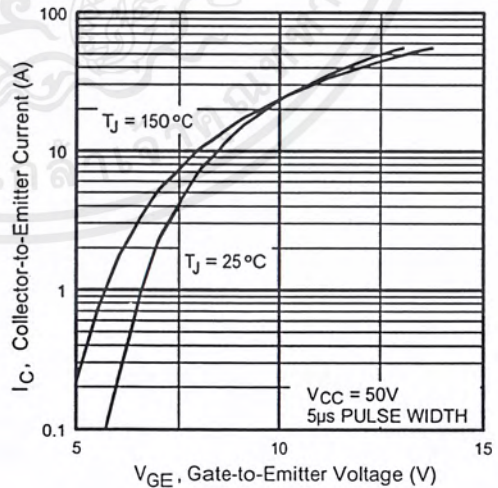


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

IRG4IBC30KD

International
IR Rectifier

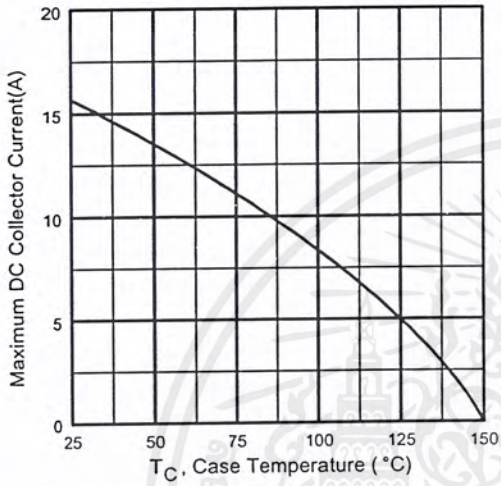


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

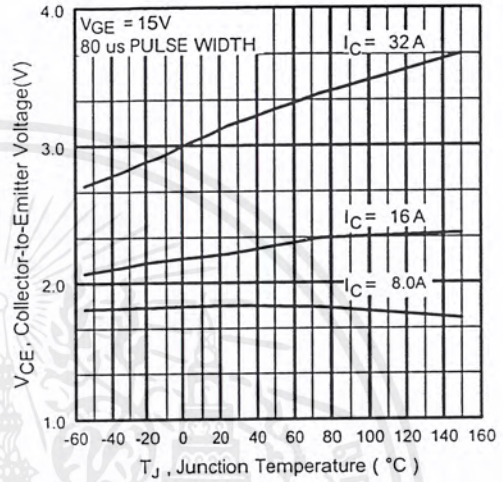


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

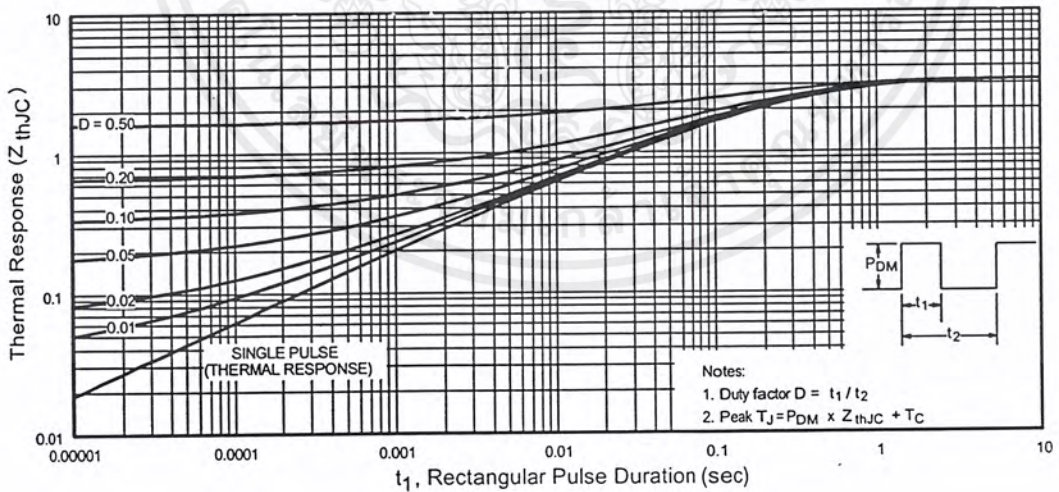


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

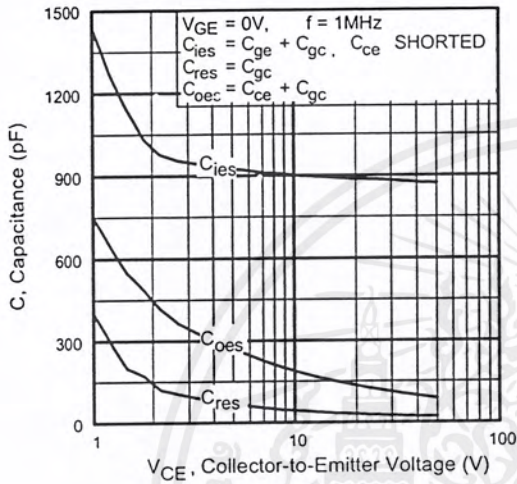


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

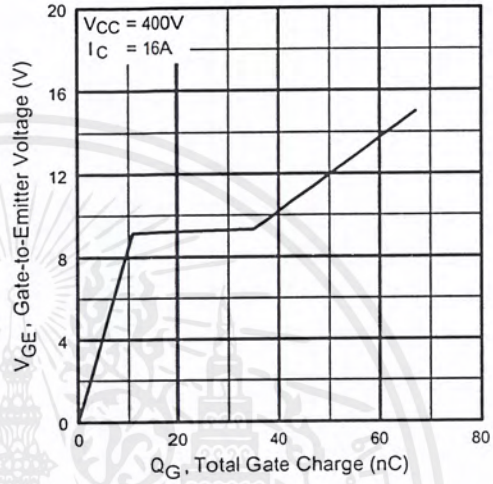


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

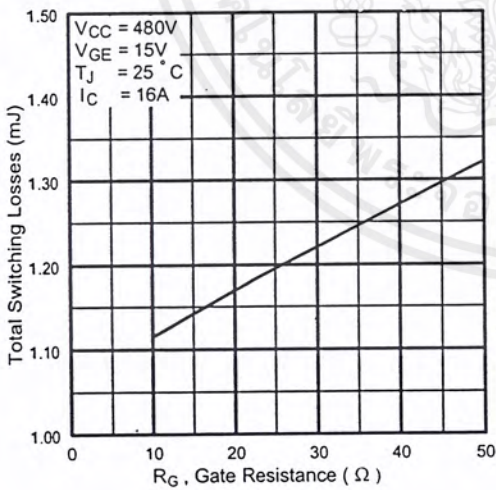


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

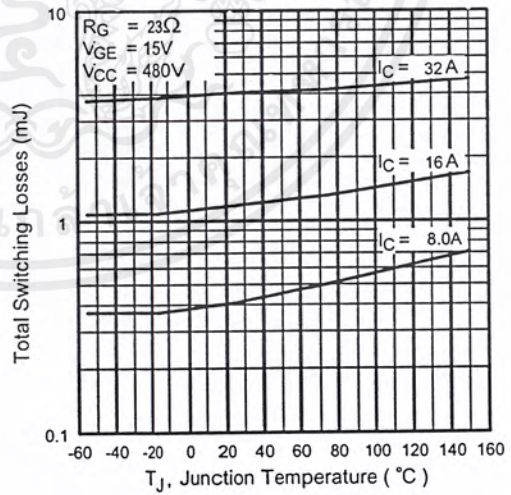


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

IRG4IBC30KD

International
IGBT Rectifier

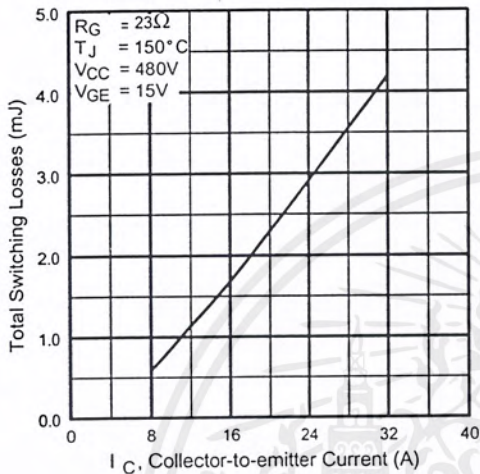


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

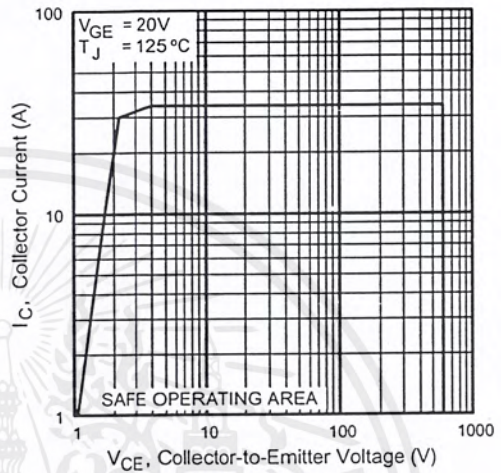


Fig. 12 - Turn-Off SOA

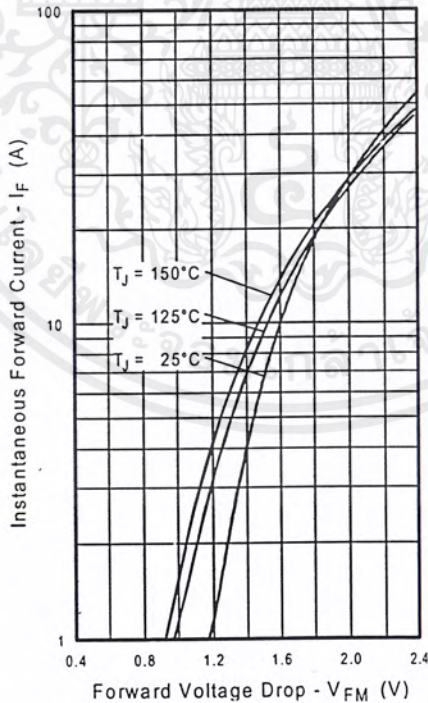


Fig. 13 - Maximum Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International
IR Rectifier

IRG4IBC30KD

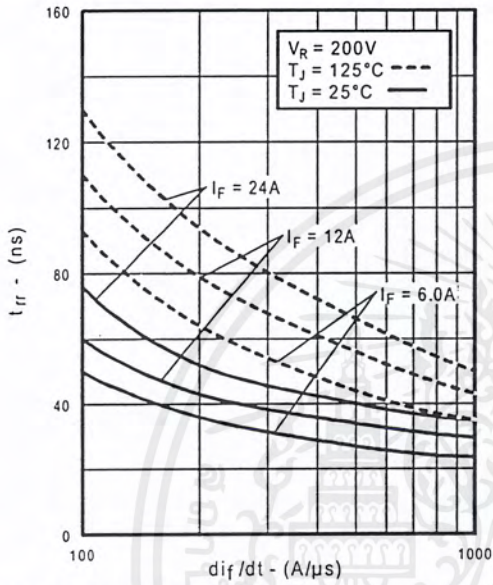


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di_f/dt

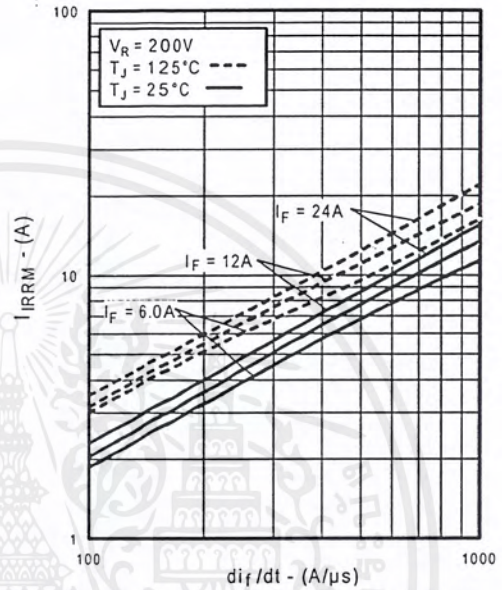


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di_f/dt

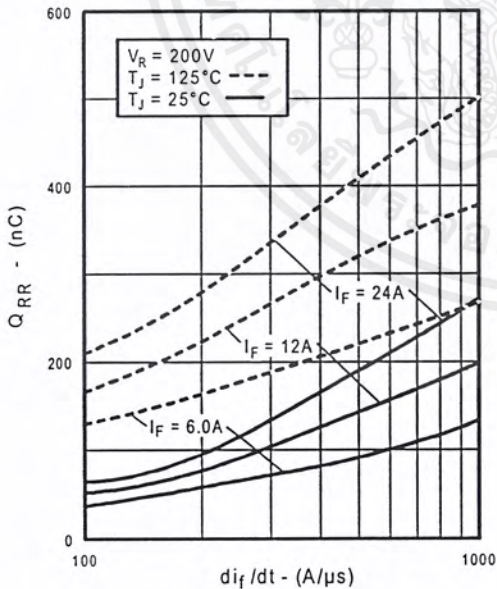


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di_f/dt

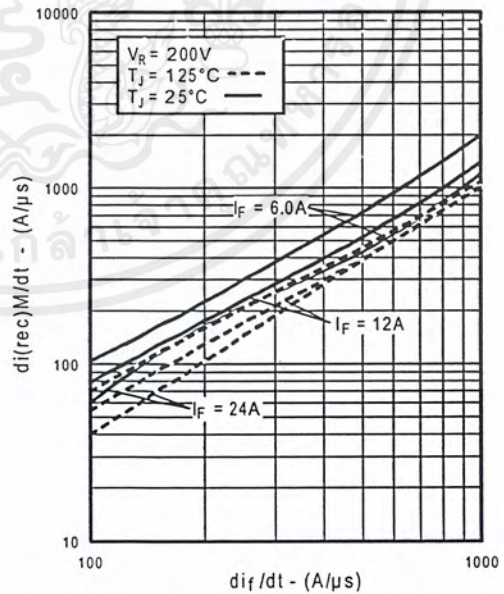


Fig. 17 - Typical $di_{(rec)M}/dt$ vs. di_f/dt

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRG4IBC30KD

International
IOR Rectifier

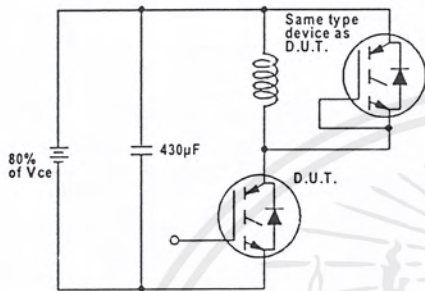


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{LM} , E_{on} , $E_{off}(\text{diode})$, t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr} , $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

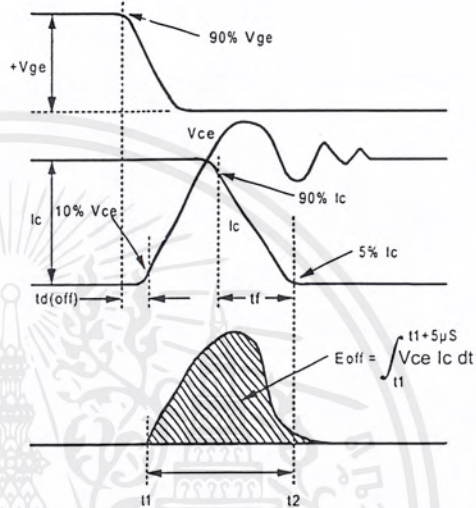


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{off} , $t_{d(off)}$, t_f

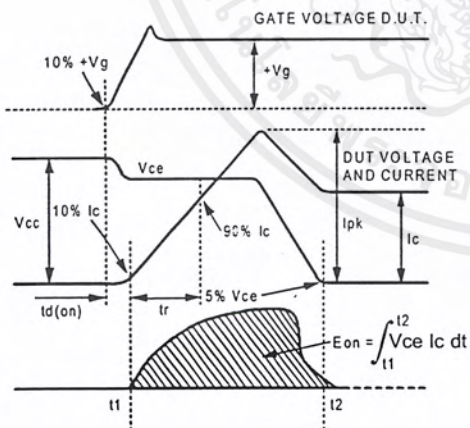


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , $t_{d(on)}$, t_r

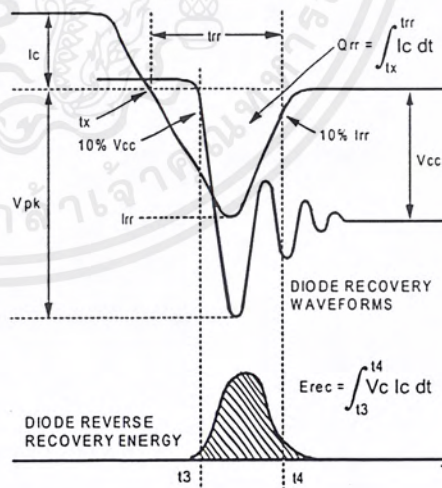


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

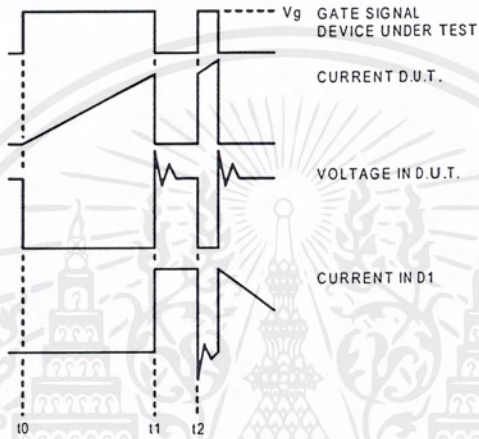


Figure 18e. Macro Waveforms for Figure 18d's Test Circuit

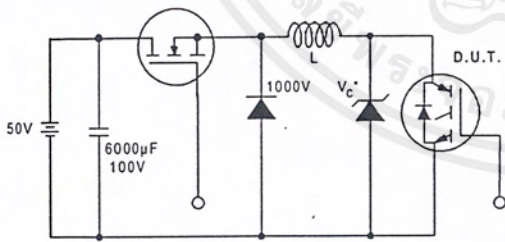


Figure 19. Clamped Inductive Load Test Circuit

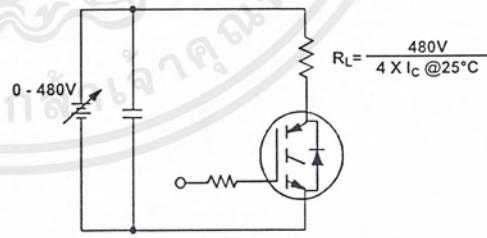


Figure 20. Pulsed Collector Current Test Circuit

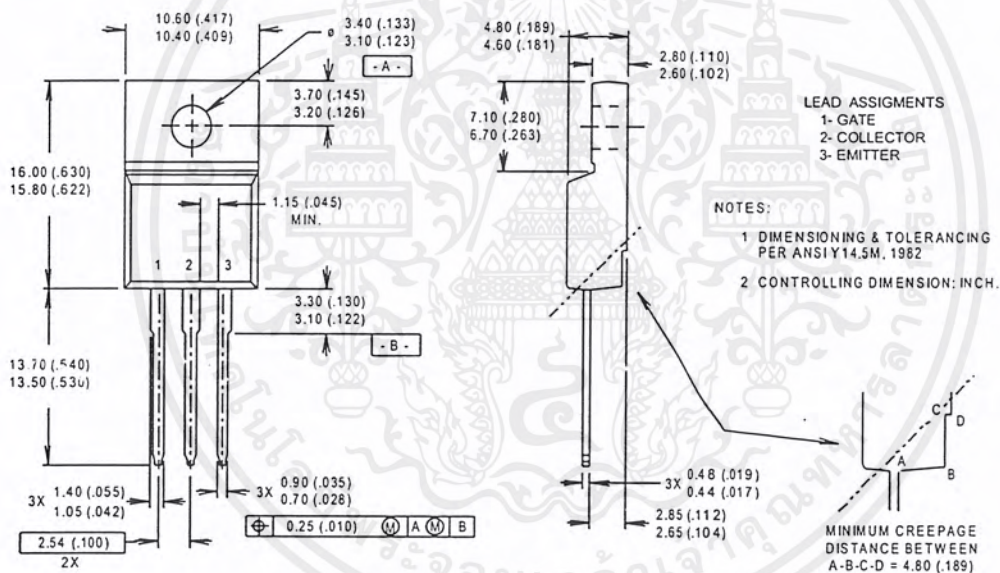
IRG4IBC30KD

International
IR Rectifier

Notes:

- ① Repetitive rating: $V_{GE}=20V$; pulse width limited by maximum junction temperature (figure 20)
- ② $V_{CC}=80\%(V_{CES})$, $V_{GE}=20V$, $L=10\mu H$, $R_G=23\Omega$ (figure 19)
- ③ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.
- ④ Pulse width $5.0\mu s$, single shot.
- ⑤ Uses IRG4BC30KD data and test conditions

Case Outline — TO-220 FULLPAK

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
 IR EUROPEAN REGIONAL CENTRE: 439/445 Godstone Rd, Whyteleafe, Surrey CR3 0BL, UK Tel: ++ 44 (0)20 8645 8000
 IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200
 IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 (0) 6172 96590
 IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 011 451 0111
 IR JAPAN: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo 171 Tel: 81 (0)3 3983 0086
 IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 (0)838 4630
 IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673 Tel: 886-(0)2 2377 9936
 Data and specifications subject to change without notice. 10/00

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRGP30B120KD-E

International
IGBT Rectifier

Fig. CT.1 - Gate Charge Circuit (turn-off)

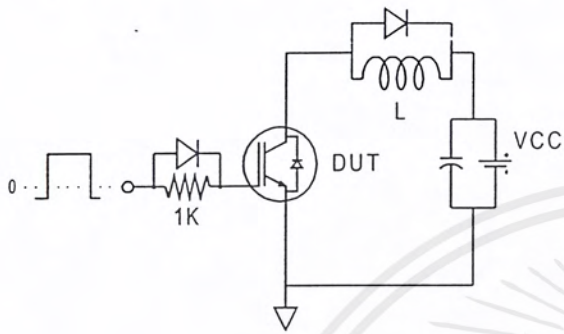


Fig. CT.2 - RBSOA Circuit

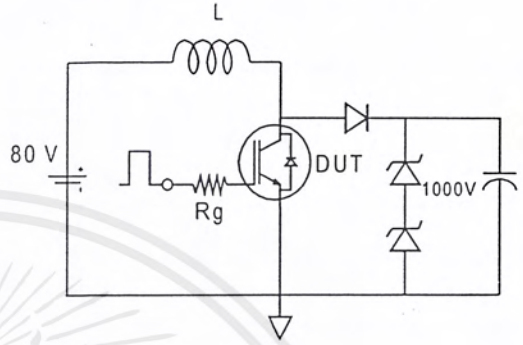


Fig. CT.3 - S.C. SOA Circuit

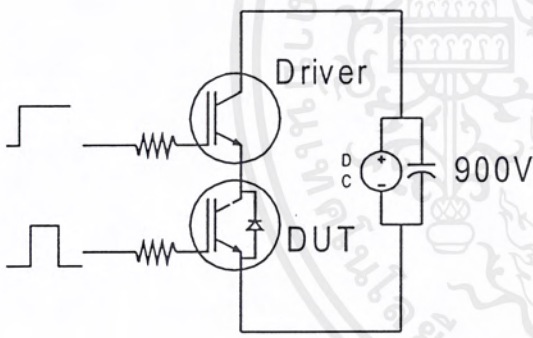


Fig. CT.4 - Switching Loss Circuit

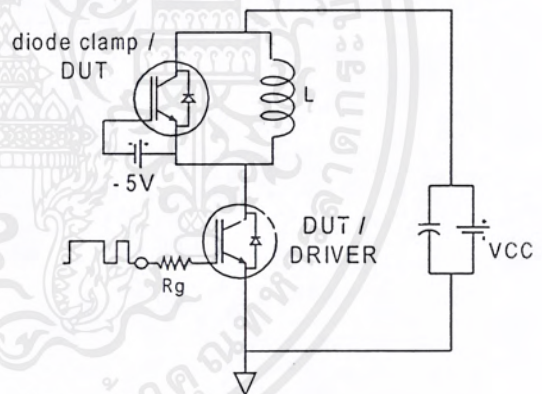
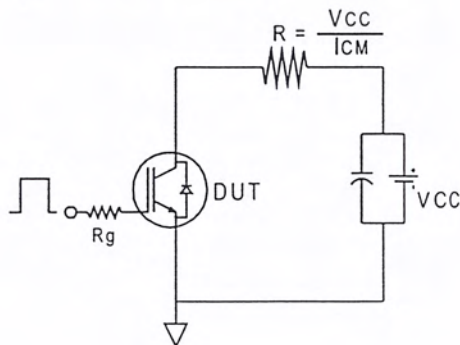


Fig. CT.5 - Resistive Load Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRGP30B120KD-E

Fig. WF.1 - Typ. Turn-off Loss Waveform
@ $T_j=125^\circ\text{C}$ using Fig. CT.4

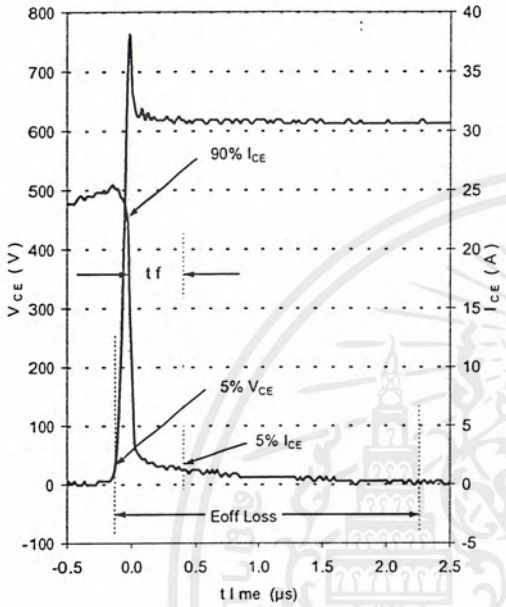


Fig. WF.2 - Typ. Turn-on Loss Waveform
@ $T_j=125^\circ\text{C}$ using Fig. CT.4

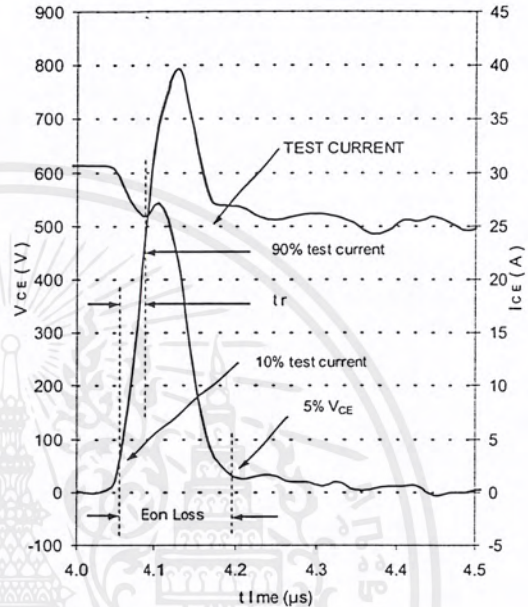


Fig. WF.3 - Typ. Diode Recovery Waveform
@ $T_j=125^\circ\text{C}$ using Fig. CT.4

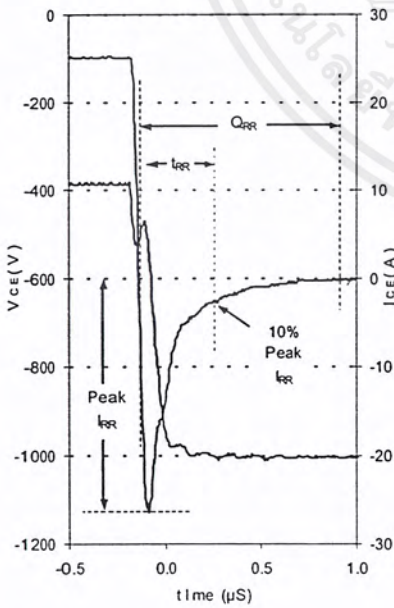
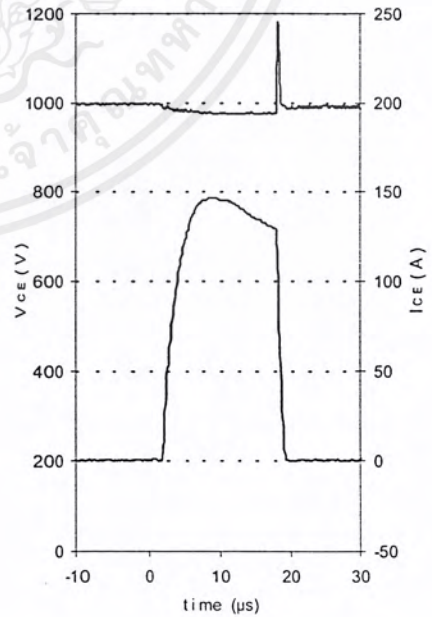


Fig. WF.4 - Typ. S.C. Waveform
@ $T_C=150^\circ\text{C}$ using Fig. CT.3



IR2110/iR2113 (S)

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

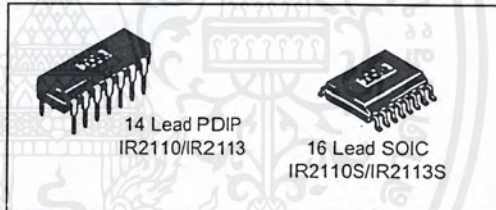
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

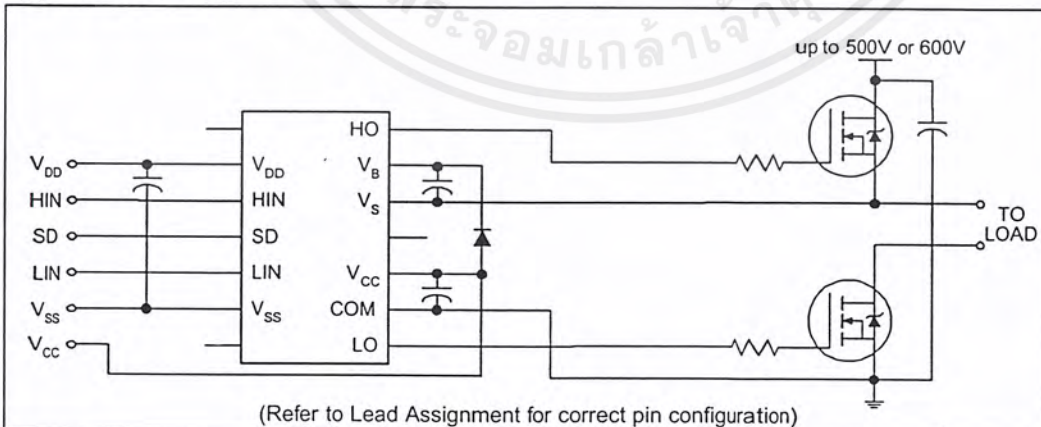
Product Summary

| | |
|------------------------------|-------------|
| V_{OFFSET} (IR2110) | 500V max. |
| (IR2113) | 600V max. |
| $I_{\text{O}+/-}$ | 2A / 2A |
| V_{OUT} | 10 - 20V |
| $t_{\text{on/off}}$ (typ.) | 120 & 94 ns |
| Delay Matching | 10 ns |

Packages



Typical Connection



www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

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. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

| Symbol | Definition | Min. | Max. | Units | |
|------------|--|----------------|----------------|------------------|--------------------|
| V_B | High side floating supply voltage (IR2110) | -0.3 | 525 | V | |
| | (IR2113) | -0.3 | 625 | | |
| V_S | High side floating supply offset voltage | $V_B - 25$ | $V_B + 0.3$ | | |
| V_{HO} | High side floating output voltage | $V_S - 0.3$ | $V_B + 0.3$ | | |
| V_{CC} | Low side fixed supply voltage | -0.3 | 25 | | |
| V_{LO} | Low side output voltage | -0.3 | $V_{CC} + 0.3$ | | |
| V_{DD} | Logic supply voltage | -0.3 | $V_{SS} + 25$ | | |
| V_{SS} | Logic supply offset voltage | $V_{CC} - 25$ | $V_{CC} + 0.3$ | | |
| V_{IN} | Logic input voltage (HIN, LIN & SD) | $V_{SS} - 0.3$ | $V_{DD} + 0.3$ | | |
| dV_S/dt | Allowable offset supply voltage transient (figure 2) | — | 50 | | V/ns |
| P_D | Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ | (14 lead DIP) | — | 1.6 | W |
| | | (16 lead SOIC) | — | 1.25 | |
| R_{THJA} | Thermal resistance, junction to ambient | (14 lead DIP) | — | 75 | $^\circ\text{C/W}$ |
| | | (16 lead SOIC) | — | 100 | |
| T_J | Junction temperature | — | 150 | $^\circ\text{C}$ | |
| 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 figure 1. For proper operation the device should be used with 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 figures 36 and 37.

| Symbol | Definition | 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 (IR2110) | Note 1 | 500 | |
| | (IR2113) | Note 1 | 600 | |
| V_{HO} | High side floating 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 | $V_{SS} + 3$ | $V_{SS} + 20$ | |
| V_{SS} | Logic supply offset voltage | -5 (Note 2) | 5 | |
| V_{IN} | Logic input voltage (HIN, LIN & SD) | V_{SS} | V_{DD} | |
| T_A | Ambient temperature | -40 | 125 | |

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to $-V_{BS}$.

Note 2: When $V_{DD} < 5V$, the minimum V_{SS} offset is limited to $-V_{DD}$.

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in: Figure 3.

| Symbol | Definition | Figure | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|-----------|-------------------------------------|--------|------|------|------|-------|-------------------|
| t_{on} | Turn-on propagation delay | 7 | — | 120 | 150 | ns | $V_S = 0V$ |
| t_{off} | Turn-off propagation delay | 8 | — | 94 | 125 | | $V_S = 500V/600V$ |
| t_{sd} | Shutdown propagation delay | 9 | — | 110 | 140 | | $V_S = 500V/600V$ |
| t_r | Turn-on rise time | 10 | — | 25 | 35 | | |
| t_f | Turn-off fall time | 11 | — | 17 | 25 | | |
| MT | Delay matching, HS & LS turn-on/off | — | — | — | 10 | | |

Static Electrical Characteristics

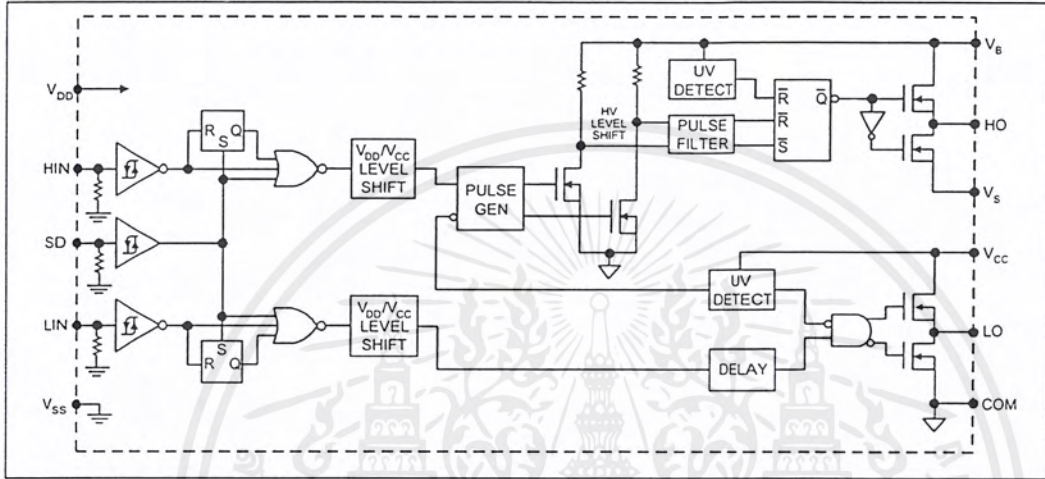
V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

| Symbol | Definition | Figure | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|-------------|---|--------|------|------|------|---------------|--|
| V_{IH} | Logic "1" input voltage | 12 | 9.5 | — | — | V | |
| V_{IL} | Logic "0" input voltage | 13 | — | — | 6.0 | | |
| V_{OH} | High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$ | 14 | — | — | 1.2 | | $I_O = 0A$ |
| V_{OL} | Low level output voltage, V_O | 15 | — | — | 0.1 | | $I_O = 0A$ |
| I_{LK} | Offset supply leakage current | 16 | — | — | 50 | μA | $V_B = V_S = 500V/600V$ |
| I_{QBS} | Quiescent V_{BS} supply current | 17 | — | 125 | 230 | | $V_{IN} = 0V$ or V_{DD} |
| I_{QCC} | Quiescent V_{CC} supply current | 18 | — | 180 | 340 | | $V_{IN} = 0V$ or V_{DD} |
| I_{QDD} | Quiescent V_{DD} supply current | 19 | — | 15 | 30 | | $V_{IN} = 0V$ or V_{DD} |
| I_{IN+} | Logic "1" input bias current | 20 | — | 20 | 40 | | $V_{IN} = V_{DD}$ |
| I_{IN-} | Logic "0" input bias current | 21 | — | — | 1.0 | $V_{IN} = 0V$ | |
| V_{BSUV+} | V_{BS} supply undervoltage positive going threshold | 22 | 7.5 | 8.6 | 9.7 | V | |
| V_{BSUV-} | V_{BS} supply undervoltage negative going threshold | 23 | 7.0 | 8.2 | 9.4 | | |
| V_{CCUV+} | V_{CC} supply undervoltage positive going threshold | 24 | 7.4 | 8.5 | 9.6 | | |
| V_{CCUV-} | V_{CC} supply undervoltage negative going threshold | 25 | 7.0 | 8.2 | 9.4 | | |
| I_{O+} | Output high short circuit pulsed current | 26 | 2.0 | 2.5 | — | A | $V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$ |
| I_{O-} | Output low short circuit pulsed current | 27 | 2.0 | 2.5 | — | | $V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$ |

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

| Symbol | Description |
|--------|---|
| VDD | Logic supply |
| HIN | Logic input for high side gate driver output (HO), in phase |
| SD | Logic input for shutdown |
| LIN | Logic input for low side gate driver output (LO), in phase |
| VSS | Logic ground |
| VB | High side floating supply |
| HO | High side gate drive output |
| VS | High side floating supply return |
| VCC | Low side supply |
| LO | Low side gate drive output |
| COM | Low side return |

Lead Assignments

| | |
|----------------------|---------------------------------|
| <p>14 Lead PDIP</p> | <p>16 Lead SOIC (Wide Body)</p> |
| IR2110/IR2113 | IR2110S/IR2113S |
| Part Number | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2110/IR2113 (S)

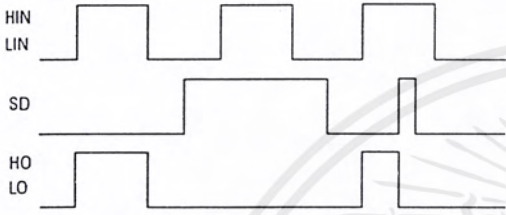


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

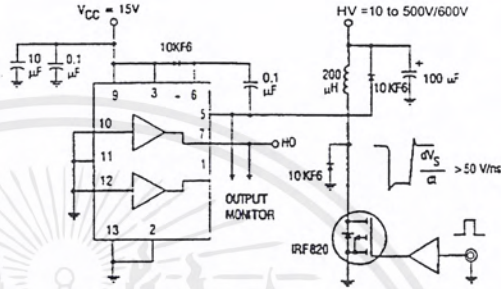


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

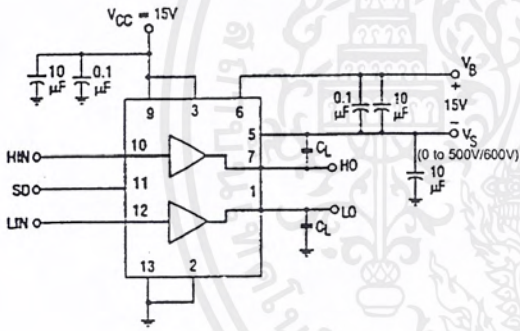


Figure 3. Switching Time Test Circuit

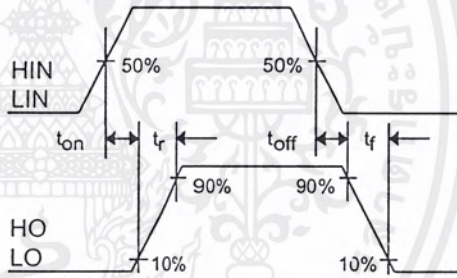


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

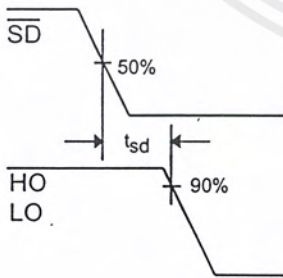


Figure 3. Shutdown Waveform Definitions

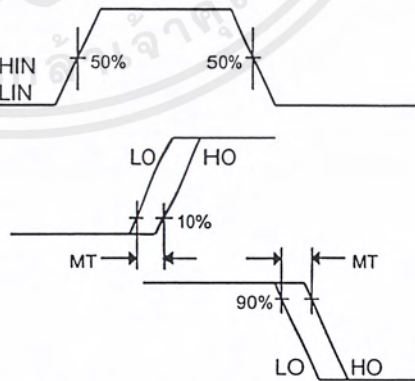


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

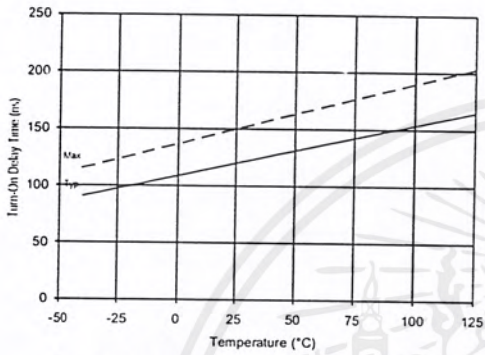


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

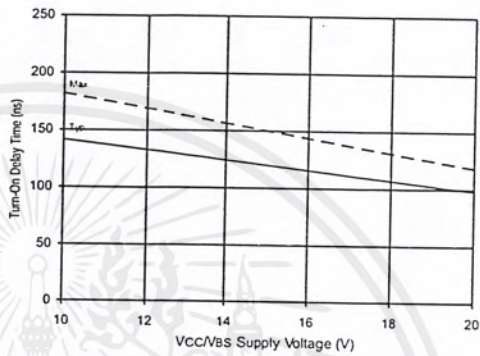


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

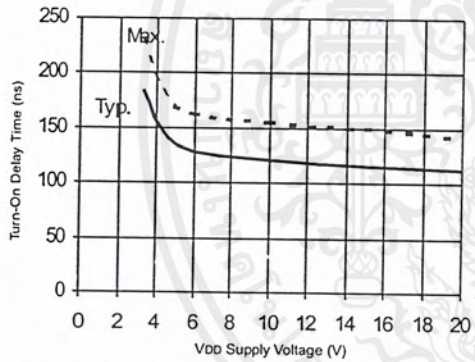


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

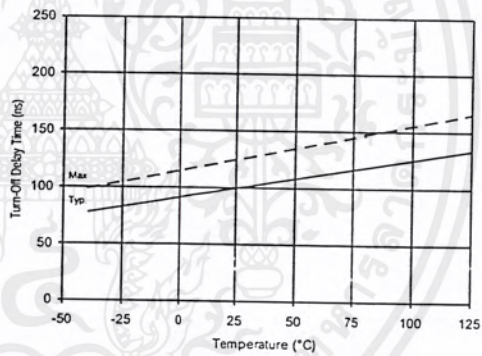


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

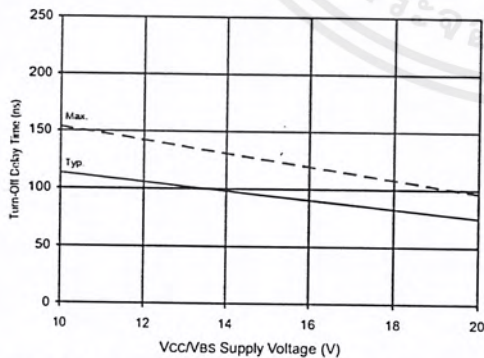


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

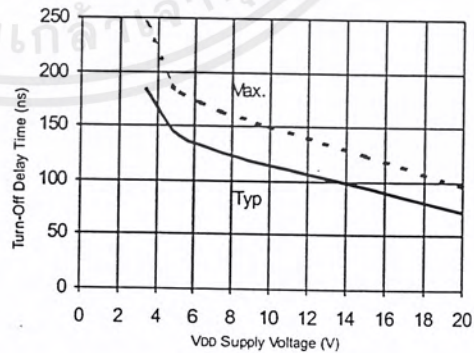


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

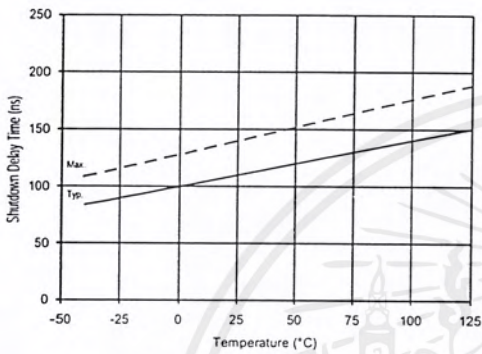


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

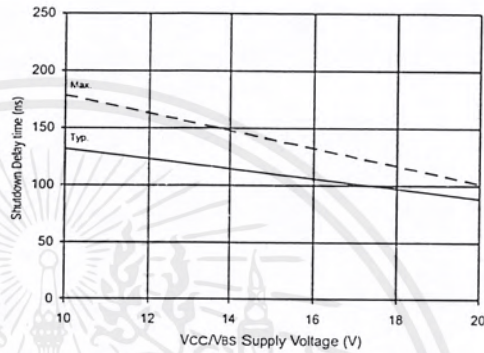


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

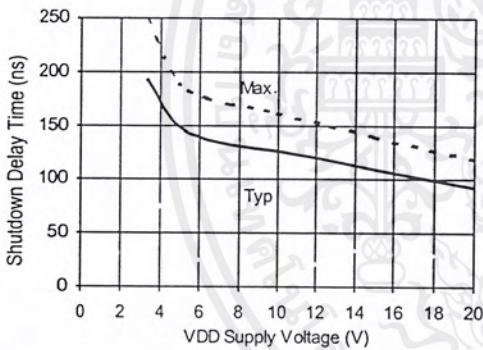


Figure 9C. Shutdown Time vs. Vdd Supply Voltage

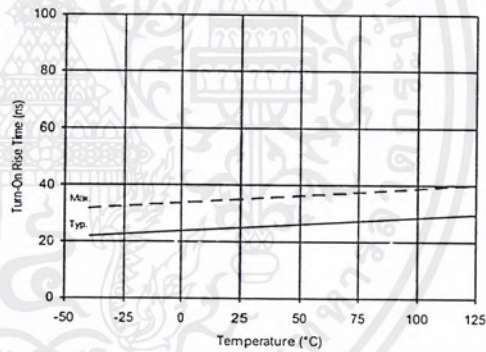


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

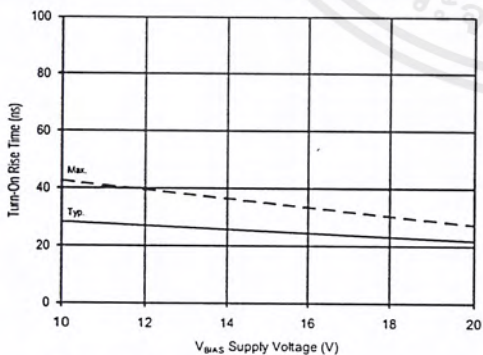


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

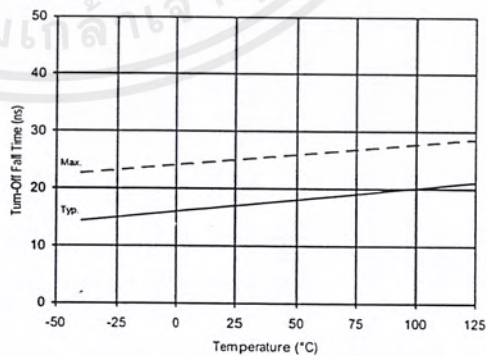


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

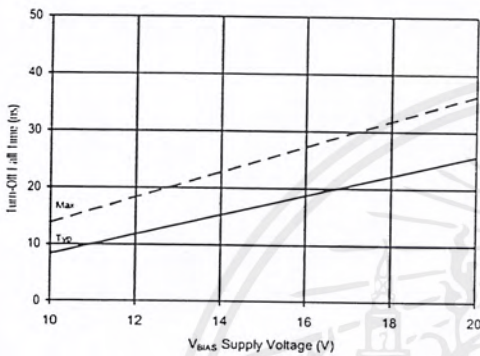


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

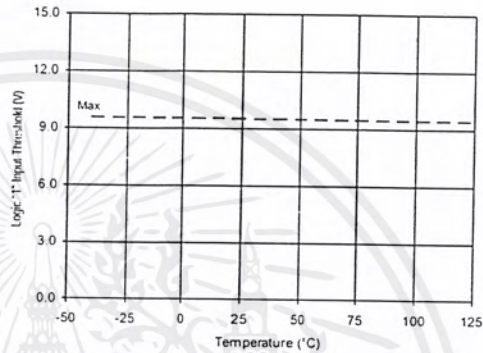


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

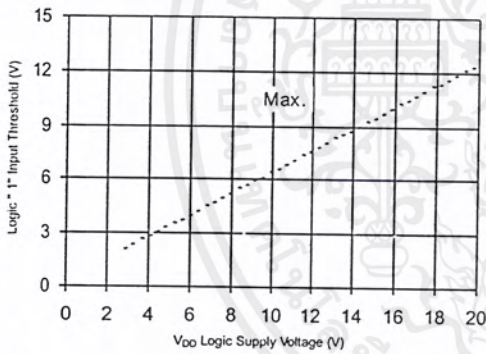


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

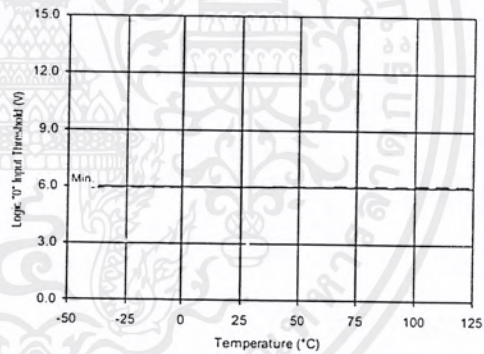


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

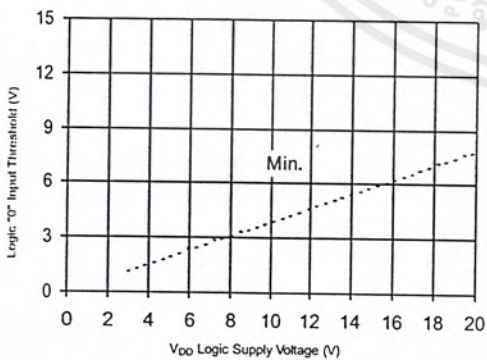


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

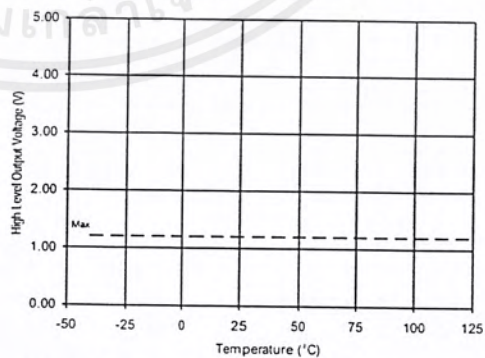


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

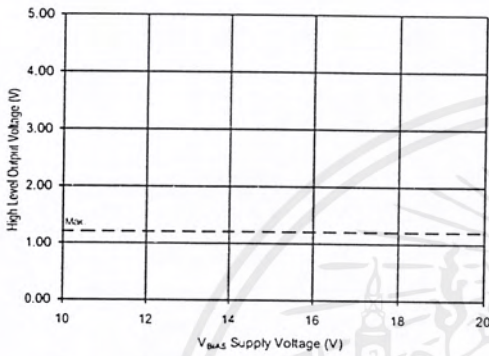


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

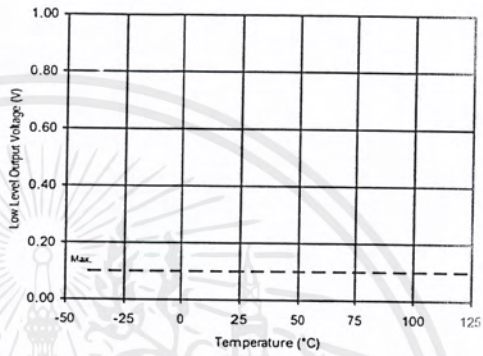


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

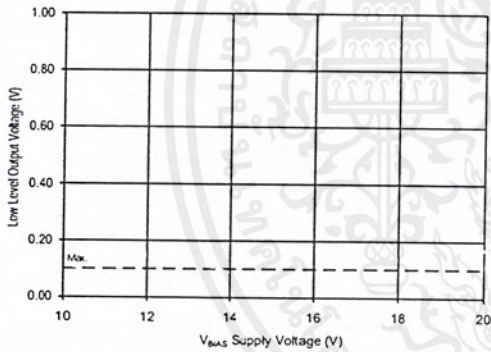


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

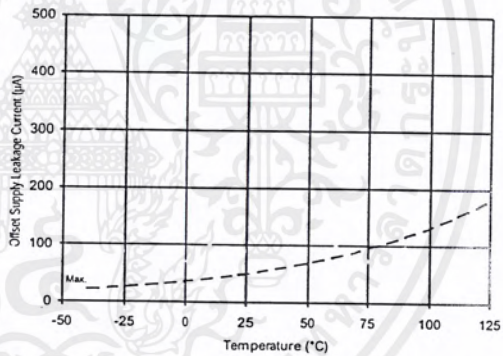


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

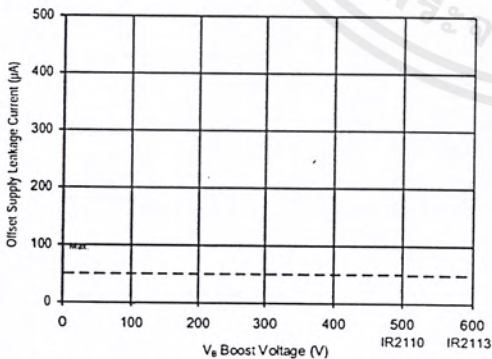


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

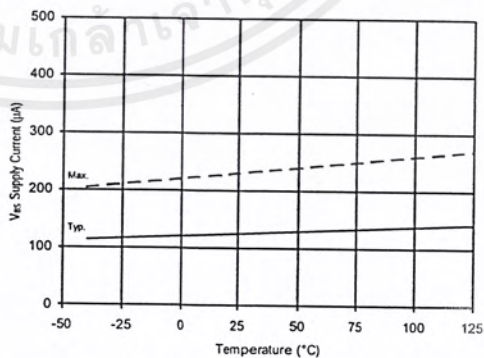


Figure 17A. V_{BAS} Supply Current vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

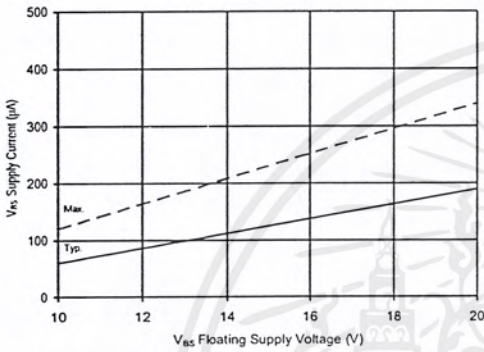


Figure 17B. V_{AS} Supply Current vs. Voltage

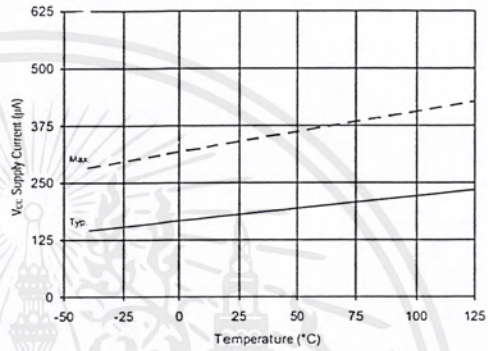


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

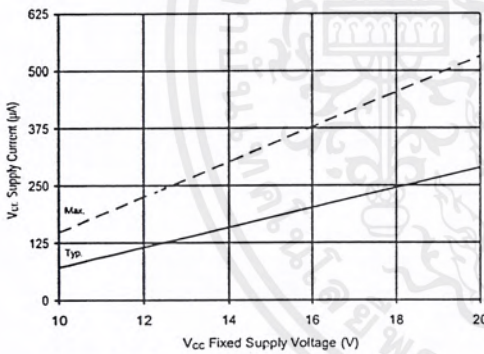


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

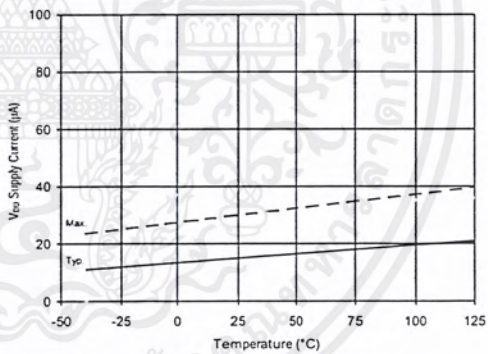


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

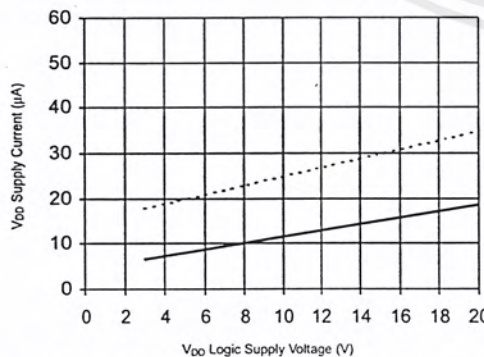


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. V_{DD} Voltage

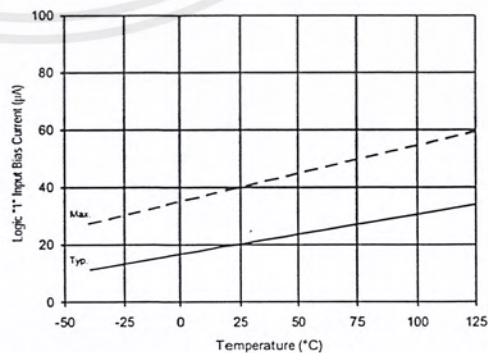


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

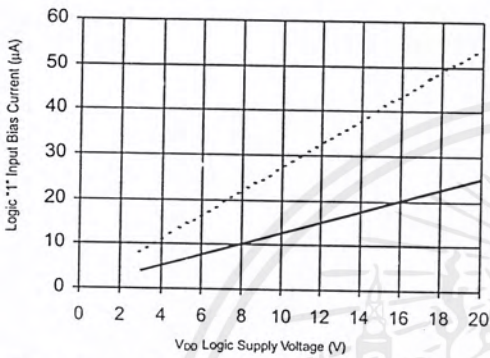


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

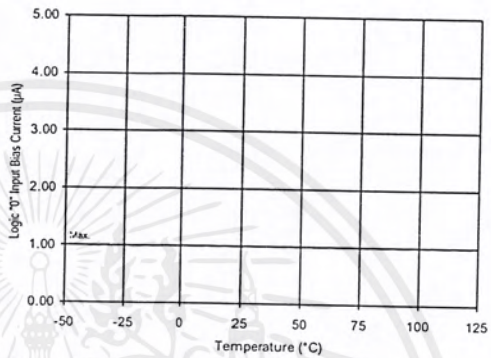


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

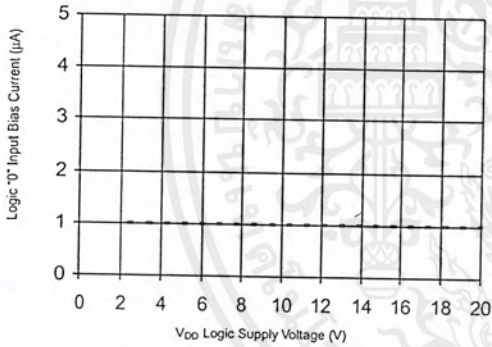


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} Voltage

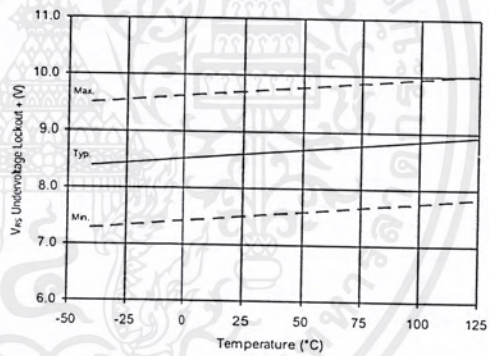


Figure 22. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

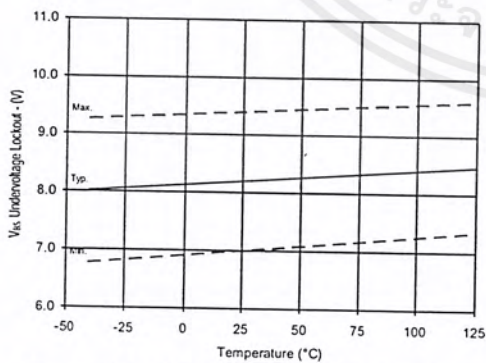


Figure 23. V_{BS} Undervoltage (-) vs. Temperature

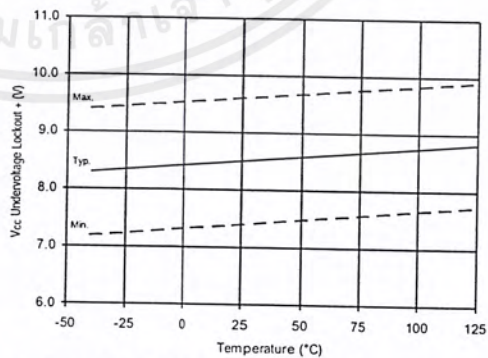


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

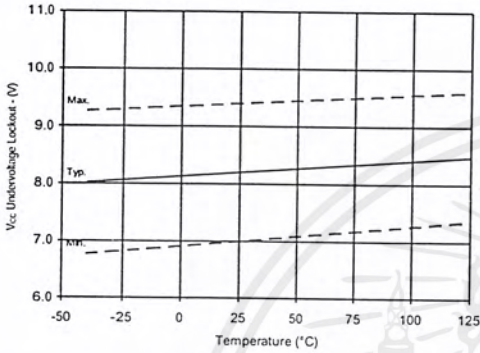


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

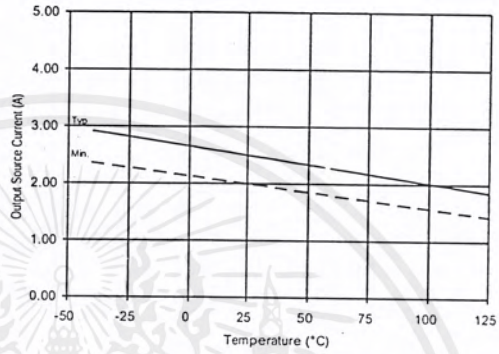


Figure 25. Vcc Undervoltage (-) vs. Temperature

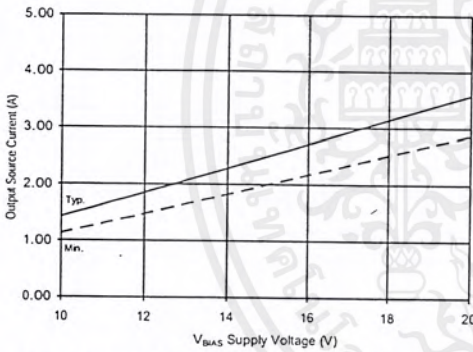


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

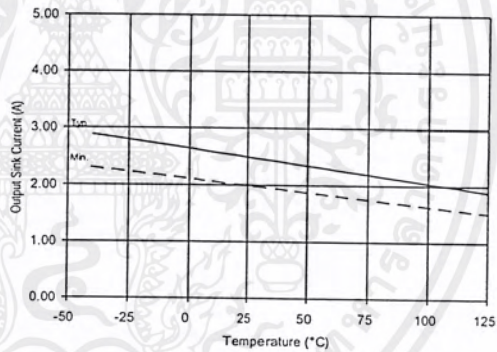


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

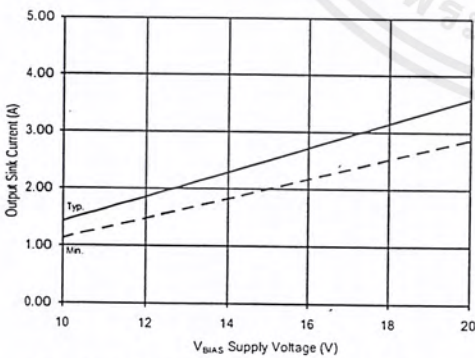


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

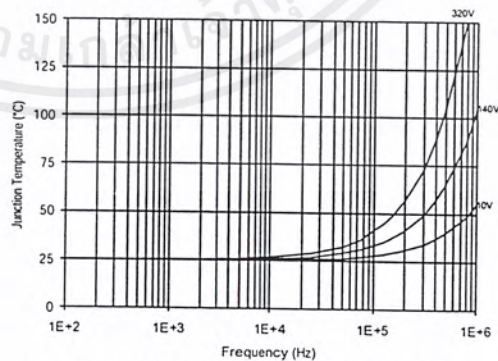


Figure 28. IR2110/IR2113 T_j vs. Frequency
(IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2110/IR2113 (S)

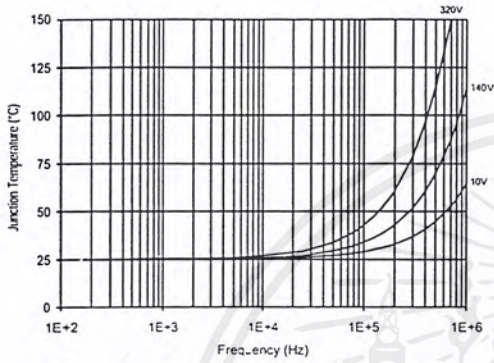


Figure 29. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega, V_{CC} = 15V$

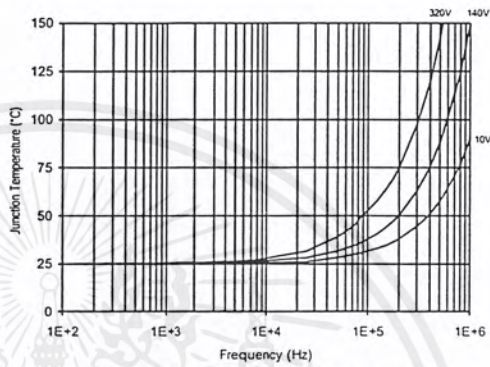


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega, V_{CC} = 15V$

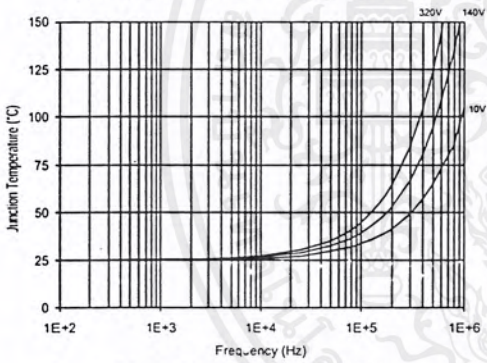


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega, V_{CC} = 15V$

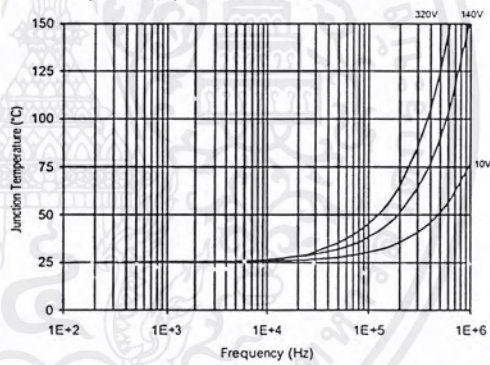


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega, V_{CC} = 15V$

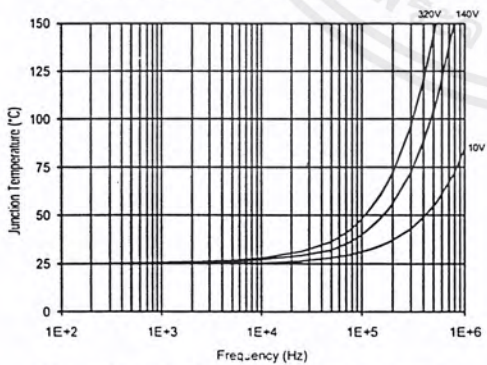


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega, V_{CC} = 15V$

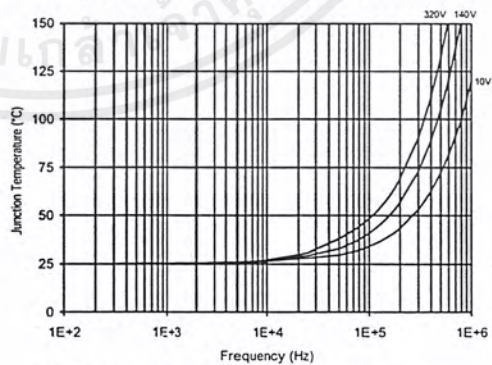


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega, V_{CC} = 15V$

IR2110/IR2113 (s)

International
IR Rectifier

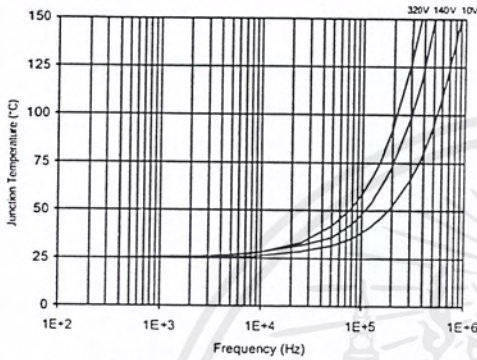


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50)
 $R_{GATE} = 10\Omega, V_{CC} = 15V$

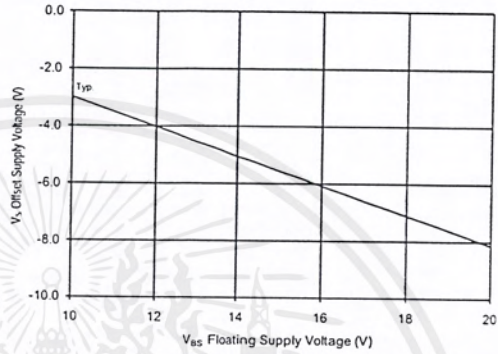


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

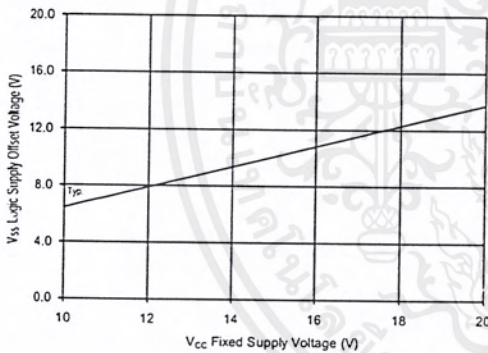


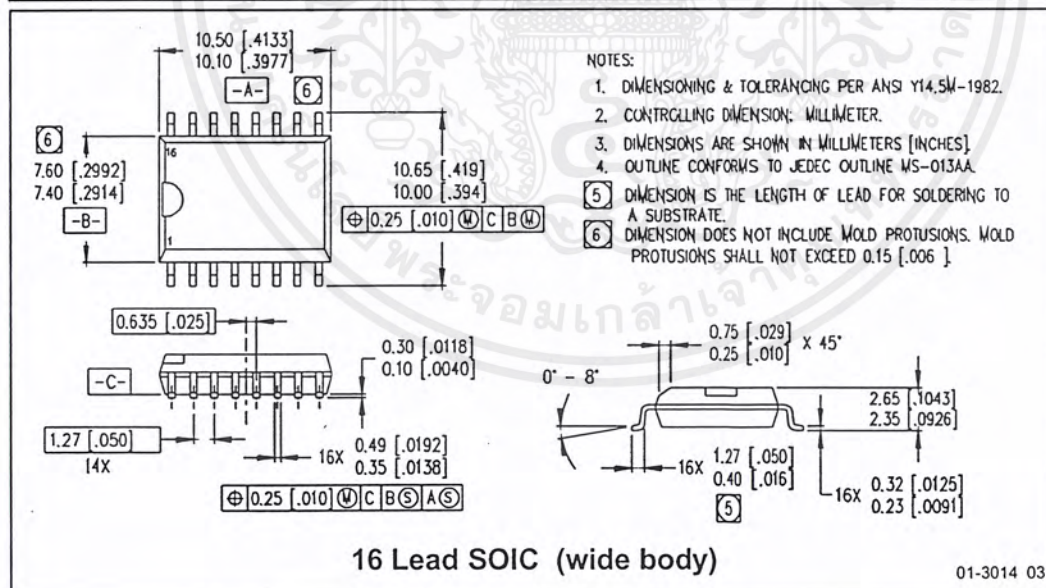
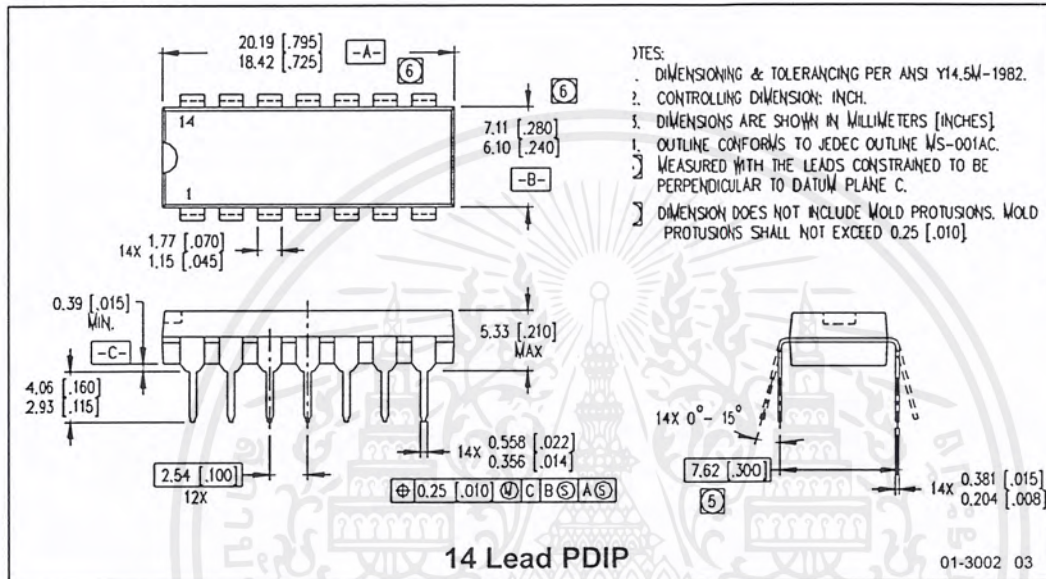
Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International
IR Rectifier

IR2110/IR2113 (S)

Case Outlines



WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 2/27/2001

www.irf.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับมีลักษณะคล้ายกับการใช้งานอุปกรณ์ไฟฟ้าทั่วไปไม่ยุ่งยากสลับซับซ้อนมากนักแต่ก็ต้องมีความระมัดระวังในการใช้งานเพราะเป็นอุปกรณ์ไฟฟ้านั้นเอง ภายในเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับนั้นจะมีแบตเตอรี่ 24 โวลต์ซึ่งเป็นแหล่งพลังงานให้กับเครื่องการใช้งานมีขั้นตอนการปฏิบัติดังต่อไปนี้

ขั้นตอนการใช้งาน

1. กดสวิตช์ POWER ไปที่ตำแหน่ง “ON” ที่สวิตช์จะมี LED สีแดงติดอยู่ ถ้าเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับมีการทำงาน LED ก็จะสว่าง
2. นำเต้าเสียบของอุปกรณ์ที่จะใช้งานอย่างเช่น โคมไฟฟ้า หลอดไฟฟ้าเสียบกับเต้ารับซึ่งอยู่ด้านหลังของเครื่องที่เต้ารับจะมีแรงดันไฟฟ้า 220 โวลต์ ที่ใช้กับอุปกรณ์และเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้าน
3. เมื่อไม่ต้องการใช้งานอุปกรณ์หรือเครื่องใช้ไฟฟ้า ก็ให้ถอดเต้าเสียบออกจากเต้ารับ ของเครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ
4. กดสวิตช์ POWER ไปที่ตำแหน่ง “OFF” และ LED สีแดงจะดับ การถอดแบตเตอรี่เพื่อนำไปชาร์จไฟ

เครื่องเพิ่มและแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ นั้นจะ ใช้แบตเตอรี่ 24 โวลต์เป็นแหล่งพลังงานต้นกำลัง เมื่อมีการใช้งานแรงดันไฟฟ้าที่แบตเตอรี่จะลดลง LED ของ Low battery จะสว่างและเครื่องจะหยุดการทำงานทันทีเพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดกับเครื่อง ดังนั้นต้องมีการถอดแบตเตอรี่เพื่อนำไปชาร์จไฟ การถอดแบตเตอรี่จะต้องทำดังต่อไปนี้

1. กดสวิตช์ POWER ไปที่ตำแหน่ง “OFF”
2. ใช้ไขควงปากแฉกกลายสกรูด้านหน้าและด้านหลังออกแล้วถอดฝาครอบด้านข้างออก
3. ถอดสายไฟที่ต่ออยู่กับขั้วของแบตเตอรี่และยกแบตเตอรี่ออกเพื่อนำไปชาร์จไฟ เพื่อป้องกันการต่อสายผิดขั้วให้ทำเครื่องหมายติดที่ขั้วของสายไฟ
4. เมื่อชาร์จไฟเสร็จแล้วนำแบตเตอรี่มาไว้ตำแหน่งเดิมพร้อมกับต่อสายไฟที่ถอดออกให้เรียบร้อยแล้วนำฝาครอบมาใส่และขันสกรูให้เรียบร้อย
5. กดสวิตช์ POWER ไปที่ตำแหน่ง “ON” เพื่อทำการตรวจสอบการทำงานขอมเครื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- ชูชัย สารตั้งเจริญและ ADVAN ENGINEERING GRUOP. การออกแบบวงจรอดสชิตเตอร์
พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ: ภาพพิมพ์. 2524.
- ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล. คู่มืออิเล็กทรอนิกส์. กรุงเทพฯ: เอช-เอนการพิมพ์. 2538
- สุวัฒน์ แซ่ตัน. สวิตซ์-เพาเวอร์ซัพพลายในโทรทัศน์สี. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ: สำนักพิมพ์วิชา
- Fransis Brichant. **Fore-Commulated Inverters**. Translated by E.Griffin. NORTH
OXFORD ACADEMIC:1994



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



| | |
|-----------------------------------|---|
| ชื่อผู้ทำปริญญาเนิพนธ์ | นายจักรพันธ์ ศิริจันทร์บุตร์ |
| วันเดือนปีเกิด | 28 เมษายน 2522 |
| สถานที่เกิด | โรงพยาบาลอุดรธานี |
| ภูมิลำเนาเดิม | 194 หมู่ 8 บ้าน โคกศรีสำราญ ต.เสอเพลอ อ.กุมภวาปี จ.อุดรธานี 41370 |
| ที่อยู่ปัจจุบัน | 16/23 หมู่ 1 แขวงจรเข้บัว เขตลาดพร้าว กรุงเทพมหานคร 10310 |
| โทรศัพท์ | - |
| ประวัติการศึกษา | |
| ประถมศึกษา | โรงเรียนบ้านโคกศรีสำราญวังหน้าผา |
| มัธยมศึกษาตอนต้น | โรงเรียนอุดรธรรมานุสรณ์ |
| ประกาศนียบัตรวิชาชีพ(ปวช.) | วิทยาลัยเทคนิคอุดรธานี |
| ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(ปวส.) | สถาบันเทคโนโลยีราชมงคลวิทยาเขตพระนคร เหนือ |
| ปริญญาตรี | สาขาวิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง |
| คดีพจน์ | ฝึกเป็นครู ฐึ้เป็นอาจารย์ ไม่มีสิ่งใดที่ดีและเลวสมบูรณ์แบบ ทุกสิ่งทุก อย่าง ล้วนแล้วแต่มีทั้งข้อดีและข้อเสียอยู่ในตัว |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



| | |
|-----------------------------------|---|
| ชื่อผู้ทำปฏิญาณนิพนธ์ | นายสันติ เพ็ชรธรรม |
| วันเดือนปีเกิด | 11 กุมภาพันธ์ 2521 |
| สถานที่เกิด | โรงพยาบาลเดชอุดม |
| ภูมิลำเนาเดิม | อุบลราชธานี |
| ที่อยู่ปัจจุบัน | 131 หมู่ 14 ต.เมืองเดช อําเภอเดชอุดม จังหวัดอุบลราชธานี 34160 |
| โทรศัพท์ | 045-361845, 361325 |
| ประวัติการศึกษา | |
| ประถมศึกษา | โรงเรียนนาคสมุทรสงเคราะห์ |
| มัธยมศึกษาตอนต้น | โรงเรียนเดชอุดม |
| ประกาศนียบัตรวิชาชีพ(ปวช.) | วิทยาลัยเทคนิคอุบลราชธานี |
| ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(ปวส.) | วิทยาลัยเทคนิคท่าหลวงซีเมนต์ไทยอุบลราชธานี |
| ปริญญาตรี | สาขาวิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง |
| คติพจน์ | เชื่อในสิ่งที่ทำ ทำในสิ่งที่เชื่อ |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้แต่ง



| | |
|-----------------------------------|---|
| ชื่อผู้ทำปฏิญานพนธ์ | นายสุระศักดิ์ ศักดิ์ชิวา |
| วันเดือนปีเกิด | วันที่ 15 สิงหาคม 2522 |
| สถานที่เกิด | โรงพยาบาลนากลาง |
| ภูมิลำเนาเดิม | หนองบัวลำภู |
| ที่อยู่ปัจจุบัน | 6/1 หมู่ 2 ตำบลวังปลาป้อม อำเภอหนองบัวลำภู จังหวัดหนองบัวลำภู 39170 |
| โทรศัพท์ | - |
| ประวัติการศึกษา | |
| ประถมศึกษา | โรงเรียนบ้านวังปลาป้อม |
| มัธยมศึกษาตอนต้น | โรงเรียนนาคังวิทยา |
| ประกาศนียบัตรวิชาชีพ(ปวช.) | วิทยาลัยเทคนิคเลย |
| ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(ปวส.) | วิทยาลัยเทคนิคชลบุรี |
| ปริญญาตรี | สาขาวิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง |
| คติพจน์ | ทำกรรมดีย่อมได้รับกรรมดี ทำกรรมชั่วย่อมได้รับกรรมชั่ว |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้