

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

**วงจรมัลติพอร์ทดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง
BI-DIRECTIONAL BUCK/BOOST DC-DC CONVERTER**



ปพ.
๘๓๒
๒๕๖

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **82951**
วัน,เดือน,ปี. **29 ก.ค. 2551**

b. **11๙ ๘๖๘๓๘**
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

ปีการศึกษา 2550

วงจร buck-boost ๒ ทิศทาง
BI-DIRECTIONAL BUCK/BOOST DC-DC CONVERTER



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วงจรบั๊กบูสต์ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง

ผู้จัดทำ



.....
(รองศาสตราจารย์ ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน)

อาจารย์ที่ปรึกษา

วงจรมอบทุนอุดหนุนการศึกษา

นาย ศักดิ์ไพบูลย์ ตาจุมปา

นาย สัมฤทธิ์ คำนวนสินธุ์

นาย สุภศิลป์ ช่วยชู

นาย สุรศักดิ์ คาวาชิ

รศ.ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

ปริญญา
สองทิศทางเพื่อ
บัณฑิตศึกษาศาสตร์
เก็บพลังงาน แดง
มอเดิร์นกระแสน
ทำงานในโหมดจำ
ด้วยการทำงานแ
อัตราส่วนตัวดี ดั่ง
ทดลอง ซึ่งทั้งสอง
ต้องการ



นเวอร์เตอร์
เยผ่านวงจ
บตเดอรรีซูด
ที่จำลองเป็น
บพลังงานจะ
ะสมพลังงาน
งานจากค่า
กับผลการ
บแรงดันตาม

BI-DIRECTIONAL BUCK/BOOST DC-DC CONVERTER

Sakpaiboon Tajumpa

Sumrit Khamnaunsin

Supasin Chuaychoo

Surasak Kawachi

Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern Advisor

2007

ABSTRACT

This thes converter to stud power supplies at cell (PEMFC) an operation. The di while charging m converter with d experiment. Both control.



ost DC-DC
. Three DC
mbrane fuel
ctric vehicle
st operation
ing a single
on and the
g feedback

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้จะไม่สำเร็จล่วงไปได้ด้วยดีเลย หากขาดความเมตตากรุณาจาก รศ.ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้มอบ คำแนะนำ ข้อคิดเห็น คอยว่ากล่าวตักเตือน คอยให้คำปรึกษาและมอบความรู้ให้กับคณะผู้จัดทำ

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์เป็นอย่างมากและขอบคุณพี่ๆ นักศึกษาปริญญาโทของห้องปฏิบัติการ Electromagnetic Compatibility (EMC) ที่ให้คำแนะนำและคำปรึกษา

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาของคณะผู้จัดทำ ที่คอยให้กำลังใจ ให้ความรักและให้การสนับสนุนให้โอกาสผู้จัดทำได้เล่าเรียนจนถึงทุกวันนี้

ผู้จัดทำ



สารบัญ

| | หน้า |
|---|---------|
| บทคัดย่อ | I |
| ABSTRACT | II |
| กิตติกรรมประกาศ | III |
| สารบัญ..... | IV |
| สารบัญภาพ..... | VII |
| สารบัญตาราง..... | XII |
| | |
| บทที่ 1 บทนำ..... |1 |
| 1.1 ความสำคัญ |1 |
| 1.2 วัตถุประสงค์ |1 |
| 1.3 ขอบเขต |2 |
| 1.4 ขั้นตอน |2 |
| 1.5 แผนการ |2 |
| 1.6 ประโยชน์ |3 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง |4 |
| 2.1 วงจรบั๊ก |4 |
| 2.1 |4 |
| 2.1 |5 |
| 2.1 |7 |
| 2.2 วงจรบูสต์ |8 |
| 2.2.1 เงื่อนไขการทำงาน..... |8 |
| 2.2.2 หลักการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์..... |9 |
| 2.2.3 ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์..... |14 |
| 2.2.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก..... |16 |
| 2.2.5 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง..... |17 |
| 2.2.6 ประสิทธิภาพ..... |21 |
| 2.3 อุปกรณ์หลักในการออกแบบ..... |23 |
| 2.3.1 อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง..... |23 |
| 2.3.2 เพาเวอร์ไดโอด..... |24 |
| 2.3.3 แกนแม่เหล็กความถี่สูง..... |26 |



สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|---|-----------|
| 2.3.4 อุปกรณ์หลักในวงจรควบคุม..... | 27 |
| 2.4 สรุป..... | 31 |
| บทที่ 3 การออกแบบและการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Pspice | 32 |
| 3.1 ออกแบบวงจรบีกอนเวอร์เตอร์ | 32 |
| 3.1.1 การจำลองวงจรบีกอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice | 33 |
| 3.2 ออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ | 34 |
| 3.2.1 การจำลองวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice..... | 35 |
| 3.3 วงจรเดดไทม์ (Dead-Time)..... | 37 |
| 3.4 วงจรขับ..... | 38 |
| 3.5 วงจรสว่า..... | 40 |
| 3.6 สรุป..... | 41 |
| บทที่ 4 การทดลอง..... | 42 |
| 4.1 วัตถุประสงค์..... | 42 |
| 4.2 เครื่องมือ..... | 42 |
| 4.3 ขั้นตอนการ..... | 42 |
| 4.4 การทดลอง..... | 44 |
| 4.5 การทดลอง..... | 51 |
| 4.6 การทดลอง..... | 59 |



สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|--|------|
| 4.7 การทดลองเงื่อนไขที่ 4 | 66 |
| 4.8 การคำนวณค่า % Voltage regulation | 75 |
| 4.9 การคำนวณค่าประสิทธิภาพ ($\% \eta$) | 75 |
| 4.10 สรุป | 76 |
| | |
| บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ | 77 |
| 5.1 บทสรุป | 77 |
| 5.2 บทวิจารณ์ | 78 |
| 5.3 ข้อเสนอแนะ | 78 |
| 5.4 สิ่งที่ควร..... | 79 |
| | |
| เอกสารอ้างอิง | 80 |
| ภาคผนวก | 81 |



สารบัญภาพ

| ภาพที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.1 วงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ | 5 |
| 2.2 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส | 5 |
| 2.3 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส | 6 |
| 2.4 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ | 9 |
| 2.5 วงจรสมมูลขณะสวิตช์นำกระแส | 9 |
| 2.6 (ก) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ | |
| (ข) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ | 10 |
| 2.7 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส | 11 |
| 2.8 ความสัมพันธ์ระ | 14 |
| 2.9 กระแสที่ไหลผ่า | 16 |
| 2.10 การทำงานในโ | |
| วงจรบัสต์คอน | 18 |
| 2.11 waveform ของ | 19 |
| 2.12 กระแสที่ไหลโ | 20 |
| 2.13 พารามิเตอร์ต่ำ | 20 |
| 2.14 กระแสในตัวเห | 21 |
| 2.15 ความสัมพันธ์ | 22 |
| 2.16 ค่ากระแสในตัว | 23 |
| 2.17 ไอจีบีที (ก) สั | |
| (ข) คุณสมบัติ | 24 |
| (ค) คุณสมบัติ | 24 |
| 2.18 ตัวอย่างรูปร่างของไอจีบีที | 24 |
| 2.19 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส | 25 |
| 2.20 การเปรียบเทียบลักษณะการตอบสนองไบอัสกลับของไดโอดแต่ละประเภท ... | 26 |
| 2.21 ตำแหน่งขาของไอซีเบอร์ TL 494 | 28 |
| 2.22 การจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494 | 28 |
| 2.23 ความสัมพันธ์ของค่า $R_T.C_T$ ในการกำหนดความถี่ | 29 |
| 2.24 รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494 | 30 |
| 2.25 ลักษณะการเลือกใช้อาร์ตพุทของ TL 494 | 30 |



สารบัญญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|--|------|
| 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงาน..... | 32 |
| 3.2 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice..... | 33 |
| 3.3 แสดงผลที่ได้จากการจำลอง..... | 34 |
| 3.4 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice..... | 35 |
| 3.5 แสดงผลที่ได้จากการจำลอง..... | 36 |
| 3.6 แสดงวงจรกำลังที่สร้าง..... | 36 |
| 3.7 วงจรเดคไทยม์..... | 37 |
| 3.8 วงจรเดคไทยม์ที่สร้างขึ้น..... | 37 |
| 3.9 รูปคลื่นแสดงชัว | 38 |
| 3.10 วงจรขับเกท ... | 38 |
| 3.11 วงจร Regulate | 39 |
| 3.12 วงจร Push-Pu | 39 |
| 3.13 วงจรขับเกทที่เ | 40 |
| 3.14 วงจรสร้างพัลส์ | 40 |
| 3.15 วงจรสร้างพัลส์ | 41 |
| 3.16 รูปคลื่นแสดงพ | 41 |
| 4.1 วงจรการทำงาน | 43 |
| 4.2 วงจรที่ทำการสร | 43 |
| 4.3 ชุดแบตเตอรี่ที่ | 43 |
| 4.4 การทำงานของว | 44 |
| 4.5 แรงดันไฟฟ้าด้า | 45 |
| 4.6 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริง ท D = 0.37 | 45 |
| 4.7 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงาน..... | 46 |
| 4.8 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริง | 46 |



สารบัญญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|--|------|
| 4.9 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน..... | 47 |
| 4.10 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมต AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง | 47 |
| 4.11 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมต DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง | 48 |
| 4.12 กระแสไฟฟ้า I_{Load} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน..... | 48 |
| 4.13 กระแสไฟฟ้า I_{Load} (โหมต AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง | 49 |
| 4.14 กระแสไฟฟ้า I_{Load} (โหมต DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง | 49 |
| 4.15 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างการซิมมูลेशनและการทดลอง. | 50 |
| 4.16 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างการซิมมูลेशनและการทดลอง . | 50 |
| 4.17 แผนภูมิแสดงค | |
| และการทดลอง. | 51 |
| 4.18 การทำงานของ | 51 |
| 4.19 แรงดันไฟฟ้าัด | 52 |
| 4.20 แรงดันไฟฟ้าัด | 53 |
| 4.21 ะลอกคลื่นขอ | 53 |
| 4.22 ะลอกคลื่นขอ | 54 |
| 4.23 กระแสไฟฟ้า I_L | 54 |
| 4.24 กระแสไฟฟ้า I_L | 55 |
| 4.25 กระแสไฟฟ้า I_L | 55 |
| 4.26 กระแสไฟฟ้า I_L | 56 |
| 4.27 กระแสไฟฟ้า I_L | 56 |
| 4.28 กระแสไฟฟ้า I_L | 57 |
| 4.29 แผนภูมิแสดงความสมพนธของแรงดันระหว่างการซิมมูลेशनและการทดลอง . | 57 |
| 4.30 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างการซิมมูลेशनและการทดลอง . | 58 |
| 4.31 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่างการซิมมูลेशन | |
| และการทดลอง..... | 58 |
| 4.32 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Boost Mode..... | 59 |
| 4.33 แรงดันไฟฟ้าัด้านออกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.37$ | 60 |
| 4.34 แรงดันไฟฟ้าัด้านออกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.37$ | 60 |
| 4.35 ะลอกคลื่นขอแรงดันไฟฟ้าัด้านออกจากการจำลอง | 61 |
| 4.36 ะลอกคลื่นขอแรงดันไฟฟ้าัด้านออกจากการวัดจริง..... | 61 |



สารบัญญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|---|------|
| 4.37 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน..... | 62 |
| 4.38 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมต AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง | 62 |
| 4.39 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมต DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง | 63 |
| 4.40 กระแสไฟฟ้า I_{Load} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน..... | 63 |
| 4.41 กระแสไฟฟ้า I_{Load} (โหมต AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง | 64 |
| 4.42 กระแสไฟฟ้า I_{Load} (โหมต DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง | 64 |
| 4.43 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่าง การซิมมูลชันและการทดลอง . | 65 |
| 4.44 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่าง การซิมมูลชันและการทดลอง . | 65 |
| 4.45 แผนภูมิแสดง | |
| และการทดลอง | 66 |
| 4.46 การทำงานของ | 66 |
| 4.47 แรงดันไฟฟ้าดัด | 68 |
| 4.48 แรงดันไฟฟ้าดัด | 68 |
| 4.49 ระลอกคลื่นขอ | 69 |
| 4.50 ระลอกคลื่นขอ | 69 |
| 4.51 กระแสไฟฟ้า I_L | 70 |
| 4.52 กระแสไฟฟ้า I_L | 70 |
| 4.53 กระแสไฟฟ้า I_L | 71 |
| 4.54 กระแสไฟฟ้า I_L | 71 |
| 4.55 กระแสไฟฟ้า I_L | 72 |
| 4.56 กระแสไฟฟ้า I_L | 72 |
| 4.57 แผนภูมิแสดงความสมพนธ์ของแรงดันระหว่าง การซิมมูลชันและการทดลอง . | 73 |
| 4.58 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่าง การซิมมูลชันและการทดลอง | 73 |
| 4.59 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่าง การซิมมูลชัน | |
| และการทดลอง..... | 74 |
| 4.60 แสดงแรงดันเอาท์พุทกรณีที่มีการควบคุมแบบ feed back และกรณีที่ไม่ | |
| การควบคุมแบบ feed back ในช่วง Boost Mode..... | 74 |



สารบัญภาพ (ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|--|------|
| ก-1 เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ (Battery Charger) | 82 |
| ก-2 วงจรการทำงานจริง..... | 82 |
| ก-3 วงจรการทำงานจริง..... | 83 |
| ก-4 แบตเตอรี่ที่ใช้ทดลอง 12 V 12.0Ah/20HR..... | 83 |
| ก-5 แบตเตอรี่ที่ใช้ทดลอง 12 V 9Ah/20HR..... | 83 |
| ก-6 แบตเตอรี่ที่ใช้ทดลอง 24 V 9Ah/20HR..... | 84 |
| ก-7 แรงดันขณะชาร์จแบตเตอรี่..... | 85 |
| ก-8 แรงดันรีปเปิ้ลขณะชาร์จแบตเตอรี่..... | 85 |
| ก-9 แผงโหลดทดลอง | 86 |
| ก-10 แผงโหลดทดลอง | 86 |
| ก-11 แผงโหลดชุดจุ่ม | 87 |
| ก-12 แผงโหลดชุดจุ่ม | 87 |



สารบัญญัตราง

| ตารางที่ | หน้า |
|---|------|
| 2.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการปรับค่า D | 13 |
| 2.2 เปรียบเทียบการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ระหว่างโหมด กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องกับโหมดกระแส ไฟฟ้าไหลผ่านแบบไม่ต่อเนื่อง | 19 |
| 2.3 คุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งความถี่สูง..... | 23 |
| 2.4 การเปรียบเทียบ Powder core แบบต่างๆ | 27 |
| 4.1 แสดงเงื่อนไขการทดลองวงจร | 42 |
| 4.2 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 1 | 44 |
| 4.3 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 2 | 52 |
| 4.4 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 3 | 59 |
| 4.5 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 4 | 67 |
| 4.6 แสดงสถานะการทดลอง | 76 |



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

ปัจจุบันประเทศของเรากำลังประสบปัญหาขาดแคลนพลังงานเป็นอย่างมาก ต้องนำเข้าน้ำมันสูญเสียเงินตราให้ต่างประเทศปีละหลายหมื่นล้านบาท อีกทั้งยังประสบปัญหาทางด้านสิ่งแวดล้อมอันเนื่องมาจากสภาวะโลกร้อน

ซึ่งปัจจุบันผู้คนได้ให้ความสนใจกับปัญหาเหล่านี้และสนใจกับการใช้รถไฟฟ้ามากขึ้น เพราะมีข้อดีหลาย ๆ อย่าง ทั้งไม่ก่อให้เกิดมลพิษ ปราศจากเสียง และช่วยลดการใช้ น้ำมัน แต่ประสิทธิภาพของรถไฟฟ้ายังไม่สูงมากนัก

ดังนั้นจึงเกิดแนวคิดที่จะสร้างวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter ขึ้นมาเพื่อศึกษา เพื่อเป็นการเพิ่ม

1.2 วัตถุประสงค์

- 1.2.1 ใ
- พลังงานกลับม
- 1.2.2 ใ
- Converter
- 1.2.3 ใ
- 1.2.4 ใ



ter ให้สามารถนำ
: DC-DC

1.3 ขอบเขตแ

เป็นกา r เพื่อดูการทำงาน ในการนำพลังงานมาชาร์จประจุที่แบตเตอรี่โดยผ่านวงจรที่ได้สร้าง เพื่อเป็นการเพิ่ม ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในรถไฟฟ้าแบบผสมผสานโดยมุ่งเน้น ไปทางด้านประสิทธิภาพการทำงาน มีรายละเอียดดังนี้

1. ศึกษาลักษณะการทำงานของวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC converter ใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ซึ่ง ความถี่ที่ใช้งานเท่ากับ 20 kHz
2. ทำการจำลองการทำงานวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter ด้วย โปรแกรม Pspice
4. ทำการสร้างวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter
5. ทำการวิเคราะห์ผลการทดลองและข้อเสนอแนะ
6. สรุปผลการทดลอง

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องทั้งหมด
2. ทำการออกแบบวงจรตามขนาดพิกัดที่ได้กำหนดไว้
3. นำค่าที่ได้จากการคำนวณมาทำการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSpice
4. เปรียบเทียบค่าที่ได้จากการคำนวณและค่าที่เหมาะสมจากการจำลองจากโปรแกรม
5. ทำการสร้างวงจรทั้งวงจรกำลังและวงจรคอนโทรล
6. ทดสอบวงจร
7. สรุปและวิเคราะห์ผลที่ได้จากการทดลอง
8. จัดทำปริญญานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.5 แผนการดำเนินงาน

| ขั้นตอนการดำเนินงาน | พ.ศ. 2551 | | |
|--|-----------|------|-------|
| | ม.ค. | ก.พ. | มี.ค. |
| 1.ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง | | | |
| 2.ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง | | | |
| 3.ศึกษาการใช้โปรแกรม Pspice และจำลองการทำงานของวงจร | | | |
| 4.จัดทำรายงานวิช | | | |
| 5.สร้างวงจร Bi-dir Buck/Boost DC-Converter และว | | | |
| 6.ทำการทดสอบวงจรที่ได้สร้าง | | | |
| 7.วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการทดสอบกับผลการจำลองจากโปรแกรม | | | |
| 8.สรุปและประเมินผลการทดสอบ | | | |
| 9.จัดทำปริญญานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์ | | | |

■ วางแผน

■ การดำเนินการจริง

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1. ทำให้มีความเข้าใจหลักการทำงานของวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter
2. สามารถออกแบบวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter
3. สามารถใช้โปรแกรม PSpice ในการจำลองการทำงานของวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter ได้
4. รู้วิธีเลือกอุปกรณ์ที่จะใช้ในวงจรได้อย่างเหมาะสม
5. มีทักษะและความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังมากขึ้น



บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 วงจรบีกคอนเวอร์เตอร์

วงจรทอนระดับหรือวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ คือ วงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และเพื่อให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่มีความเป็นกระแสตรง มากๆ จะนิยมใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) ซึ่งโดยมากจะเลือกใช้วงจรกรองแบบ LC เพราะมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ ผกผันกับกำลังสองของความถี่

2.1.1 เงื่อนไขการทำงาน

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะพิจารณาในช่วง (steady state) ของตัวกรอง ซึ่งเป็นการวิเคราะห์ที่ง่ายที่สุดและเป็นที่ยอมรับกันทั่วไปของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้า



(2.1)

หมายถึง กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย

มีค่าเท่ากันในทุก

2. แรงดันไฟฟ้า

ย

(2.2)

หมายถึง ผลรวม

1 (volt-second)

ในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

3. กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของประจุในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$I_C = \frac{1}{T} \int_0^{+T} i_C(t) dt = 0 \quad (2.3)$$

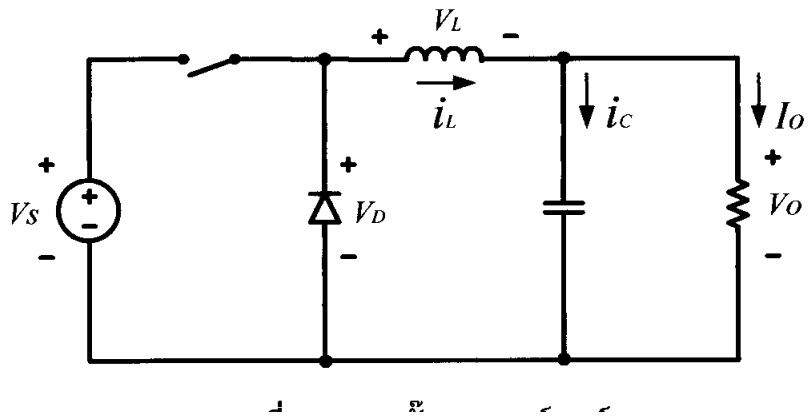
หมายถึง ประจุที่ถูกเก็บ (charged) และที่คาย (discharged) ของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะเท่ากัน

4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก

$$P_S = P_O \quad (2.4)$$

กรณีนี้กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้ไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจรถ และ ประสิทธิภาพของวงจรถจึงเท่ากับร้อยเปอร์เซ็นต์

2.1.2 หลักการทำงานของวงจรถบักคอนเวอร์เตอร์

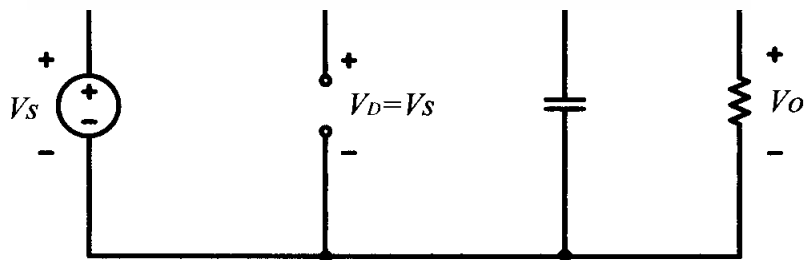


หลักการทำงานของ
ต้องการ คือ ตัด
คาบเวลามีค่าเท่า
แบบสมการที่ 2
สภาวะอยู่ตัว ตัด
ขณะสวิตช์นำ
จากภา
ผ่านตัวเหนี่ยวน
เคอร์ชอฟฟี่สาม



ฟ้าด้านนอกตามที่
เหนี่ยวนำ ในแต่ละ
นำได้ตั้งแสดงตาม
วิเคราะห์ในตามที่

จะไหลผ่านสวิตช์
ระจุ จากกฎของ



ภาพที่ 2.2 วงจรถสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

$$-V_S + v_L + V_O = 0$$

$$v_L = V_S - V_O \quad (2.5)$$

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.6)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_O}{L} \quad (2.7)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

ขณะสวิตช์ไม่

V_S



(2.8)

ภาพที่ 2.5 วงจรสวิตช์แม่เหล็กแบบนำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ไดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้า (Forward bias) ให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดการไหลอย่างต่อเนื่อง และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์สามารถเขียนเป็นสมการของแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

$$v_L = -v_O \quad (2.9)$$

$$v_L = -V_O = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.10)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,off}}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.11)$$

ความหมายของสมการที่ 2.11 คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะค่อยๆมีค่าลดลงเพราะการเปลี่ยนแปลงกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเวลามีค่าเป็นลบ

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1-D)T$ ดังนั้นจากสมการที่มีแสดงข้างต้น (2.11) สามารถจัดรูปใหม่ได้เป็น

$$\Delta i_{L,off} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (2.12)$$

2.1.3 การบริหารจัดการขดลวดแรงดันของวงจร buck converter

จากเงื่อนไขที่
กระแสที่ไหลผ่าน
เท่ากับการเปลี่
นำกระแส หรือ
ค่าเป็นศูนย์ ดัง



ปรับเปลี่ยนแปลง
ลงที่มีการเพิ่มขึ้น
ขณะที่สวิตช์ไม่
ัวเหนี่ยวนำสุทธิ

(2.13)

(2.14)

(2.15)

$$(V_s - V_o)D - V_o(1-D) = 0$$

$$V_s D - V_o D - V_o + V_o D = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.16)$$

ในสมการที่ 2.16 อัตราขยายแรงดันจะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 100% ตามค่า D วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ทั้งนี้จะขึ้นอยู่กับค่า D โดยการปรับค่า D สามารถปรับได้ตั้งแต่ศูนย์ถึงหนึ่ง เช่น แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับ 100 โวลต์ ซึ่งทางทฤษฎีวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ ก็จะสามารถปรับแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ตั้งแต่ศูนย์โวลต์ถึงหนึ่งร้อยโวลต์แต่ในทางปฏิบัติจะไม่สามารถปรับได้ถึง 100 โวลต์ เพราะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้จริงมีค่าน้อยกว่า 100 โวลต์เล็กน้อย

จากการหาความสัมพันธ์ของอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าหรือที่เรียกว่าอัตราขยายแรงดัน (voltage gain) สามารถหาได้อีกวิธีหนึ่งโดยการใช้สมการแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังสมการที่ 2.2 จะได้

$$(2.17)$$

$$(2.18)$$



เมื่อ $V_{L,av}$
 $v_{L,on}$
 $v_{L,off}$

2.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

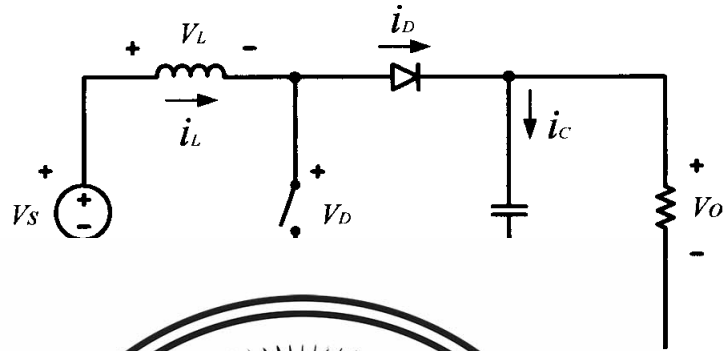
วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์หรือวงจรทบระดับแรงดัน (ในโหมดกระแสต่อเนื่อง) คือวงจรที่ทำการเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าแรงดันด้านเข้า ที่เราเรียกว่าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) ก็เพราะแรงดันไฟฟ้าด้านออกสูงกว่าด้านเข้านั่นเอง

2.2.1 เงื่อนไขการทำงาน

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ในช่วงสภาวะอยู่ตัว จะมีการกำหนดเงื่อนไขในการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบมีค่าเท่ากัน และเป็นบวกเสมอ

2. แรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ หมายถึงผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลาในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์
3. ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ทำให้แรงดันขาออกมีค่าคงที่
4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก กรณีไม่คำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจรโดยกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้สรุปได้คือ ประสิทธิภาพวงจรเป็น 100%



2.2.2 หลัก ขณะสวิตช์นำ:



ภาพที่ 2.5 วงจรสมมูลขณะสวิตช์นำกระแส

หลักการการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามต้องการจะเริ่มต้นจากข้อความที่ว่าแรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์และสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยการวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด ทั้งนี้การทำงานต้องอยู่ในสภาวะอยู่ตัวดังนี้

$$-V_s + v_L = 0 \quad (2.19)$$

$$V_s = V_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.20)$$

$$\frac{V_s}{L} = \frac{di_L}{dt}$$

ขณะสวิตช์นำกระแส $dt = DT$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่อาจจะถือว่าการเพิ่มขึ้นของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้นทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.21)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_s}{L} DT \quad (2.22)$$

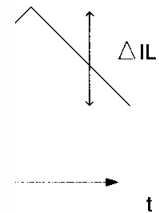
$\Delta i_{L,on}$ หมายถึง



ภาพที่ 2.6 (ร)

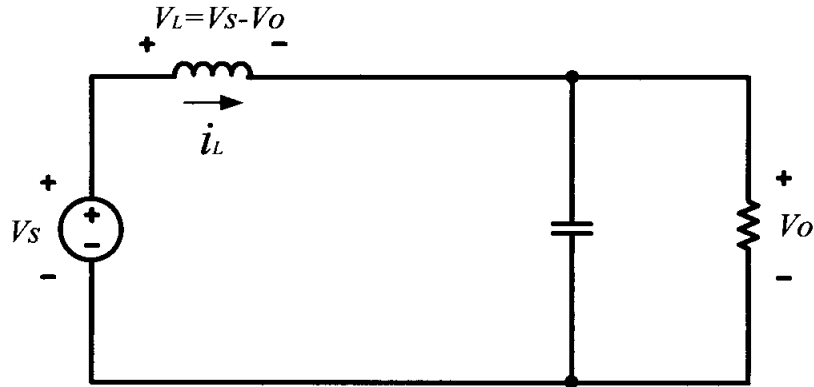


เวกซ์นำกระแส



งานตัวเหนี่ยวนำ

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



ภาพที่ 2.7 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำ
ถูกไบอัสไปข้าง
แรงดันไฟฟ้าที่
เหนี่ยวนำ



ไดไม่ได้ ไดโอดจะ
ข้างต่อเนื่องสมมติ
ไฟฟ้าที่คร่อมตัว

(2.23)

(2.24)

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส $dt = (1-D)T$ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่และจะถือว่าการลดลงของกระแสเป็นเชิงเส้นทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta i_{L,OFF} = \frac{(V_s - V_o)}{L} (1-D)T \quad (2.25)$$

ที่สภาวะอยู่ตัวการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเท่ากับศูนย์จากสมการที่ 2.24 ได้ว่า

$$\Delta i_{L,ON} + \Delta i_{L,OFF} = 0 \quad (2.26)$$

$$\frac{V_s DT}{L} + \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L} = 0 \quad (2.27)$$

$$V_s - V_o(1-D) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \quad (2.28)$$

จากการหาคว
เรียกว่า อัตรา
คร่อมตัวเหนี่ย
ดังนี้

ในไฟฟ้าด้านเข้าที่
เดินไฟฟ้าเฉลี่ยตก
ับสมการที่ (2.28)



(2.29)

จากสมการที่ 2.

และสมการที่ 2.

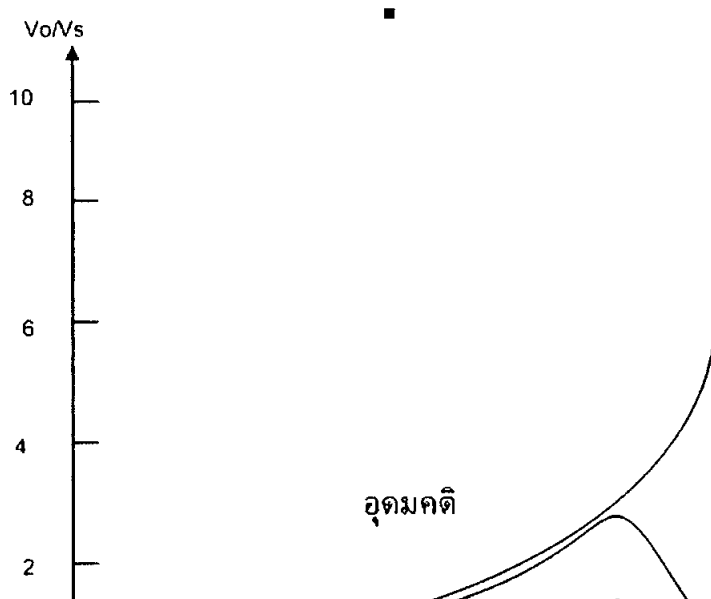
$$V_{L,av} = (V_s)(t_{on}) + (V_s - V_o)(t_{off}) = 0$$

$$(V_s)(DT) + (V_s - V_o)(1-D)T = 0$$

$$V_s D + (V_s - V_o)(1-D) = 0$$

$$V_s D + V_s - V_s D - V_o + V_o D = 0$$

$$V_s - V_o(1-D) = 0$$



2.2.3 ค่า
สมมติการสูญเสีย
กำลังไฟฟ้ากระแส



D

นอกจากแหล่งจ่าย

(2.31)

(2.32)

$$V_s I_L = \frac{V_o^2}{R}$$

$$V_o = \frac{V_s}{1-D}$$

$$V_s I_L = \frac{V_s^2}{(1-D)^2 R}$$

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \tag{2.33}$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดหาได้จากค่าเฉลี่ยและการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส ดังในสมการที่ 2.22

$$\Delta i_{L,ON} = \frac{V_s DT}{L}$$

ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดคือ

$$I_{L,max} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2}$$

(2.34)

(2.35)

สมมติให้กระแส
เหนี่ยวนำเล็ก
ต่อเนื่องและกร



1 ดังนั้นจะหาค่าตัว
ระหว่างโหมดกระแส

(2.36)

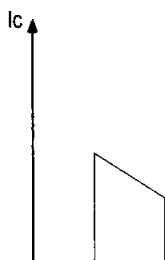
$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_s DT}{L} \right)$$

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.37)$$

การปรับค่าความเหนี่ยวนำเล็กที่สุดจากสมการ 2.37 สามารถปรับที่ค่า D หรือค่าความต้านทานโหลด R หรือค่าความถี่สวิตซ์ซึ่ง f

2.2.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

การที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่จะสามารถรักษาแรงดันด้านออกให้คงที่ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มากๆ ได้เนื่องจากมีราคาแพงและใช้พื้นที่มาก จึงเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสมและค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้



(2.38)

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} \quad (2.39)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (2.40)$$

เมื่อต้องการจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะทำได้โดยการลดค่า D ให้เข้าใกล้ศูนย์หรือการเพิ่มค่าโหนดหรือเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุหรือเพิ่มความถี่สวิตซ์ซึ่งให้สูงขึ้น

ไฟฟ้ากระแสตรง ทรงกลมเกล้าอากาศระบ

2.2.5 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง จะปรับค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้เสถียรภาพมากกว่าในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง โดยมีหลักการความสัมพันธ์แรงดันไฟฟ้าด้านออกและด้านเข้า หาได้จากค่าแรงดันเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำตลอดคาบเป็นศูนย์ และกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลในไดโอดจะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลด กระแสไฟฟ้าที่ไหลในไดโอดจะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ขณะทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ในช่วงการทำงานขณะสวิตช์นำกระแส แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย V_s และในช่วงการทำงานขณะสวิตช์ไม่นำกระแส แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะเท่ากับแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกำลังลบด้วยแรงดันไฟฟ้าด้านออก $V_s - V_o$ จะได้



(2.41)

(2.42)

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ย

(2.43)

$I_{L,max}$ จะมีค่าเ
นำกระแส

เี่ยวนาเมื่อสวิตช์

$$I_{L,max} = \Delta i_L = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.44)$$

แทนค่า $I_{L,max}$ ลงในสมการที่ 2.43 และกำหนดให้กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหลด

$$\frac{V_o}{R} = I_D = \frac{1}{2} \left(\frac{V_s DT}{L} \right) D_1 \quad (2.45)$$

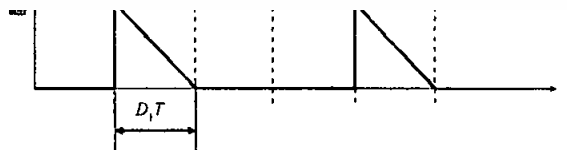
$$D_1 = \left(\frac{V_o}{V_s} \right) \left(\frac{2L}{RDT} \right) \quad (2.46)$$

แทนค่า D_1 ในสมการที่ 2.42 และจัดให้อยู่ในรูปยกกำลังสองจะได้

$$\left(\frac{V_o^2}{V_s}\right) - \left(\frac{V_o}{V_s}\right) - \frac{D^2 R}{2Lf} = 0 \quad (2.47)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2D^2 R}{Lf}} \right) \quad (2.48)$$

สมการที่ 2.48 เป็นอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง ปัจจัยที่มีผลต่อค่า D_1 คือค่าตัวดีไอซีเกิ้ล ค่าความเหนี่ยวนำ



ภาพที่ 2.10 การทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่องของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบการทำงานของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้า
ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องกับโหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านแบบไม่ต่อเนื่อง

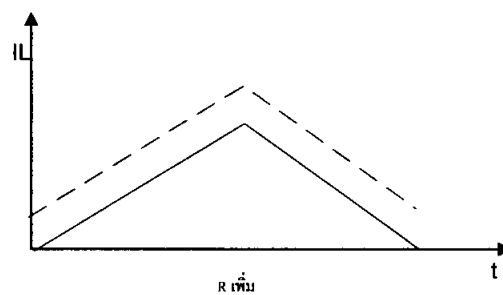
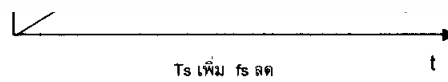
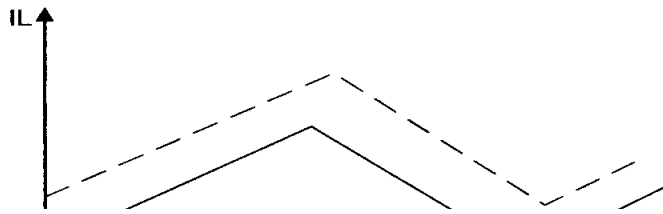
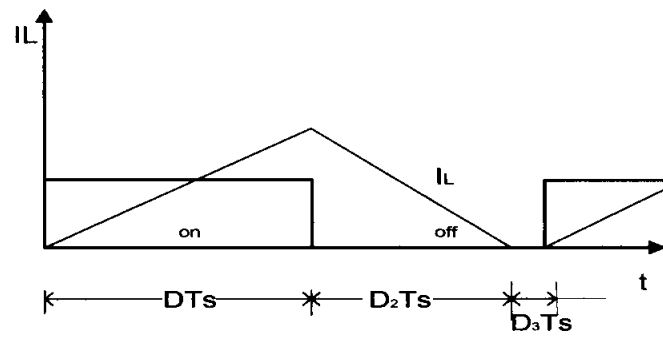
| วงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ อัตราขยายแรงดัน | วงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ โหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน แบบต่อเนื่อง | วงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ โหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัว เหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง |
|---|---|--|
| $\left(\frac{V_o}{V_s}\right)$ | $\frac{1}{1-D}$ | $\frac{1}{2}\left(1+\sqrt{1+\frac{2D^2R}{Lf}}\right)$ |



ภาพ

แปลง

ในทางปฏิบัติกระแสเพพาทเหลดอาจมีการเบลยเนบลงมาก เช่น จากกระแส no-load ไปเป็นกระแส full load กล่าวคือการเพิ่มขึ้นของโหลด ซึ่งจะทำให้กระแสไหลลดลงจะทำให้กระแสเฉลี่ยของ ตัวเหนี่ยวนำมีความต่อเนื่องดัง wave from (a) และ wave from (b) ในภาพ 2.11 แต่ถึงกระแสไหลจะลดลงไปเท่าใดก็ตามก็จะไม่สามารถทำให้เกิด wave from (c) ได้ wave from (c) จะเกิดได้ก็ต่อเมื่อกระแสในตัวเหนี่ยวนำลดลงไปถึงศูนย์ในช่วงที่สวิตช์อยู่ในช่วง off อันเนื่องจากใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าน้อยกว่าค่า L_{min} ที่คำนวณได้ ดังนั้นจึงเกิดโหมดการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องขึ้น (discontinuous conduction mode) การลดลงของกระแสไหลในโหมดไม่ต่อเนื่องแสดงในภาพที่ 2.12 ซึ่งจะแสดงในรูปของกระแส I_L หลังจากทีกระแส I_L ลดลงคือ ศูนย์ในช่วง D_2T_s และจะเป็นศูนย์จนหมดช่วง D_3T_s



ภาพที่ 2.13 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลต่อโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ในภาพที่ 2.13 เป็นพารามิเตอร์ต่างๆที่มีผลต่อโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง คือ การเพิ่มขึ้นของความต้านทานโหลด ซึ่งก็คือกระแสโหลดลดลง L ลดลงกว่า L_{min} ความถี่ในการสวิตช์ซึ่งลดลงและ Duty cycle ลดลง

2.2.6 ประสิทธิภาพ

ประสิทธิภาพของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ไม่ถึง 100% เนื่องจากค่าสูญเสียอุปกรณ์ต่างๆ เช่น ค่าความต้านทานแฝงใน $L(R_L)$ ซึ่งผลงานสูญเสียคือ $I_L^2 R_L$ เพราะฉะนั้นประสิทธิภาพของวงจรคือ

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} = \frac{\frac{V^2}{R}}{\frac{V^2}{R} + I_L^2 R_L} \quad (2.49)$$



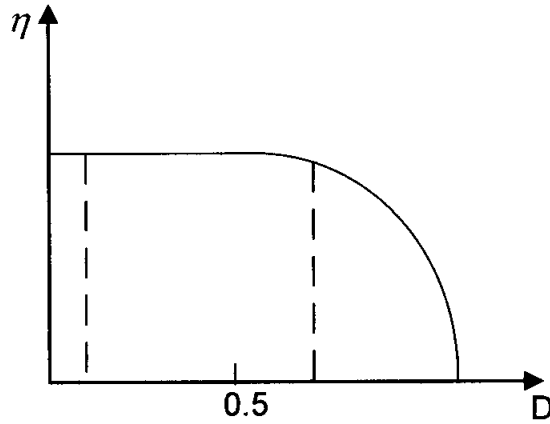
จาก wave form ของกระแส $i_L(k_L)$ และกระแสโหลด I_D ในภาพที่ 2.16 สามารถบอกความสัมพันธ์ระหว่าง I_L และกระแสโหลด I ได้ดังนี้

$$\frac{I_L}{I} = \frac{1}{D}$$

เพราะฉะนั้นประสิทธิภาพเท่ากับ

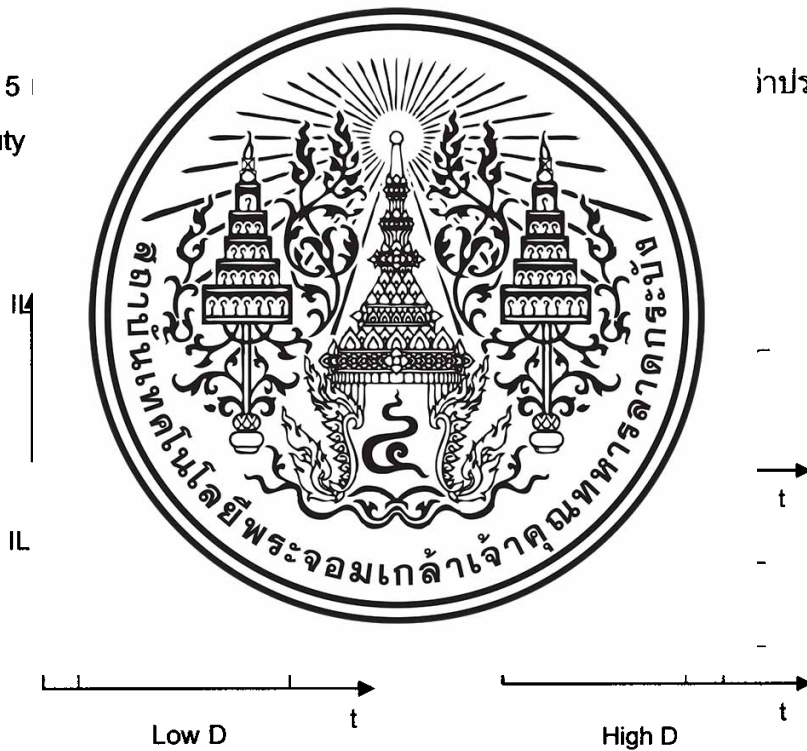
$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\alpha}{(1-D)^2}} \quad (2.50)$$

เมื่อ $\alpha = \frac{R_L}{R}$



ในภาพที่ 2.15
ลดลงเมื่อ Duty

ประสิทธิภาพจะ



ภาพที่ 2.16 ค่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำและกระแสในไดโอดเมื่อ D ต่ำกับ D สูง

ในภาพที่ 2.16 เป็นการเปลี่ยนแปลงของกระแสในตัวเหนี่ยวนำกับกระแสไดโอดที่ Duty ratio ต่ำและ Duty ratio สูง สำหรับ Duty ratio ต่ำ กระแสไดโอดเฉลี่ย (I_D) จะมีค่าใกล้เคียงกับ กระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำด้วยเหตุนี้ค่าสูญเสียจากความเหนี่ยวนำจะเท่ากับ $P_{loss} = I_L^2 R_L$

สำหรับ Duty ratio สูง กระแสไดโอดจะบีบพื้นที่ให้แคบลงจนกลายเป็นสัญญาณ pulse ค่าสูงๆ ดังภาพที่ 2.15 แต่ค่ากระแสเฉลี่ยของกระแสไดโอด จะไม่เปลี่ยนแต่ในกระแสตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลง คือจะมีค่ามากขึ้น (มากกว่ากระแสไหล) และจะทำให้เกิดค่าสูญเสีย

จากความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำค่อนข้างมากเช่น เมื่อ $D = 0.8$ และ $\alpha = 0.01$ ค่าสูญเสียจะเท่ากัน

$$\frac{I_L^2 R_L}{I^2 R} = 25\%$$

2.3 อุปกรณ์หลักในการออกแบบ

2.3.1 อุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

หลักในการเลือกใช้งานสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ต้องคำนึงถึงขนาดพิกัดกำลังและความถี่ในการสวิตช์ซึ่ง ซึ่งสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมีหลายชนิดและมีลักษณะการใช้งานแตกต่างกันไป โดยสามารถเปรียบเทียบความสามารถแต่ละชนิดได้ดังนี้

ตารางที่ 2.3 คุณสมบัติ

| | | |
|-------------|---|---------------|
| อุปกรณ์ |  | ชนิดการควบคุม |
| จีทีโอ | | กระแสไฟฟ้า |
| บีเจที | | กระแสไฟฟ้า |
| ไอจีบีที | | แรงดันไฟฟ้า |
| มอสเฟตกำลัง | | แรงดันไฟฟ้า |

ในโครงการนี้เรา
ไอจีบีที (Isulate
ไอจีบีที

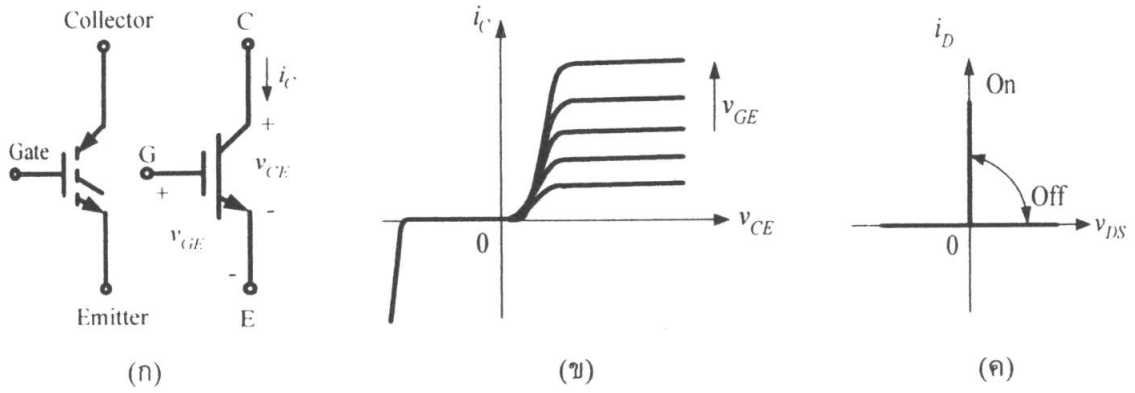
รใช้งานที่ต้องการ

เส และควบคุมให้

หยุดนำกระแสได้โดยการควบคุมจากแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกต ไอจีบีทีที่มีสัญลักษณ์คุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าขณะสภาวะอยู่ตัว คุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติ ดังแสดงในภาพที่ 2.17 ก-ค ตามลำดับ

ไอจีบีทีได้รวมข้อดีของมอสเฟตกำลัง ทรานซิสเตอร์กำลัง (บีเจที) และจีทีโอไทรสเตอร์มารวมอยู่ด้วยกัน กล่าวคือ ไอจีบีทีที่มีค่าอิมพีแดนซ์ขาเกตที่มีค่าสูงคล้ายมอสเฟตกำลัง ซึ่งต้องการพลังงานน้อยมากในการควบคุมการสวิตช์ ควบคุมการนำกระแสและหยุดนำกระแสด้วยแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกตรวมทั้งสามารถใช้งานการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูง

ไอจีบีทีที่มีค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำคล้ายทรานซิสเตอร์กำลัง ซึ่งมีค่า 2 – 3 โวลต์ นอกจากนี้ไอจีบีทีจะออกแบบให้ทนแรงดันไฟฟ้านานได้คล้ายกับจีทีโอไทรสเตอร์



ภาพที่ 2.17 ไอจีบีที (ก) สัญลักษณ์พื้นฐานจากมอสเฟตและพื้นฐานจากบีเจที
 (ข) คุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้า
 (ค) คณลักษณะในอุดมคติ



ไอจีบีทีจะมีช่วง
 กระแสไฟฟ้าถึง :

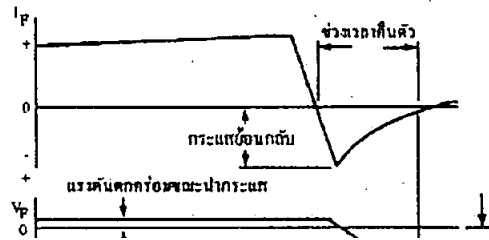
ภาพที่ มีขนาดพิกัด

ไอจีบีทีเหมาะสำหรับการใช้งานที่หลากหลยคล้ายกับมอสเฟตกำลัง แต่มีพิกัดกำลังที่ใหญ่กว่า และสามารถออกแบบให้ทนแรงดันไฟฟ้าทั้งด้านบวกและด้านลบ ไอจีบีทีจึงอาจเรียกได้ว่าเป็นอุปกรณ์ประเภทไม่จำเป็นต้องมีสับเบอ์ คือ สามารถทนกระแสและแรงดันได้มากจนอาจไม่ต้องการวงจรสับเบอ์ ความเร็วในการสวิตซ์ซึ่งยังไม่เท่ามอสเฟตกำลัง

2.3.2 เพาเวอร์ไไดโอด

ไไดโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งของสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ไม่อาจมองข้ามความสำคัญของมันในวงจรไปได้เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง และในบางตำแหน่งที่ใช้จะต้องทนแรงดันไป้อกลับที่มีค่าสูงหลายร้อยโวลต์ด้วย การทำงานของไไดโอดในวงจรสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนบนตัวมันได้ในสองลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้

ไดโอดทำงานที่ความถี่ต่ำๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากการสูญเสียขณะนำกระแสแต่ที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วยและมีผลต่อค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นในไดโอด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไดโอดใช้ในตำแหน่งที่ถูกต้องเพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะ
ลักษณะการทำงานของไดโอด



ภาพที่ 2

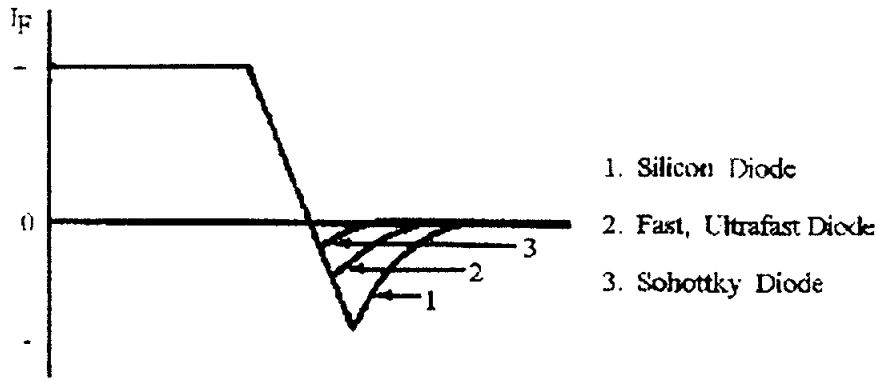
เมื่อให้แรงดันไบรอยต่อภายในดีโอดผ่านตัวมันได้มากที่สุดขณะโดยก่อนที่ไดโอดใช้เวลาในการลผ่านตัวไดโอดไป จะเห็นกระแสไหลในข

ความถี่สูงขึ้นนี้ขึ้นไปไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้คือมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ไดโอดสามารถแบ่งออกตามความต้องการในการประยุกต์ใช้งานได้เป็น 3 กลุ่มด้วยกันคือ Schottky diodes, fast-recovery diodes, line-frequency diode



จนนำกระแส

แรงดันตกคร่อมที่ขึ้นกับค่ากระแสที่ กำลังงานสูญเสียขึ้นขณะนำกระแสได้ ไดโอดจะต้อง ะแสไหลย้อนกลับที่ 2.26 เนื่องจากไดโอดมีมือไดโอดทำงานที่ 5 ถึง 20 KHz



ภาพที่ 2.20 การเปรียบเทียบลักษณะการตอบสนองไปอัสกลับของไดโอดแต่ละประเภท

2.3.3 แกนแม่เหล็ก

แกนแม่เหล็กค
เชื่อมโยงระหว
แม่เหล็กได้แก่
ทางแม่เหล็กจะ

1. แกน
TWC จัดว่าเป็น
ซึ่งแกนแม่เหล็ก
สนามแม่เหล็ก
หนาแน่นแม่เหล็ก
ต่ำ จึงเป็นที่มา
วน ภายในแกน
400 Hz เป็นดี
แหล่งจ่ายสวิตช์



รงแม่เหล็กในการ
แหล่งจ่ายพลังงาน
: แอสลับและโหลด

ชนิดนี้เรียกย่อๆ ว่า
เช่น เอมัลลอยด์
เน้นต่อความเข้ม
แม่เหล็กและความ
านแม่เหล็กจะมีค่า
ยเนื่องจากกระแส
เช่น 50 , 60 และ
ารสวิตช์ซึ่ง เพราะ
แม่เหล็กชนิดนี้จะ

ทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวนมีค่าสูงนั่นเอง

2. แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัด (powder core) การผลิตผงโลหะจะทำจาก สารอัลลอยด์เป็นหลักในการทำเป็นผงแป้งละเอียด จากนั้นนำผงแป้งดังกล่าวผสมกับสารที่มี คุณสมบัติเป็นฉนวนซึ่งทำหน้าที่ในการแยกอนุภาคต่างๆ ออกจากกัน ซึ่งเปรียบเสมือนกับการ เพิ่มค่าความต้านทานไฟฟ้านั่นเอง จากนั้นจะนำมาขึ้นรูปแกนแม่เหล็ก ซึ่งโดยมากแกนแม่เหล็ก ชนิดนี้จะอยู่ในรูปทรงเทอรอยด์ แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดจะมีคุณสมบัติในการสะสม พลังงานได้ดีจึงนิยมใช้ทำเป็นตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรพลาเยแบ็ก

ตารางที่ 2.4 การเปรียบเทียบ Powder core แบบต่างๆ

| | MPP | High Flux | Kool Mu |
|----------------------------------|-----------|-----------|---------|
| ค่าความสูญเสียในแกน | ต่ำที่สุด | ปานกลาง | ต่ำ |
| ความซาบซึมได้และการไปอัสกระแสตรง | สูงมาก | สูงที่สุด | สูง |
| ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก | 7500 | 15000 | 10500 |
| ส่วนประกอบนิเกิล | 80% | 50% | 0% |
| ราคา | สูง | ปานกลาง | ต่ำ |

3. แกนเฟอร์ไรต์ (ferrite core) แกนเฟอร์ไรต์กรรมวิธีในการผลิตแตกต่างจากแกนอื่น เพราะวัตถุดิบที่ใช้จะมาจากออกไซด์ของโลหะชนิดต่างๆ เช่น เหล็ก แมงกานีส สังกะสี ซึ่ง

โดยทั่วไปออกไซด์จะทำหน้าที่เป็นฉนวน เป็นผลทำให้เฟอร์ไรต์มีความต้านทานสูงกว่ากรณีใช้อัลลอยด์ ทำกรรมวิธีการผลิต สังกะสี ทำให้ความถี่ใช้งานสูง และมีค่าความถี่ 1 MHz จนกระทั่งเฟอร์ไรต์จะมีค่าอิเล็กทรอนิกส์กัแกนแม่เหล็กซ์

2.3.4 อุ

2

ไอซีเบอร์ TL

ทำงานในโหมด

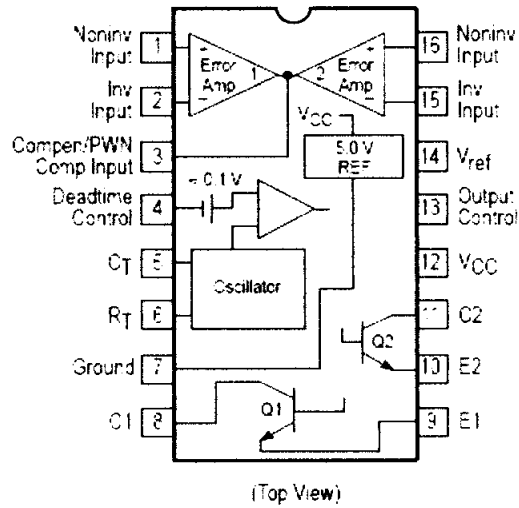
ที่ 2.21 และ ภาพที่ 2.22



อะเอิเรดซ์ และด้วยของแมงกานีสและ จะใช้กับงานที่มีความซาบซึมได้ต่ำ ใช้ที่ความถี่ตั้งแต่ ซึมได้สัมพัทธ์ของ ยมใช้งานในวงจร กว่าแกนที่ทำจาก

อนเวอร์เตอร์ โดย 494 แสดงในภาพ

PIN CONNECTIONS

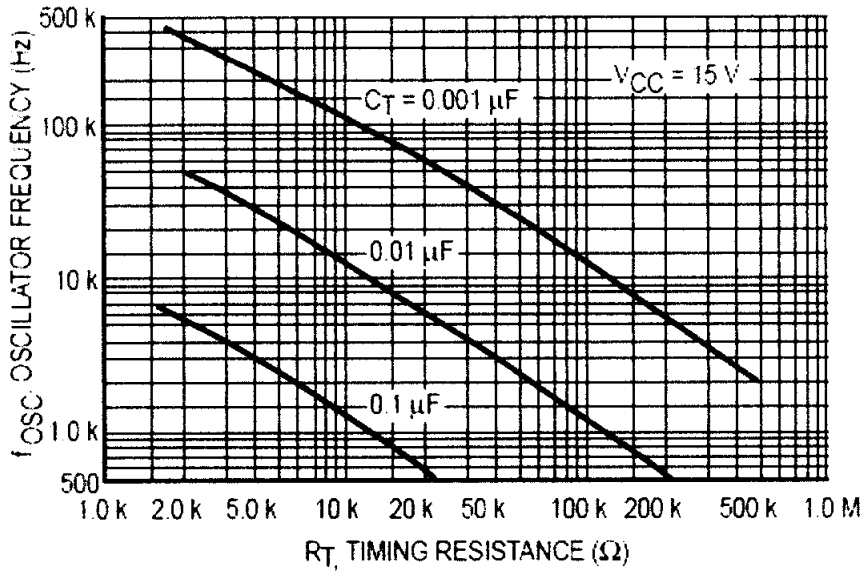


This device contains 46 active transistors

ภาพที่ 2.22 การจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

การกำหนดความถี่ที่ใช้งานวงจรของ TL 494 เป็น PWM ที่มีความถี่คงที่ ซึ่งสามารถกำหนดความถี่ได้โดยการกำหนดค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี

$$f = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T} \quad (2.51)$$



งถี่

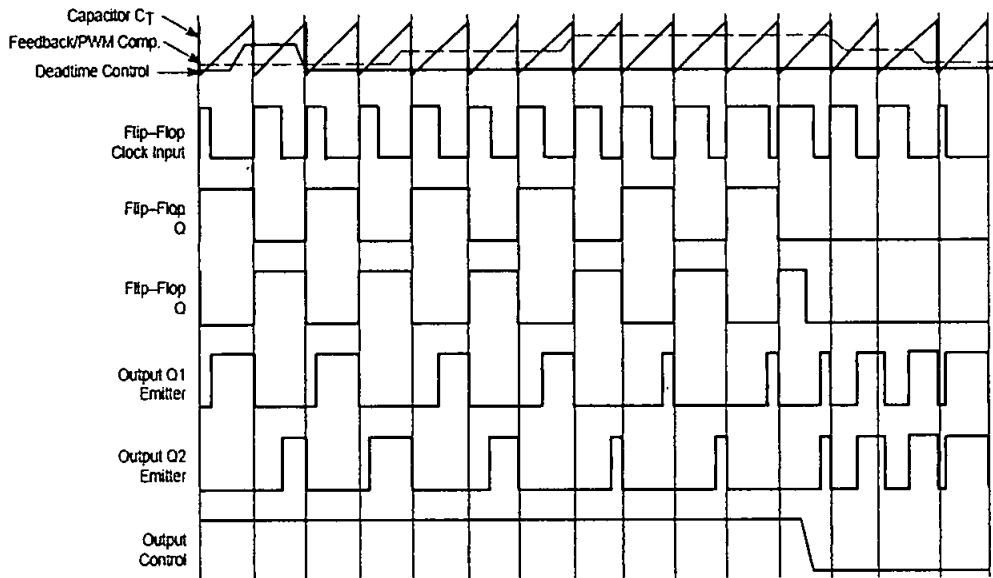
การทำงานของ
ความ
กับแรงดันที่ได้
NOR เกทที่คว
พื่นเหลี่ยมมีค่ามา
จากเอาท์พุตขอ
กลับกันแรงดัน
ความก
ศูนย์ได้ด้วยกา
ความแตกต่างที่
และสามารถใช้



ณพื่นเหลี่ยมที่ขา S
เปรียบเทียบส่วน
งดันของสัญญาณ
อแรงดันป้อนกลับ
ซึ่งจะลดลง ในทาง
:เพิ่มขึ้น
จุดหรือมีค่าเท่ากับ
ที่ ส่วนวงจรถยาย
ถึง (Vcc-2) โวลท์
por Amp ทั้ง 2 ตัว

จะให้เอาท์พุตในลักษณะให้สถานะ "High" (active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM ตัวเปรียบเทียบ การต่อกันในลักษณะนี้ วงจรถยายความต่างตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาท์พุตต่ำที่สุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาท์พุตพัลส์ของไอซี

การกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_b TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเมื่อ t_b ของวงจรถายตัวเอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลท์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลท์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลท์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{on} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 % ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96 % ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์



การเลือกใช้ Q_1
 เอาท์พุท
 สลับกันทำงาน

งานพร้อมกันหรือ
 ณะที่ C_T ดิสชาร์จ

เอาท์พุทของ Dead-time comparator จะให้พัลส์ออกมา C_k จะมีสถานะเป็น "High" โดยการต่อเข้ากับขา 14(+5 V_{ref}) Q_1 และ Q_2 จะสลับกับทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้คอนเวอเตอร์แบบพุ่ม-พูล ในกรณีนี้การทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 เป็น "Low" โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก flip-flop) Q_1 และ Q_2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถ Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการนำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 % ของค่าคาบเวลา)

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{cc} \leq 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน V_{ref} เท่ากับ 5 โวลต์และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่า

ความถูกต้อง $\pm 1.5 \%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0°C ถึง 70°C

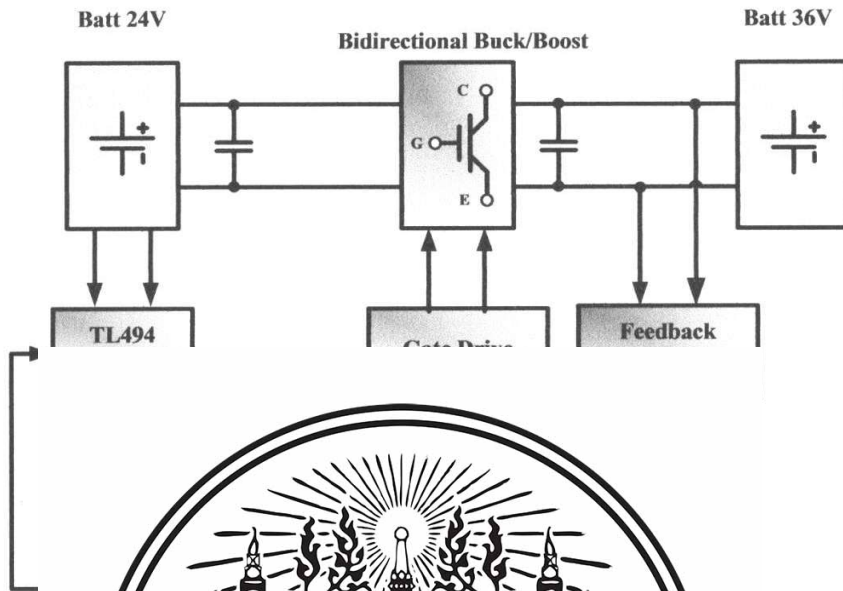
2.6 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอทฤษฎีต่างๆที่เกี่ยวข้องกับโครงการนี้ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ อุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งได้ใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง รวมไปถึงเพาเวอร์ไดโอด แกนแม่เหล็กความถี่สูงและไอซีเบอร์ TL 494 ซึ่งได้นำความรู้พวกนี้ไปประยุกต์ใช้ในโครงการนี้



บทที่ 3

การออกแบบและการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Pspice



3.1 ออกแบบวงจร

ในการออกแบบ
สวิตช์ 20 kHz r_q
ด้านทานโหลดเท่า



ความถี่ในการ
สวิตช์ โดยให้ความ

$$D = \frac{28.8}{36}$$

$$D = 0.8$$

จะได้ตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด (L_{\min})

$$L_{\min} = \frac{(1-D) R}{2f}$$

$$L_{\min} = \frac{(1-0.8) (2)}{2(20 \times 10^3)}$$

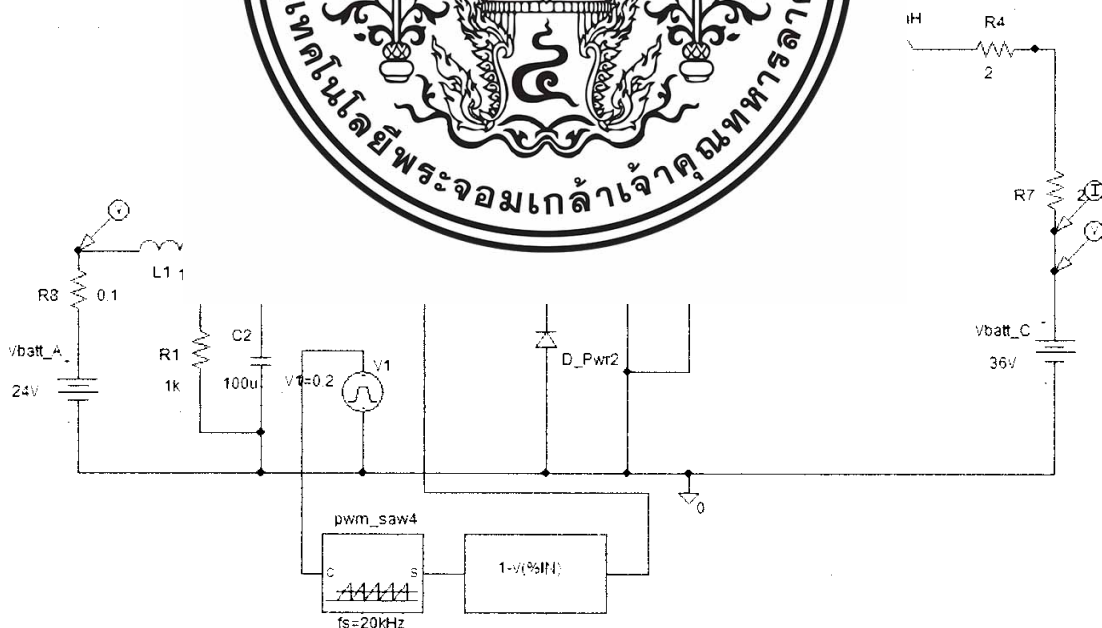
$$L_{min} = 10.00 \mu\text{H}$$

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 0.5 %

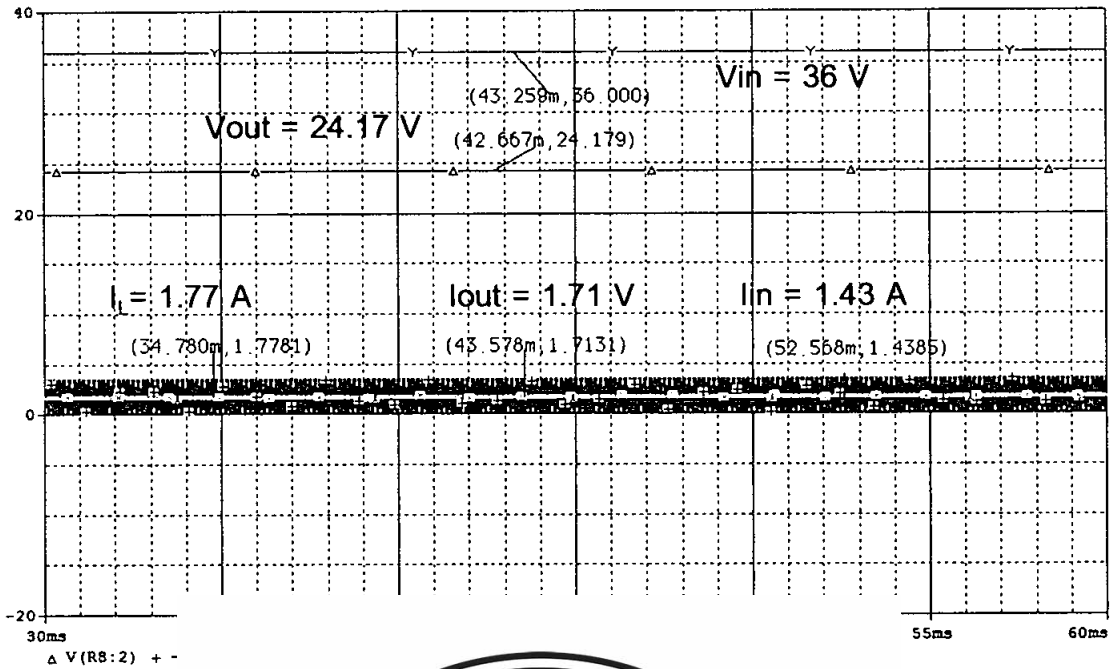
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LCf^2}$$

$$C = \frac{(1-D)}{8Lf^2 \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right)}$$

3.1.1 ภาพ
ภาพ



ภาพที่ 3.2 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice



3.2 ออกแบบ
ในการ
20 kHz ripple
ด้านทานโหลด



วมถึในการสวิตซ์
าสุด โดยใช้ความ

$$1 - D = \frac{24}{38}$$

จะได้ Duty cycle (D)

$$D = 0.37$$

จะได้ตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด (L_{min})

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f}$$

$$L_{min} = \frac{0.37(1 - 0.37)^2(10)}{2(20 \times 10^3)}$$

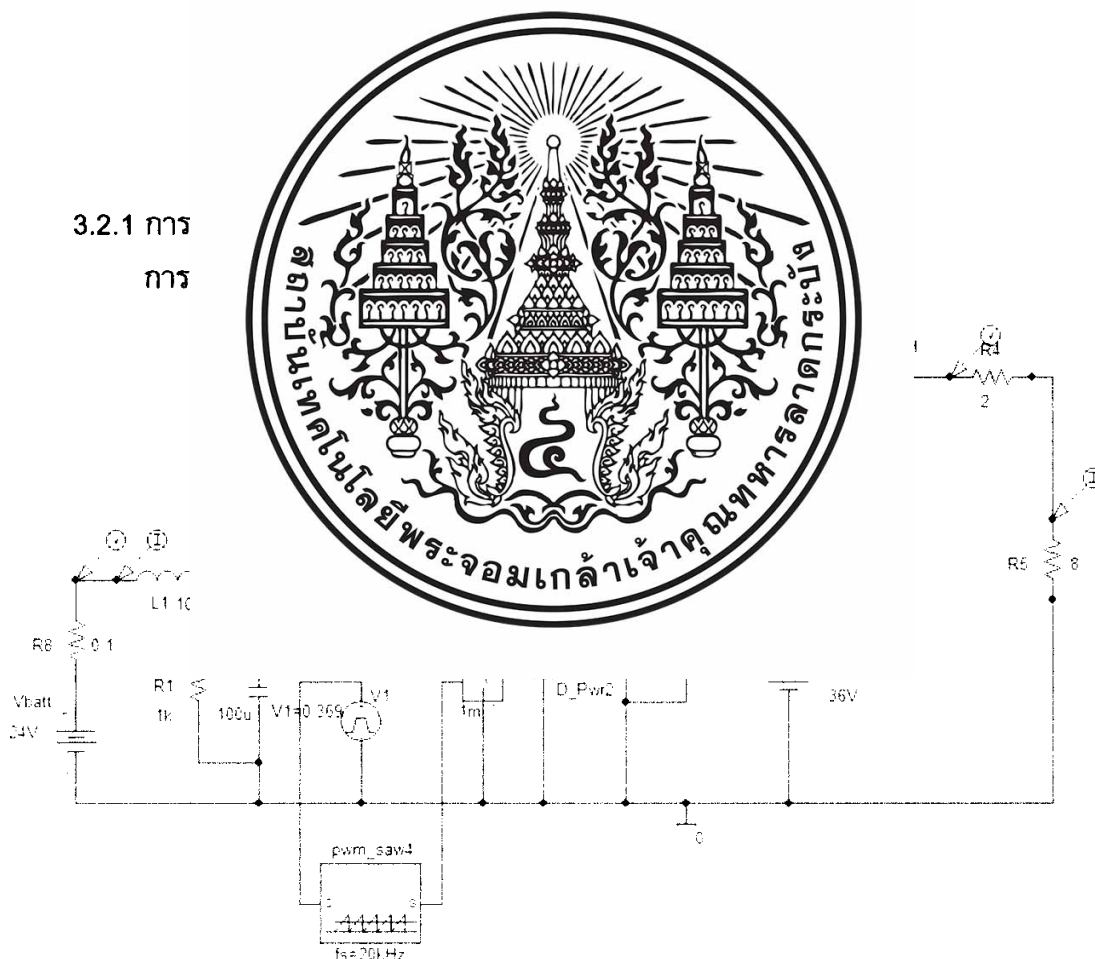
$$L_{min} = 36.7 \mu\text{H}$$

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 0.5 %

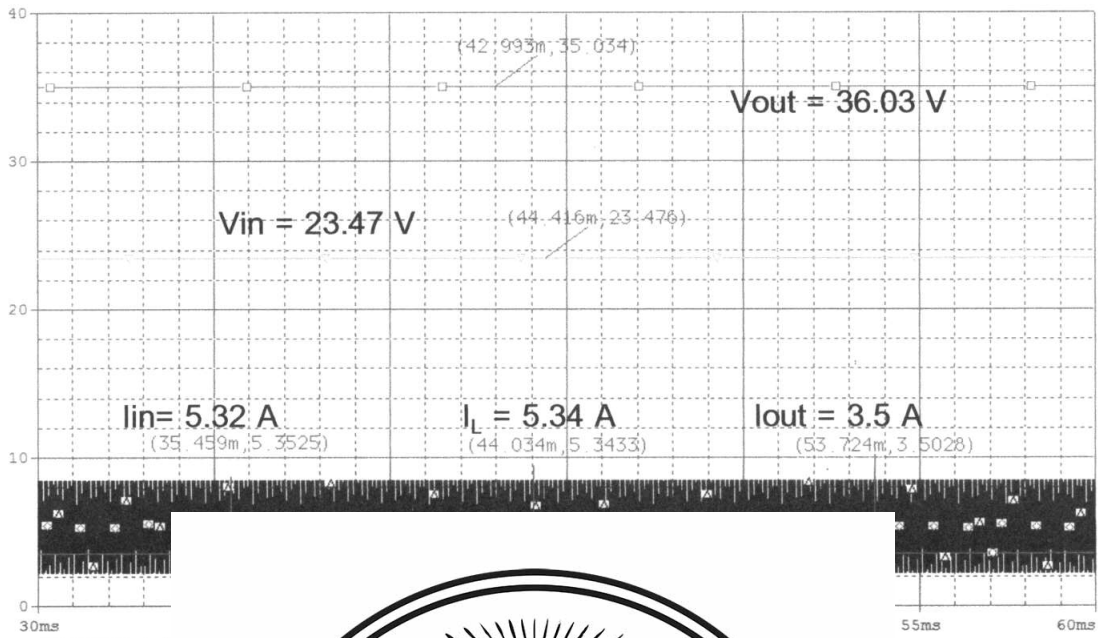
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$$

$$C = \frac{D}{Rf \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right)}$$

3.2.1 การ
การ



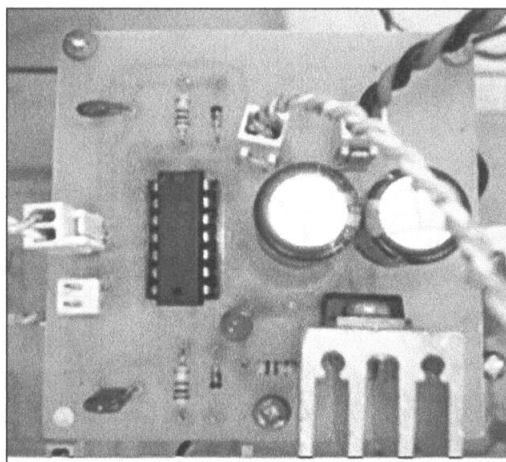
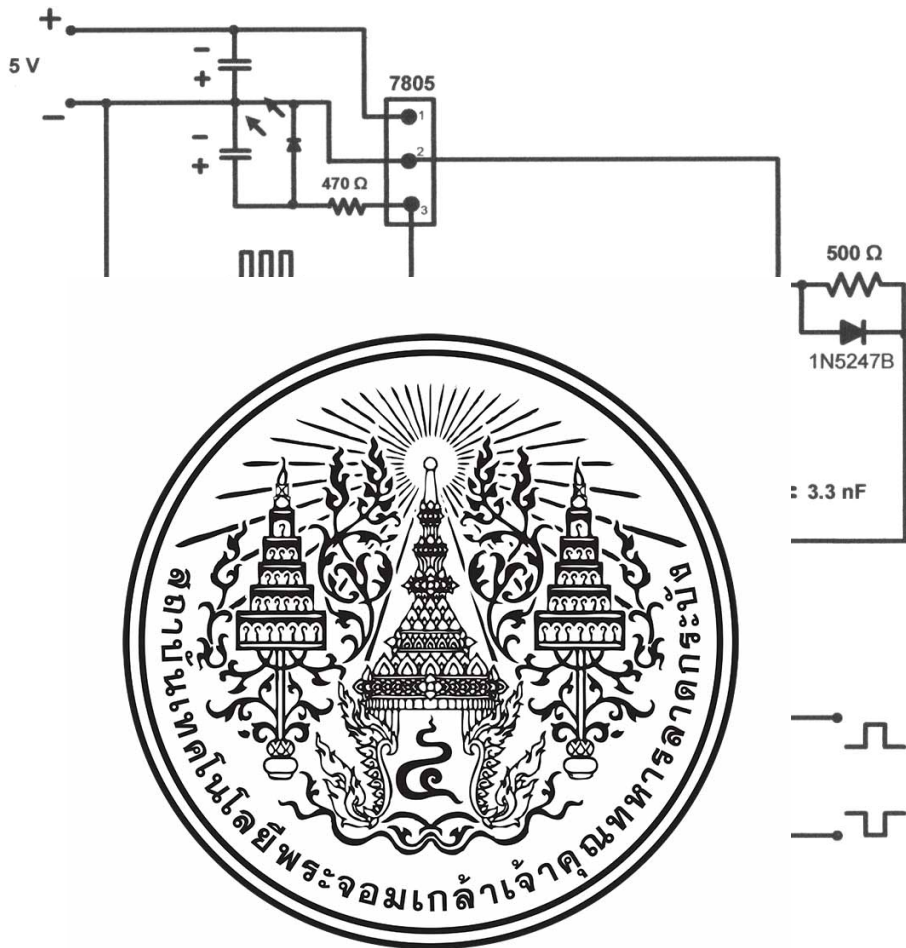
ภาพที่ 3.4 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice



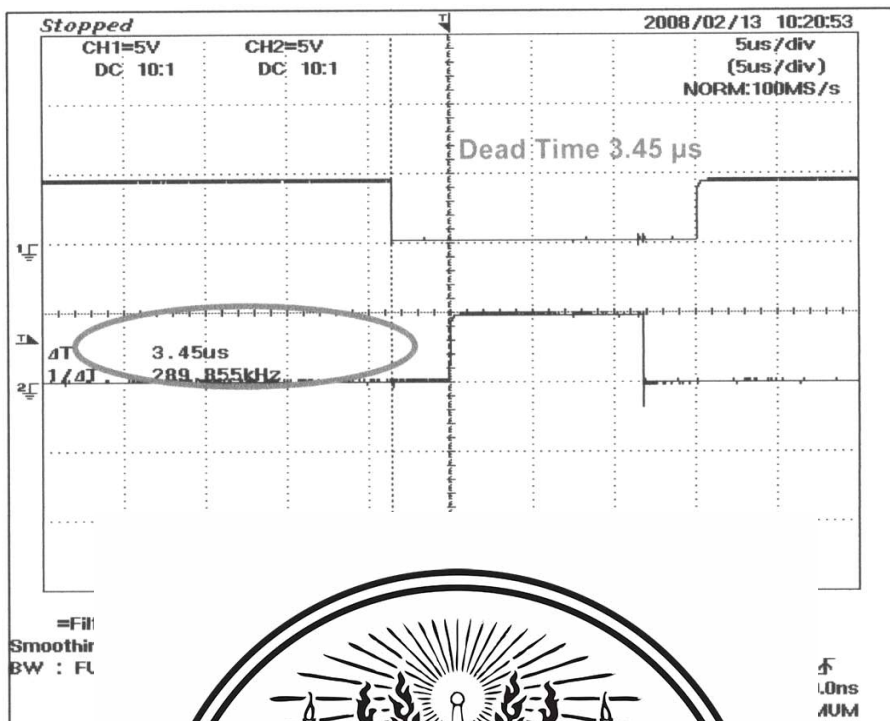
ภาพที่ 3.6 แสดงวงจรกำลังที่สร้าง

3.3 วงจรเดดไทม์ (Dead-Time)

เป็นวงจรแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมไอจีบีที โดยวงจรจะทำหน้าที่สร้างเดดไทม์เพื่อป้องกันไม่ให้ไอจีบีทีทั้งสองทำงานพร้อมกันในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะการทำงาน อันเนื่องมาจากผลของสโตเรจไทม์ของไอจีบีที



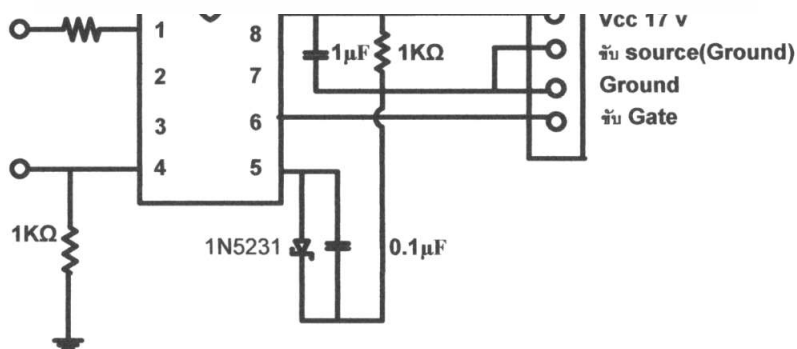
ภาพที่ 3.8 วงจรเดดไทม์ที่สร้างขึ้น



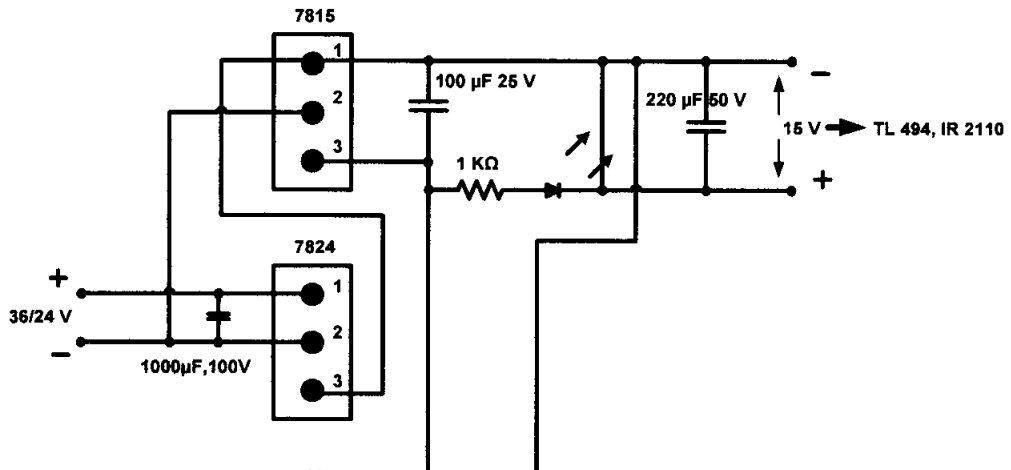
3.4 วงจรขับเกท

สัญญาณ
เกทก่อนส่งให้ไอซี
รับแรงดัน 5 V มา
รับแรงดัน Vcc 17

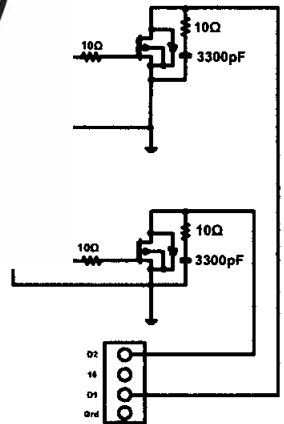
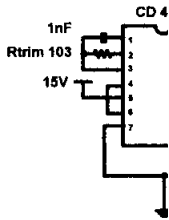
ถ้ามาผ่านวงจรถับ
น้ วงจรถับเกทจะ
ออร์ TLP 250 และ



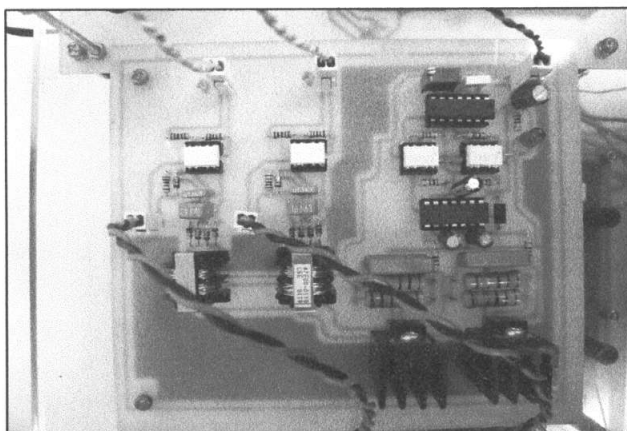
ภาพที่ 3.10 วงจรถับเกท



► Deadtime



ภาพที่ 3.12 วงจร Push-Pull

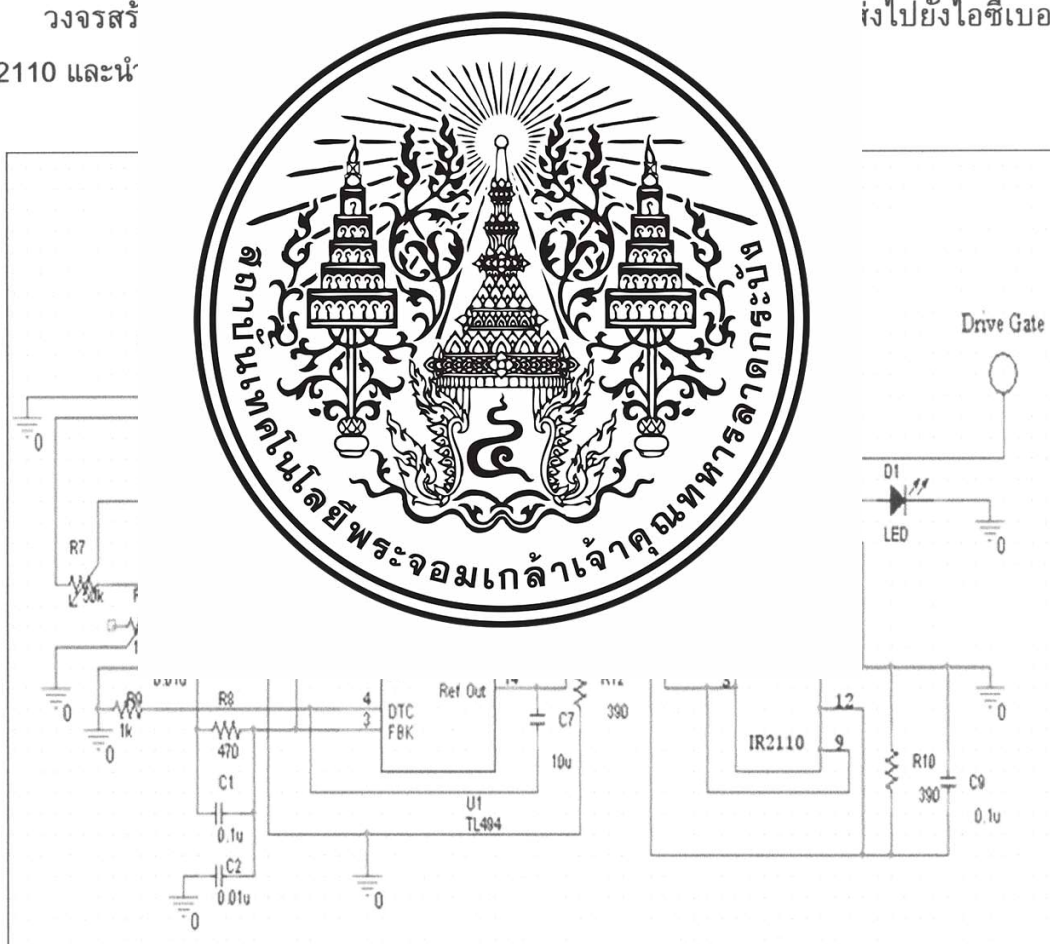


ภาพที่ 3.13 วงจรขับเคลื่อนที่สร้าง

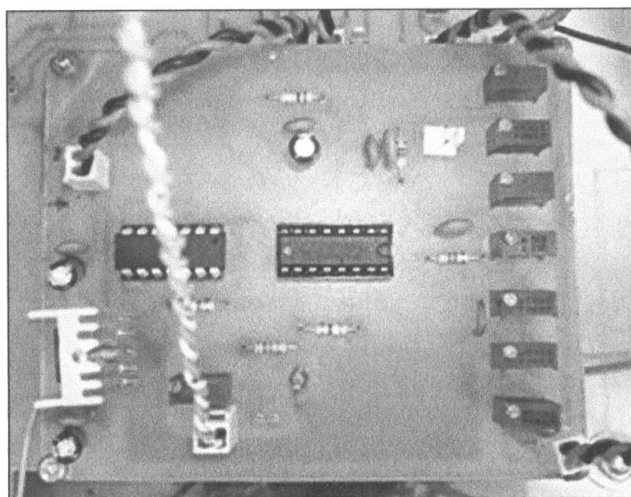
3.5 วงจรสร้างพัลส์

วงจรสร้าง
IR 2110 และนี้

ส่งไปยังไอซีเบอร์



ภาพที่ 3.14 วงจรสร้างพัลส์



ภาพที่ 3.15 วงจรสร้างพัลส์ที่สร้าง



3.6 สรุป

ในบทนี้เป็นการออกแบบวงจรบั๊กบูสต์ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง โดยได้มีการคำนวณตามทฤษฎีและได้ทำการจำลองวงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice ซึ่งใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง ที่ความถี่ 20 KHz รวมไปถึงได้ทำการสร้างวงจรกำลังขึ้นด้วย

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 วัตถุประสงค์

1. เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC converter
2. เพื่อศึกษาวิธีการชาร์จแบตเตอรี่
3. เพื่อฝึกทักษะในการใช้โปรแกรม Pspice

4.2 เครื่องมือและอุปกรณ์

1. ชุดวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter
2. DC Amm
3. Oscillosc
4. ชุดโหนด
5. ชุดแบตเตอรี่

4.3 ขั้นตอนการทดลอง

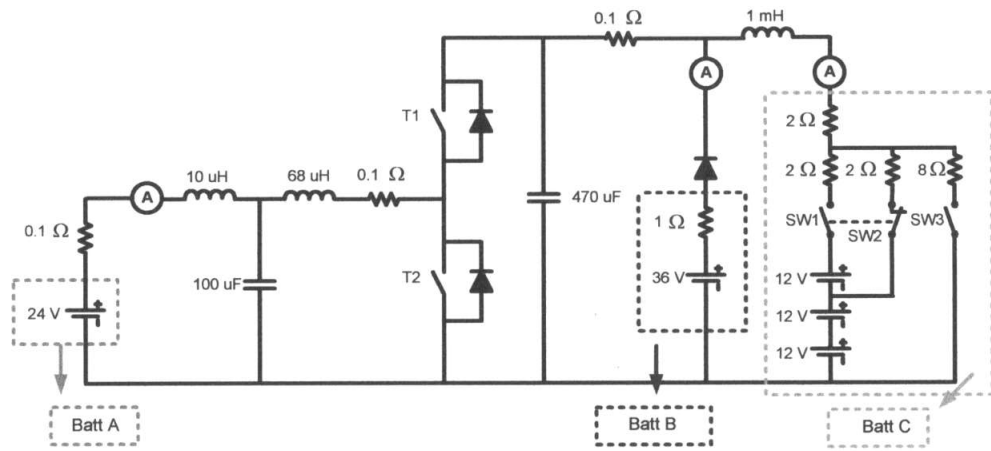
ทำการทดลอง

ตารางที่ 4.1 แสดง

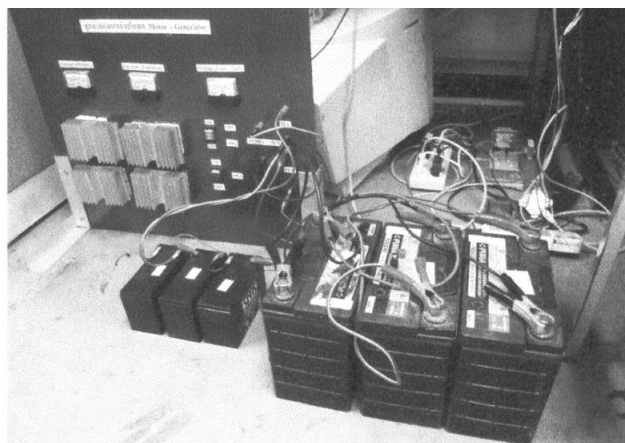


| | | | | |
|---|-----------|----------|----|-----------|
| | โหม | | | n |
| | Buck | | | acting SW |
| 1 | - | | | S3 on |
| 2 | ✓ D=0.... | | | S3 on |
| 3 | - | ✓ D=0.37 | T2 | S2 on |
| 4 | ✓ D=0.80 | - | T1 | S1 on |
| | | | | |

รูปวงจรการทำงานของวงจรโดยรวม



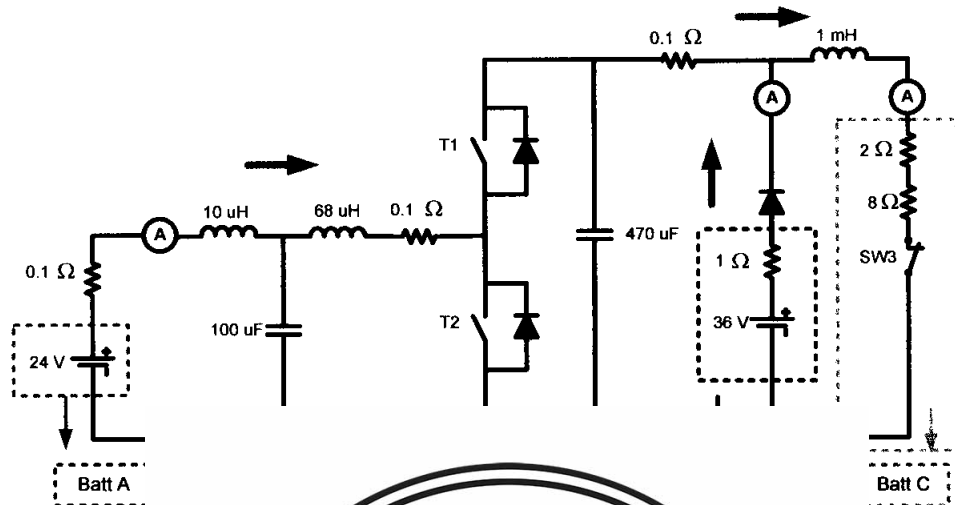
ภาพที่ 4.1 วงจรการทำงานโดยรวม



ภาพที่ 4.3 ชุดแบตเตอรี่ที่ใช้ในการทดลอง

4.4 การทดลองเงื่อนไขที่ 1

ทดลองการทำงานของ Bidirectional ในส่วนของ Boost Mode เพื่อดูว่า Batt A กับ Batt B ทำงาน Bidirectional ที่โหลด 10 โอห์มได้อย่างไร



ภาพ

- ขั้นตอนการทดลอง
1. ทำการจ้ โหลด 10 โอห์ม
 2. ตรวจสอบ
 3. กด SW3
 4. จ่ายแรง
 5. ทำการจ้
 6. ทำการบ้



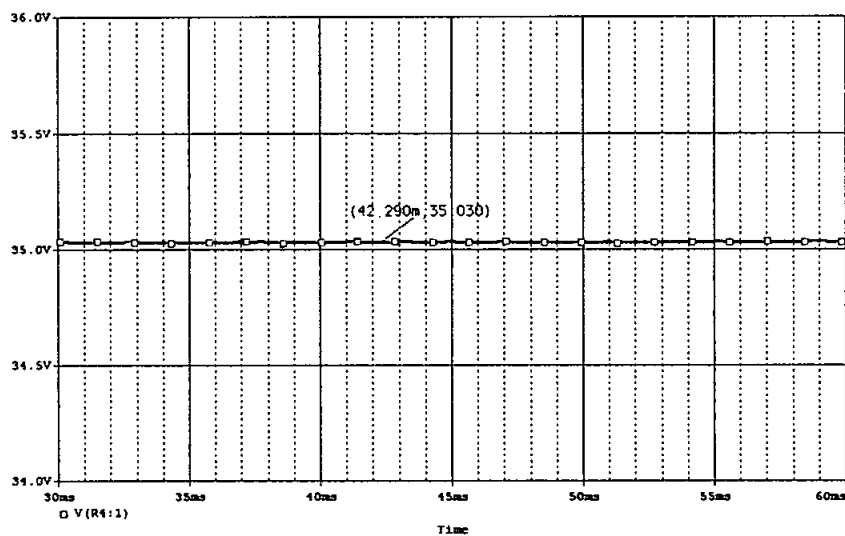
ode

อร์โดยทำการจ่าย

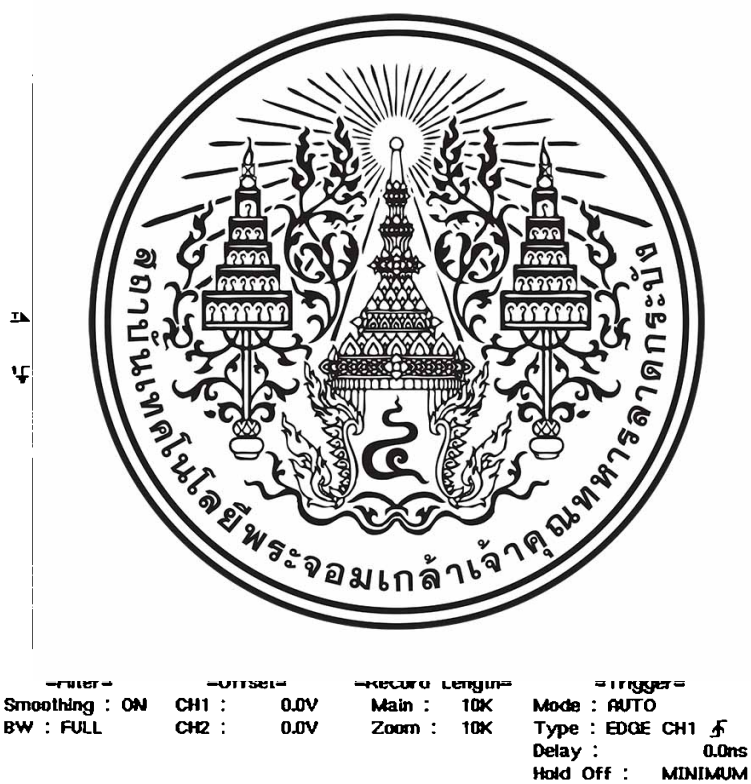
่งทำงาน

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 1

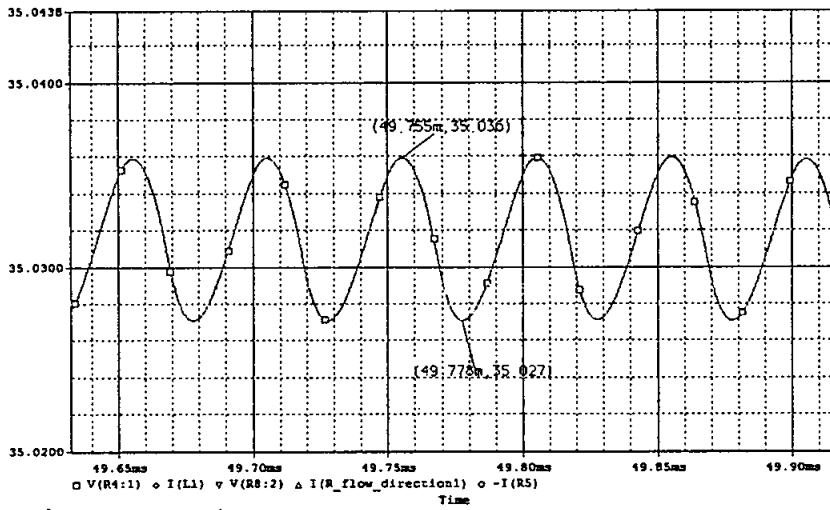
| Boost Mode | Duty | Input (Batt A) | | | Batt B | | | Output (Load) | | | η (%) |
|-----------------|------|----------------|-------|-------|--------|-------|-------|---------------|-------|--------|-------|
| | | V (V) | I (A) | P (W) | V (V) | I (A) | P (W) | V (V) | I (A) | P (W) | |
| T2 ON SW3 ON | 0.37 | 25 | 5.5 | 137.5 | 36.61 | 0 | 0 | 35.16 | 3 | 105.48 | 76.71 |



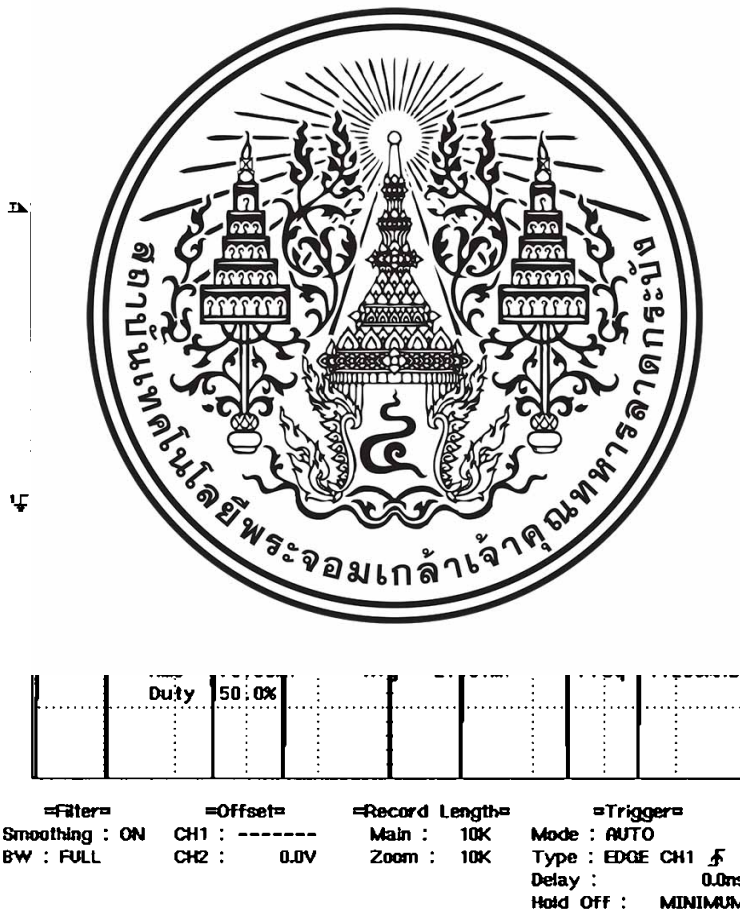
ภาพที่ 4.5 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.37$



ภาพที่ 4.6 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.37$

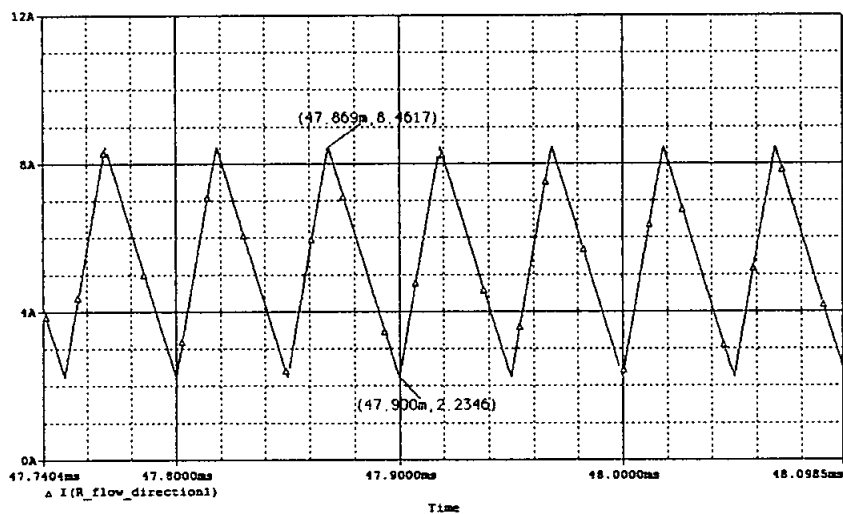


ภาพที่ 4.7 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการจำลองการทำงาน



ภาพที่ 4.8 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการวัดจริง

$$Ripple = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{508mV - (-512mV)}{35.16V} \times 100 \times 100mV = 0.29\%$$

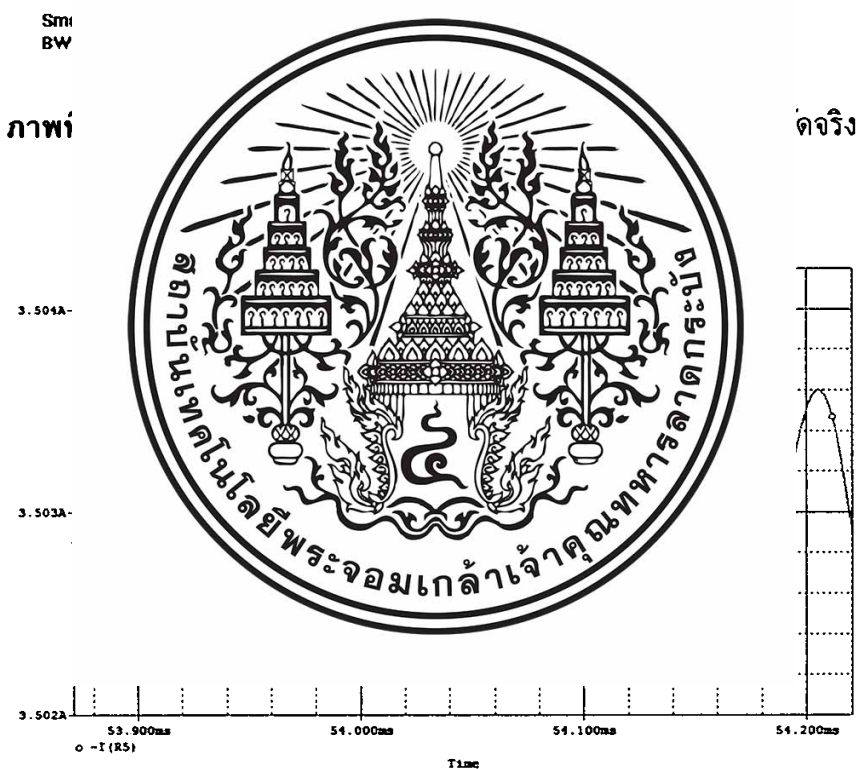
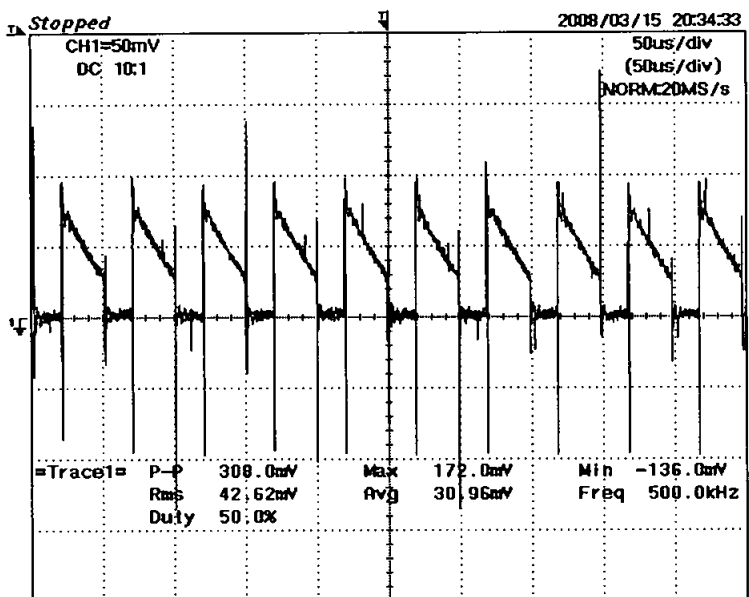


ภาพที่ 4.9 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

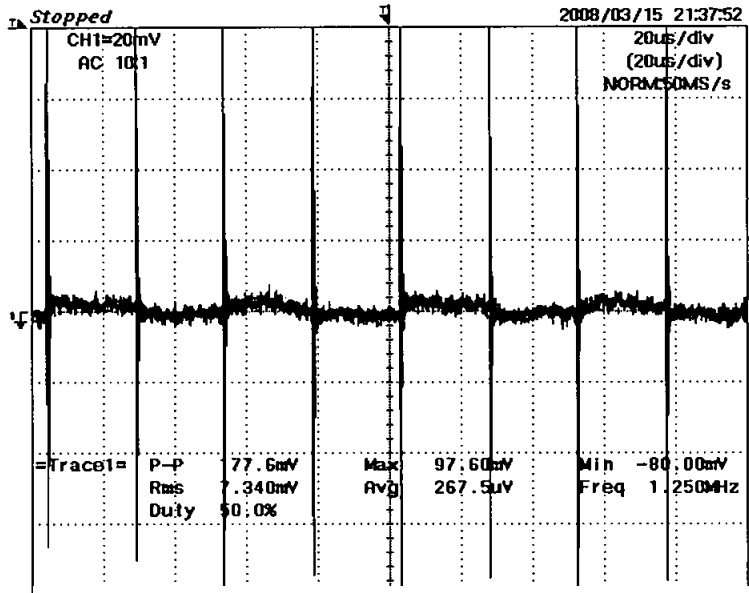


Smoothing : ON CH1 : ----- Main : 10K Mode : AUTO
 BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 \neq
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.10 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง



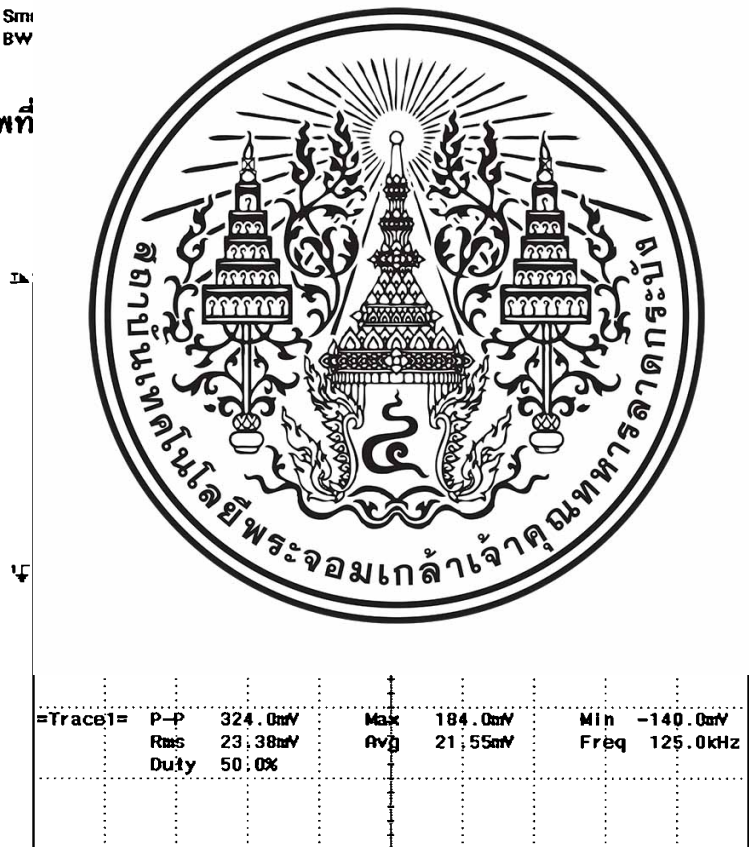
ภาพที่ 4.12 กระแสไฟฟ้า I_{Load} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน



Sm
BW

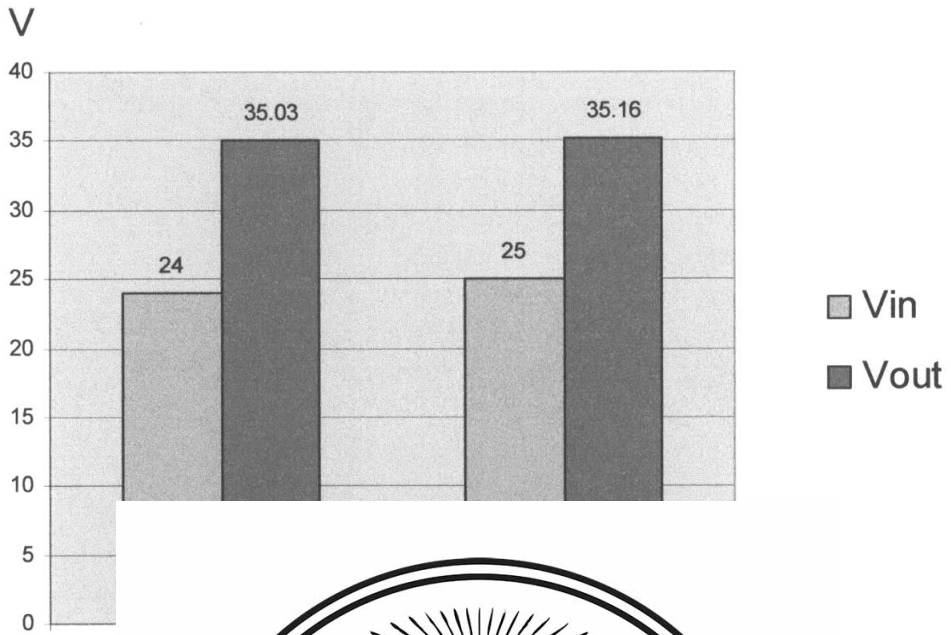
ภาพที่

วัดจริง



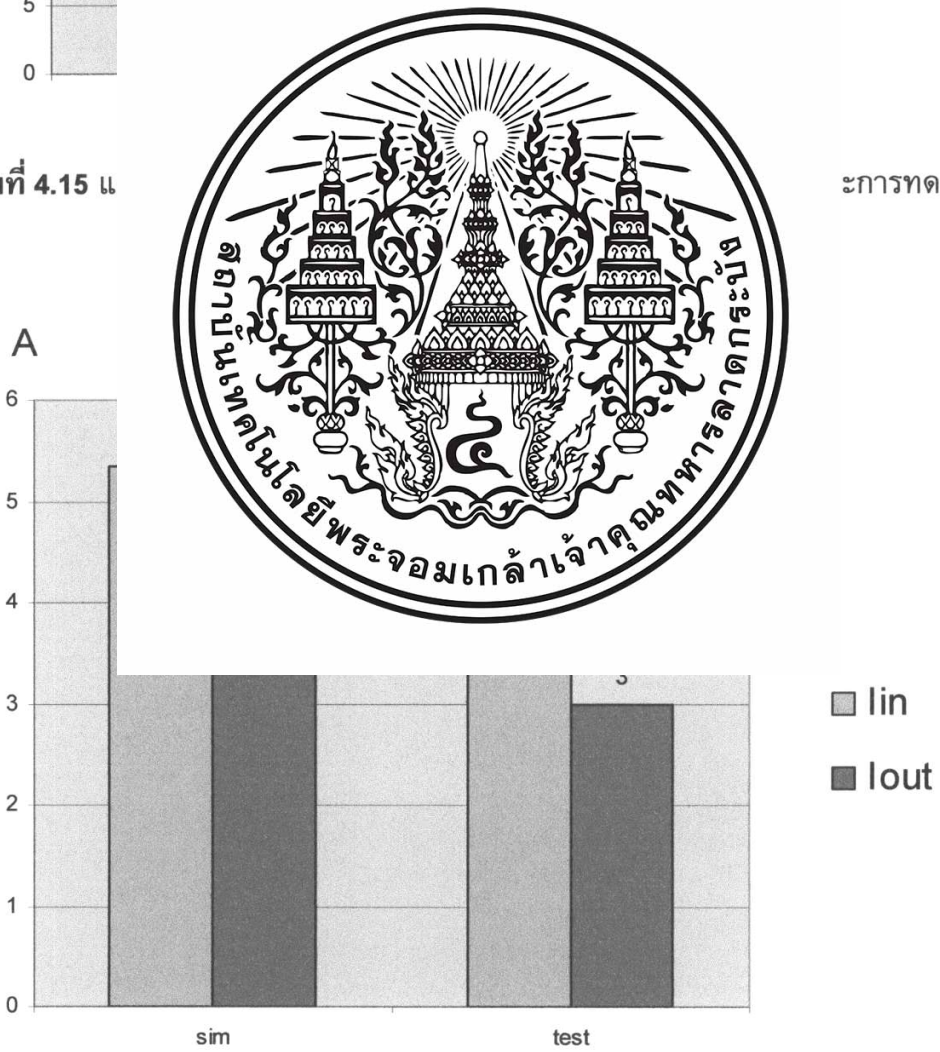
=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : ON CH1 : 0.000V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 $\frac{f}{\text{f}}$
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.14 กระแสไฟฟ้า I_{Load} (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

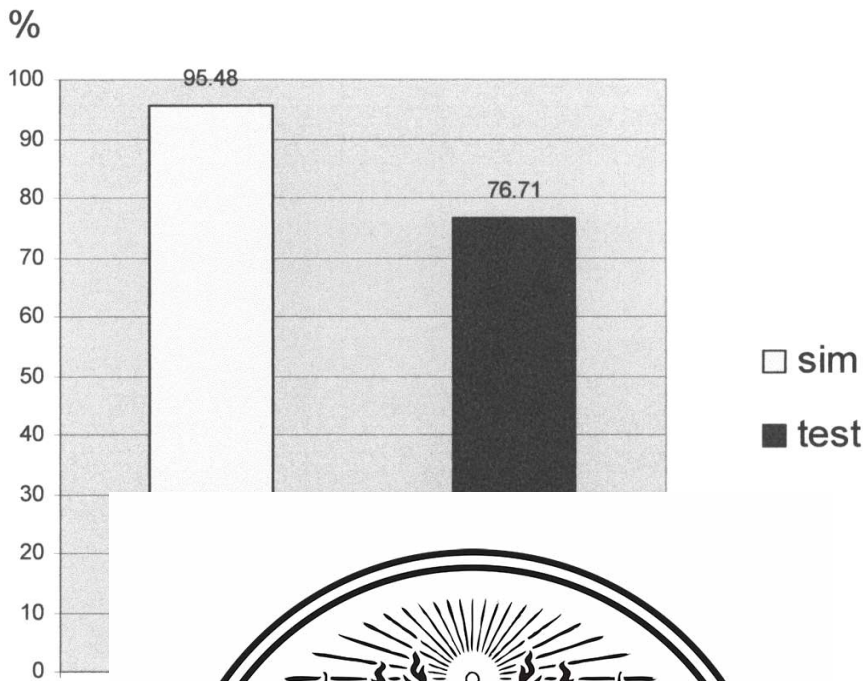


ภาพที่ 4.15 แ

ะการทดลอง



ภาพที่ 4.16 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง



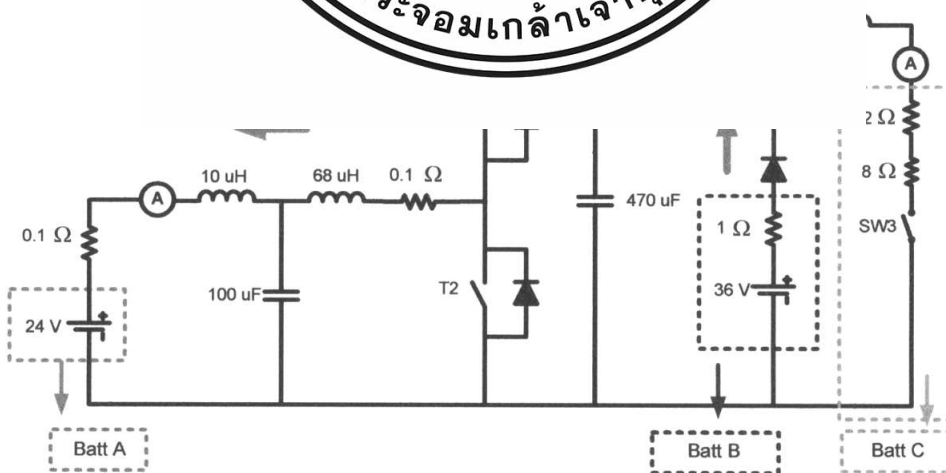
ภาพที่ 4.17 แผน

4.5 การทดลองเงื่อ
ทดลองการ
ทำงาน Bidirectional



และการทดลอง

att A กับ Batt B
= 10 Ω



ภาพที่ 4.18 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Buck Mode

ขั้นตอนการทดลอง

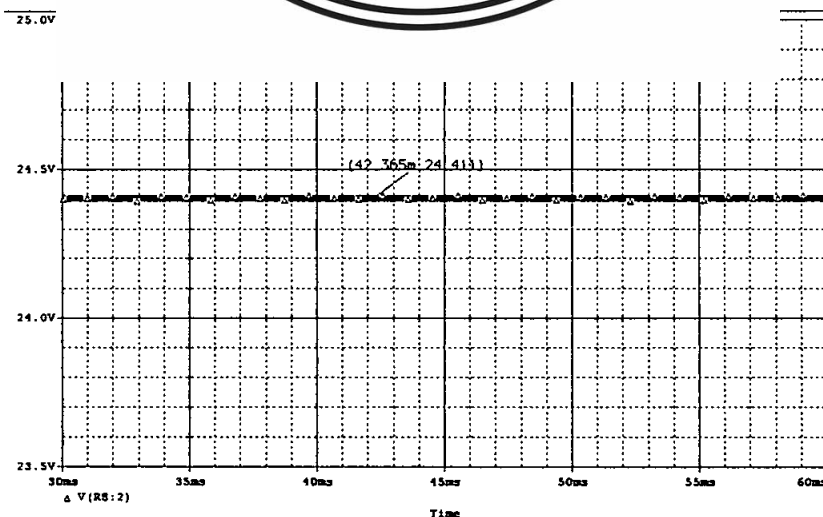
1. ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจาก Batt B เท่ากับ 36 โวลท์
2. ตรวจสอบสัญญาณ Drive Gate เพื่อปรับค่า Duty ที่ 80%
3. ทำการ Batt B เพื่อจ่ายแรงดันให้กับโหลด
4. กด SW3 เพื่อจ่ายโหลด $R = 10\Omega$
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 24 โวลท์ จาก Batt A เข้าสู่ระบบ
6. ทำการจ่ายสัญญาณที่มีค่า Duty ที่ 80% ให้กับ T1 โดยที่ T2 ต้องยังไม่ทำงาน
7. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output
8. ทำการ OFF SW3 เพื่อปลดโหลดออกจากระบบ
9. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output
10. นำผลที่ได้จากขั้นตอนที่ 7 และ 9 มาทำการเปรียบเทียบ

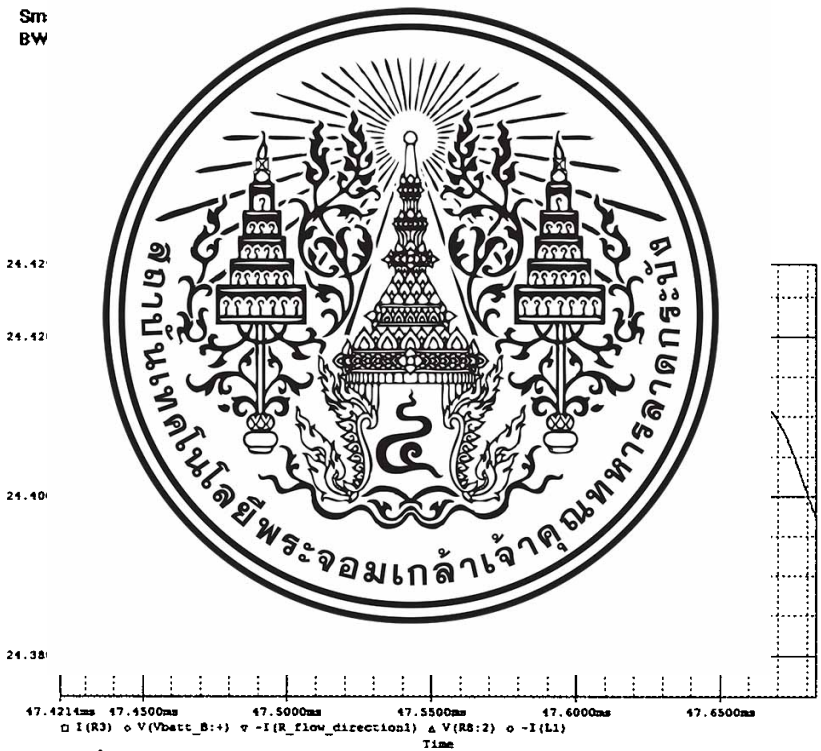
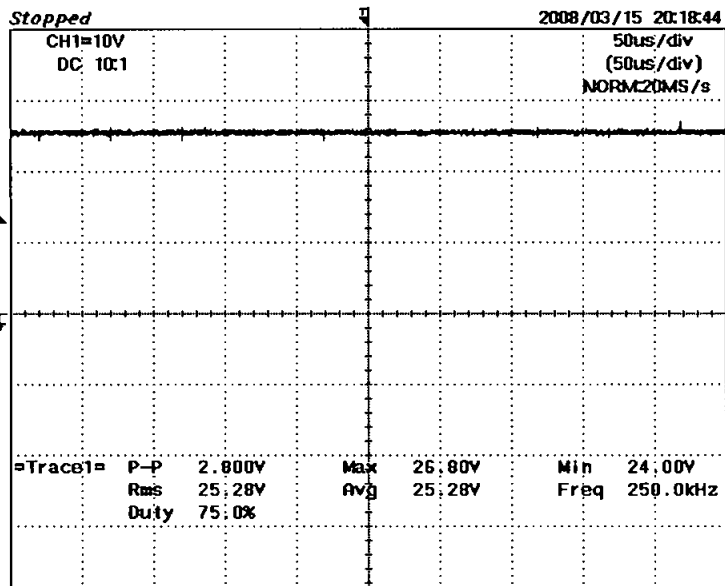
ตารางที่ 4.3 ผลการ

| Buck Mode | Duty |
|------------------|------|
| T1 ON SW3 ON | 0.80 |
| T1 ON SW3 OFF | 0.80 |



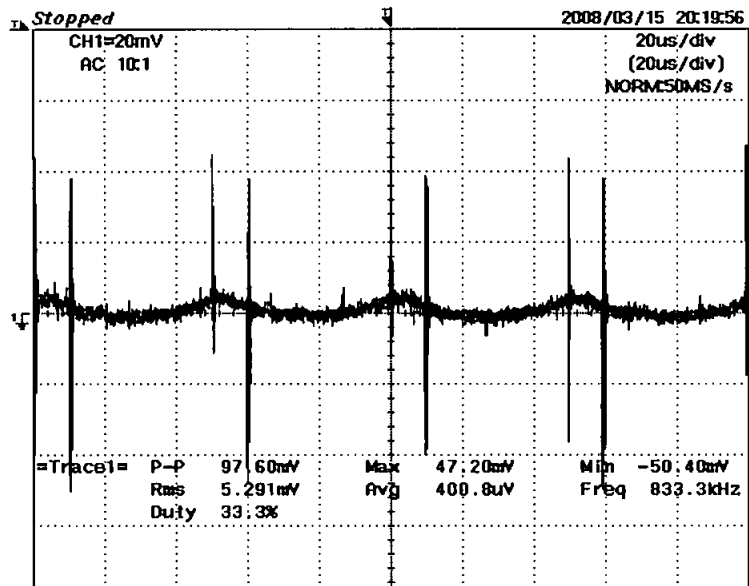
| Load (P (W)) | η (%) |
|--------------|------------|
| 90 | 17.40 |
| 0 | 72.06 |

ภาพที่ 4.19 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.8$



ภาพที่ 4.21 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการจำลอง

$$Ripple = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{24.411V - (24.393V)}{24.411V} \times 100 = 0.073\%$$



Sm
BW

ก

7.5A

6.0A

4.0A

2.0A

0.5A

49.038ms 49.100ms 49.200ms 49.300ms 49.383ms

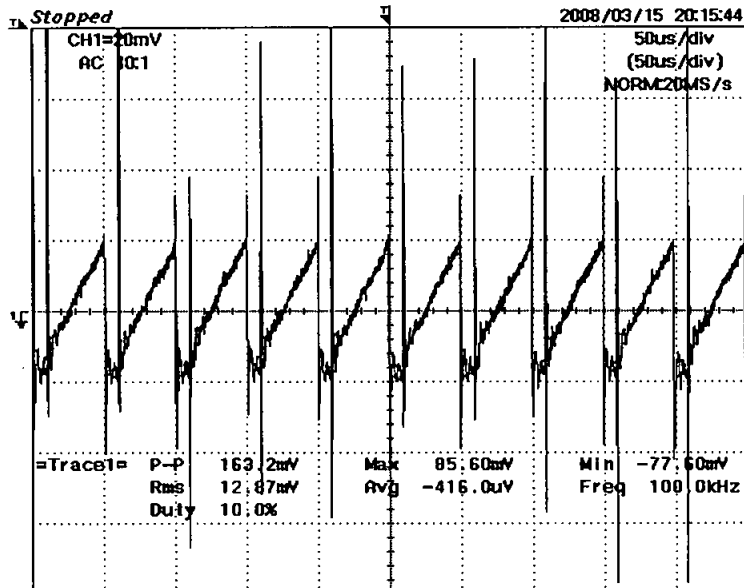
v -I(R_flow_direction) Time



ง

.007%

ภาพที่ 4.23 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน



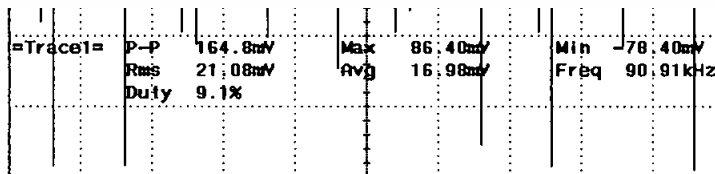
Sm
BW

ภาพ

ดจจริง

๔

๔



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=

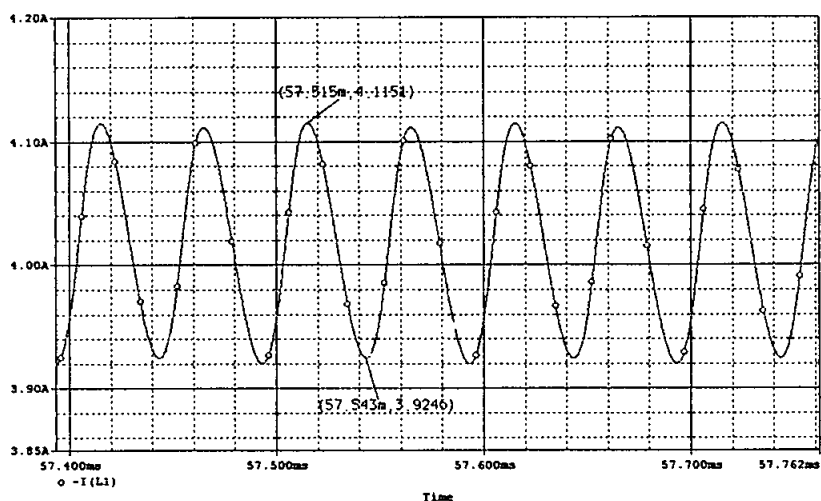
Smoothing : ON CH1 : 0.000V Main : 10K Mode : AUTO

BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 ๕

Delay : 0.0ns

Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.25 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

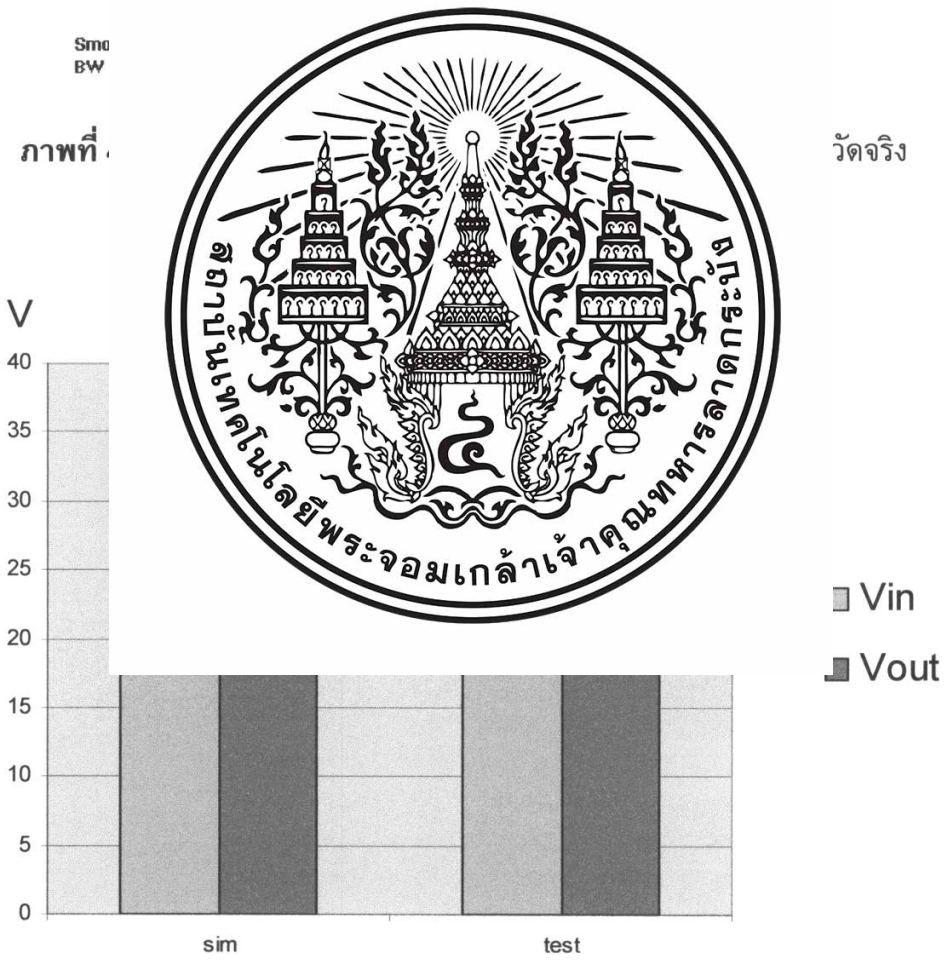
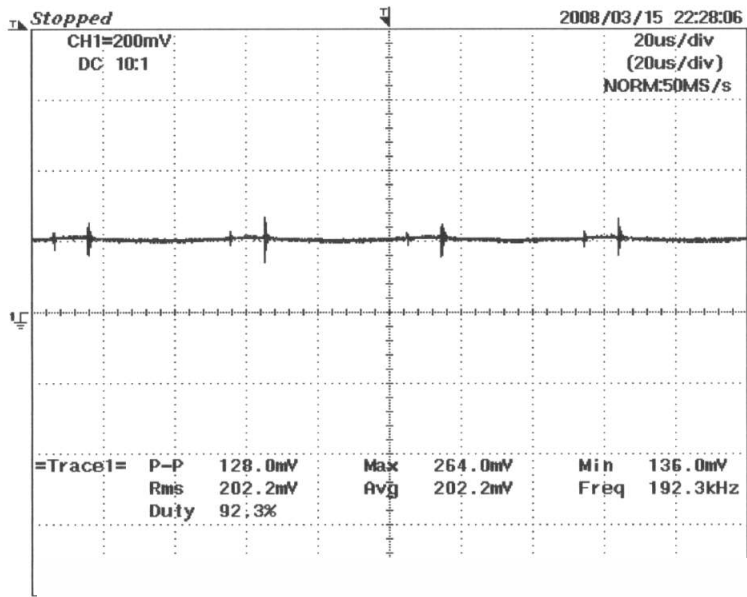


ภาพที่ 4.26 กระแสไฟฟ้า I_{charge} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

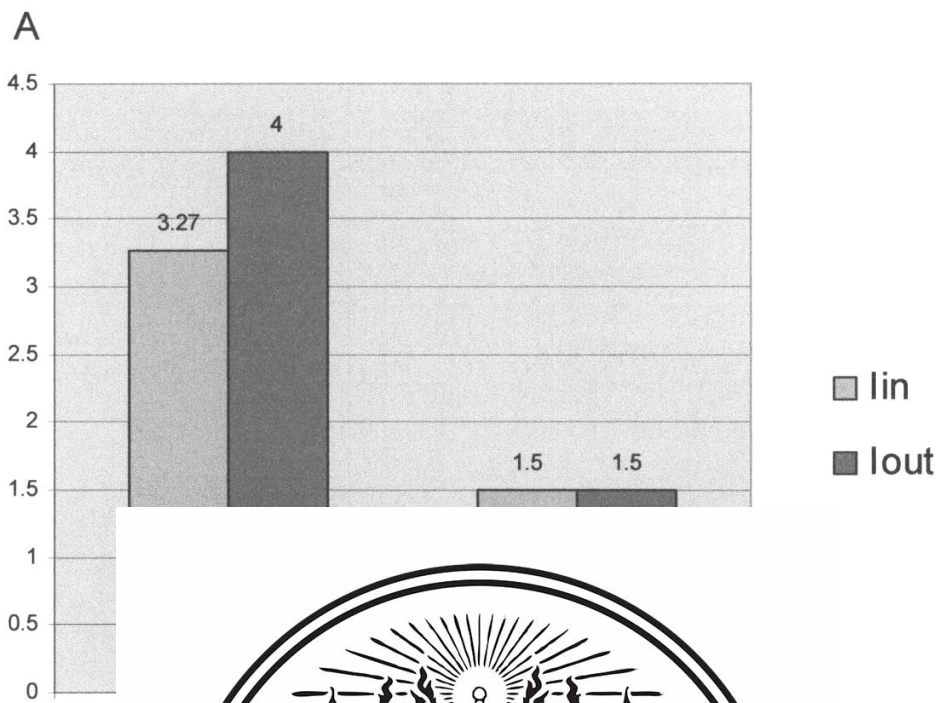


Sm
 BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 f
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.27 กระแสไฟฟ้า I_{charge} (โหมด AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

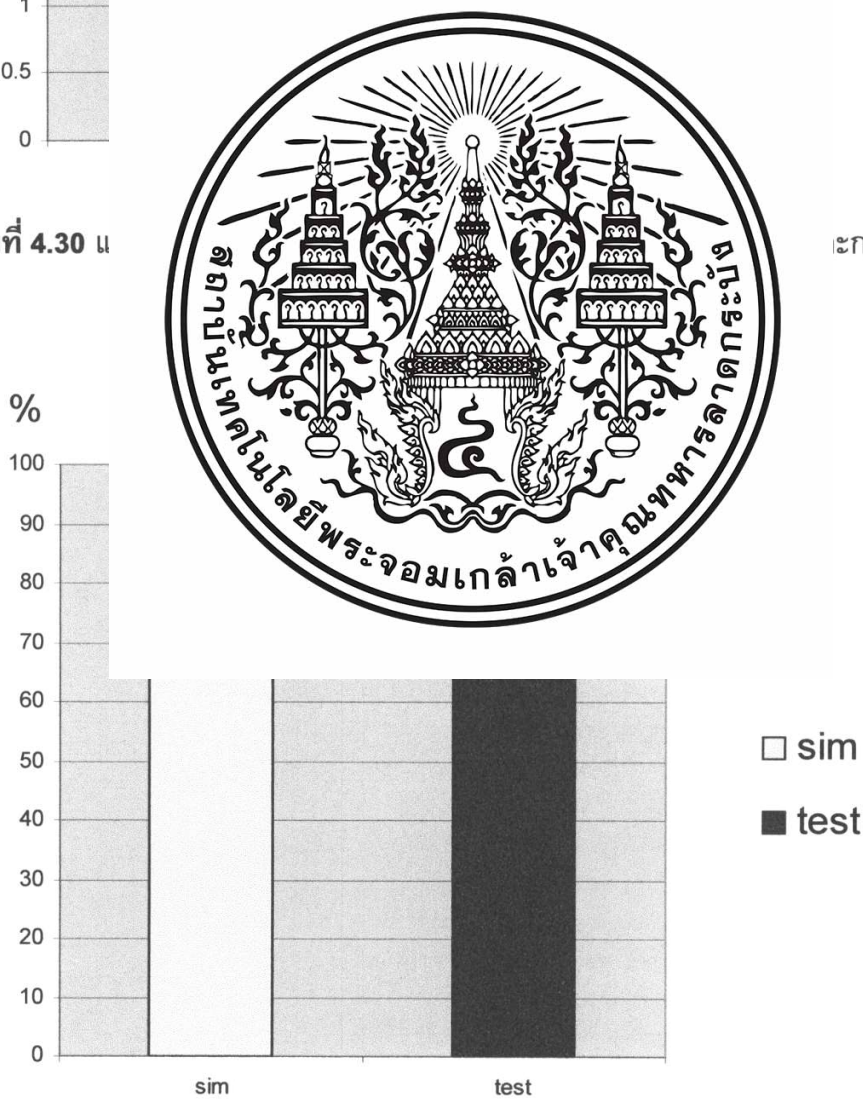


ภาพที่ 4.29 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง



ภาพที่ 4.30 แ

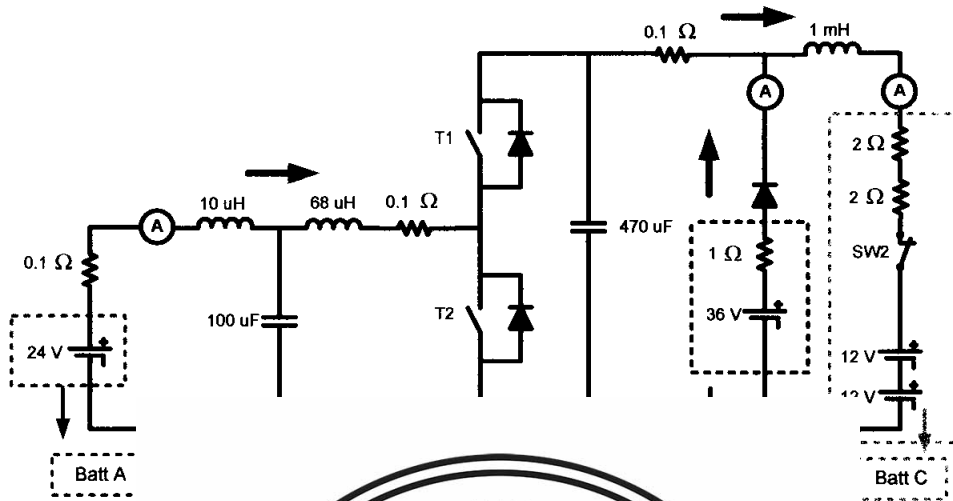
ะการทดลอง



ภาพที่ 4.31 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่างการชิมมูลเข็นและการทดลอง

4.6 การทดลองเงื่อนไขที่ 3

ทดลองการทำงานของ Bidirectional ในส่วนของ Boost Mode เพื่อดูว่า Batt A กับ Batt B ทำงาน Bidirectional ให้กับ Batt C



ภาพ

Mode

ระแสดงตรงจาก

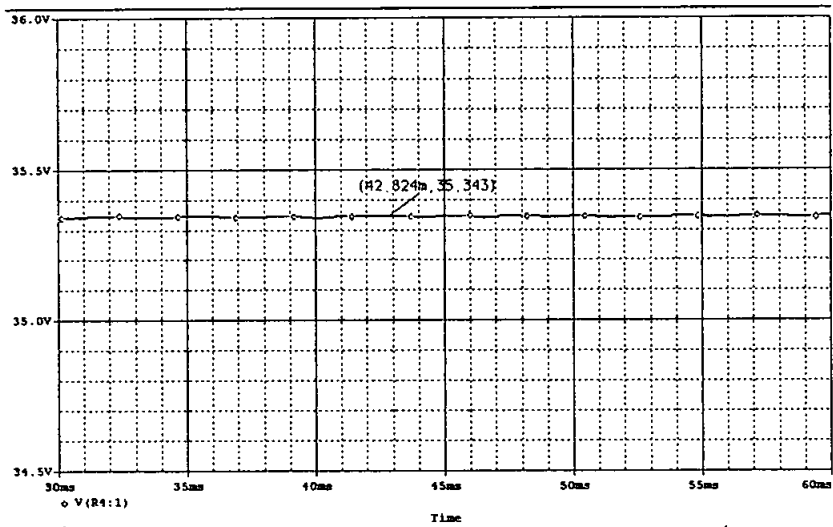
ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการจั Batt B เท่ากับ 36
2. ตรวจสอบ
3. กด SW
4. ทำการ
5. จ่ายแรง
6. ทำการ



ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 3

| Boost Mode | Duty | Input (Batt A) | | | Batt B | | | Output (Batt C) | | | η (%) |
|-----------------|------|----------------|-------|-------|--------|-------|-------|-----------------|-------|-------|------------|
| | | V (V) | I (A) | P (W) | V (V) | I (A) | P (W) | V (V) | I (A) | P (W) | |
| T2 ON SW2 ON | 0.37 | 24 | 4 | 96 | 36.59 | 0 | 0 | 35.38 | 2.5 | 88.45 | 92.13 |

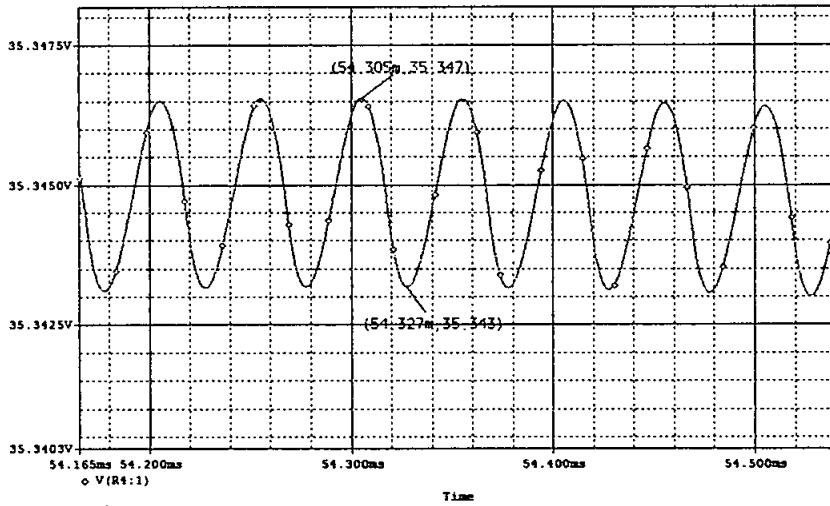


ภาพที่ 4.33 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.37$

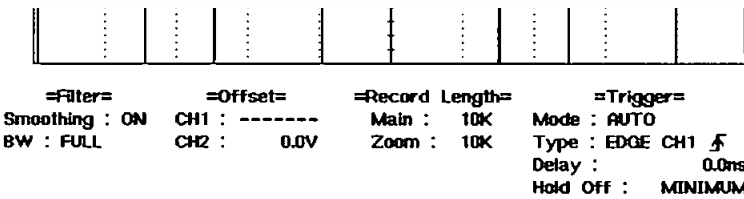


Smoothing : ON CH1 : 0.0V Main : 10K Mode : AUTO
 BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 \uparrow
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.34 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.37$

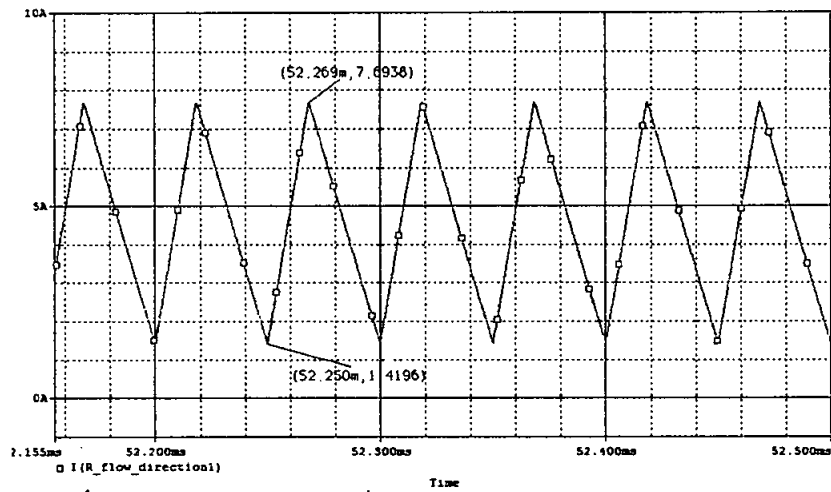


ภาพที่ 4.35 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการจำลอง



ภาพที่ 4.36 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการวัดจริง

$$Ripple = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{246mV - (-242mV)}{35.38V} \times 100 \times 50mV = 0.083\%$$

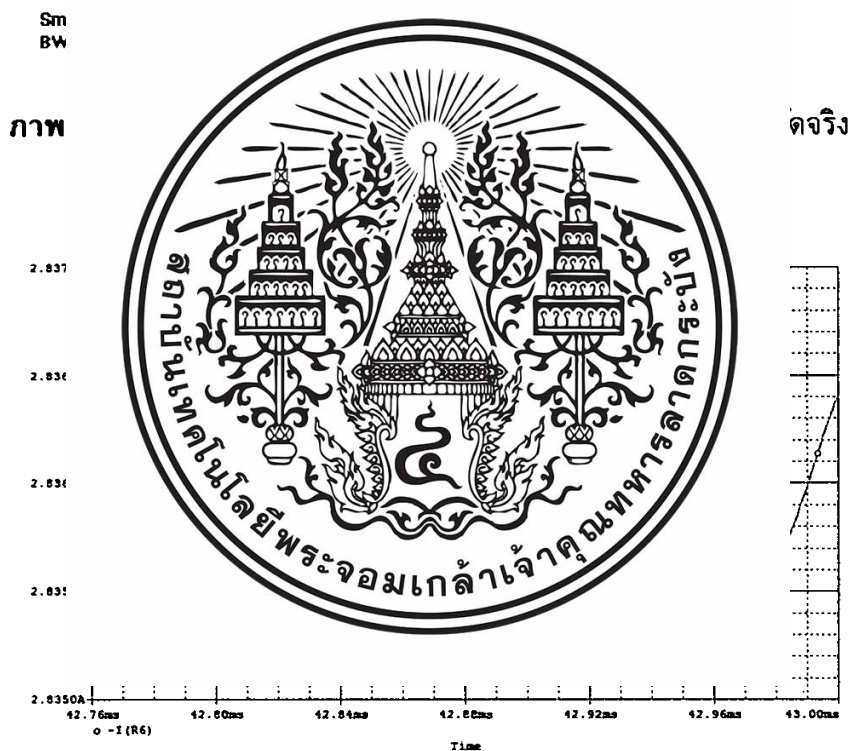
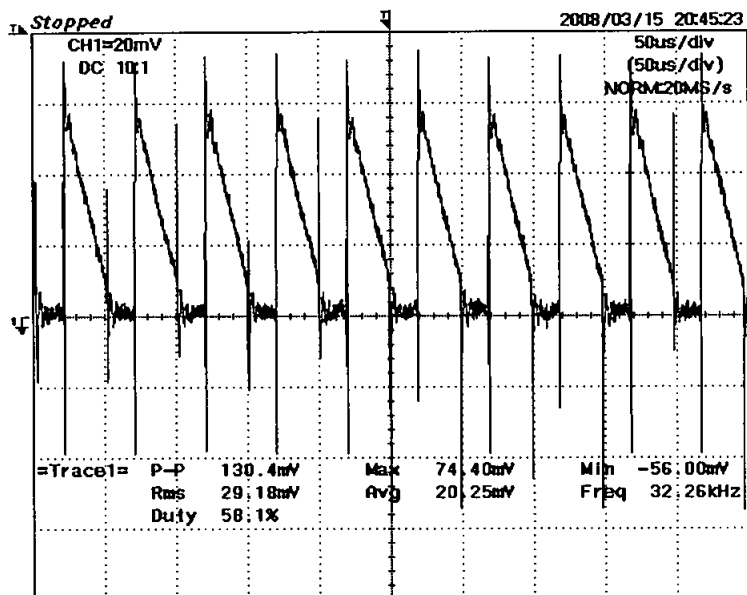


ภาพที่ 4.37 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

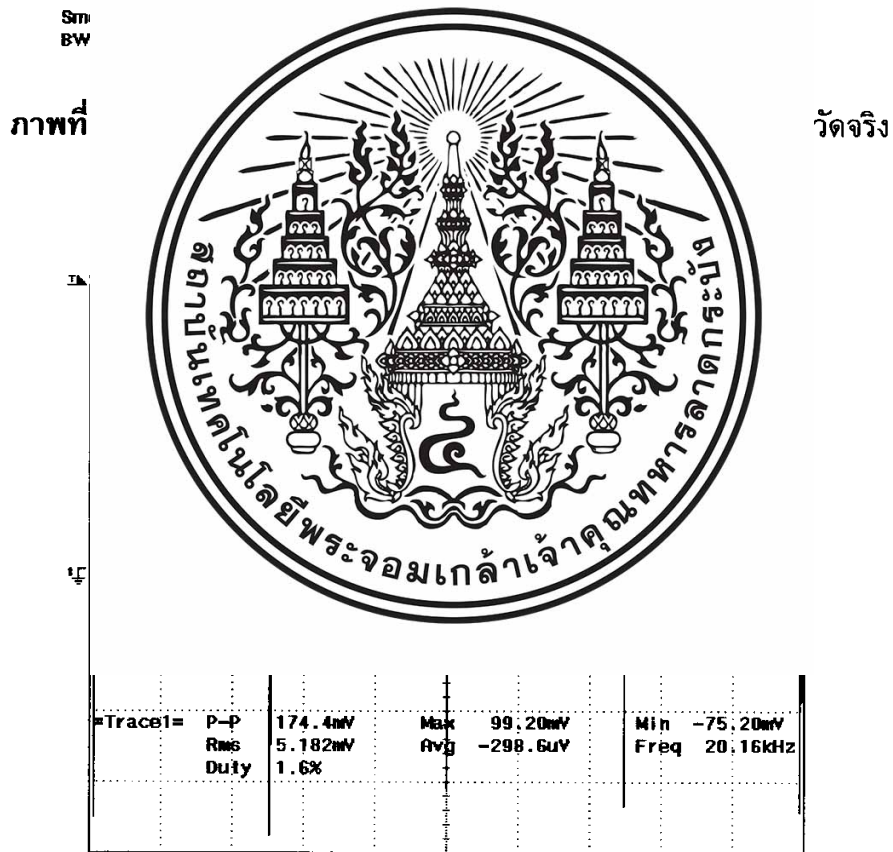
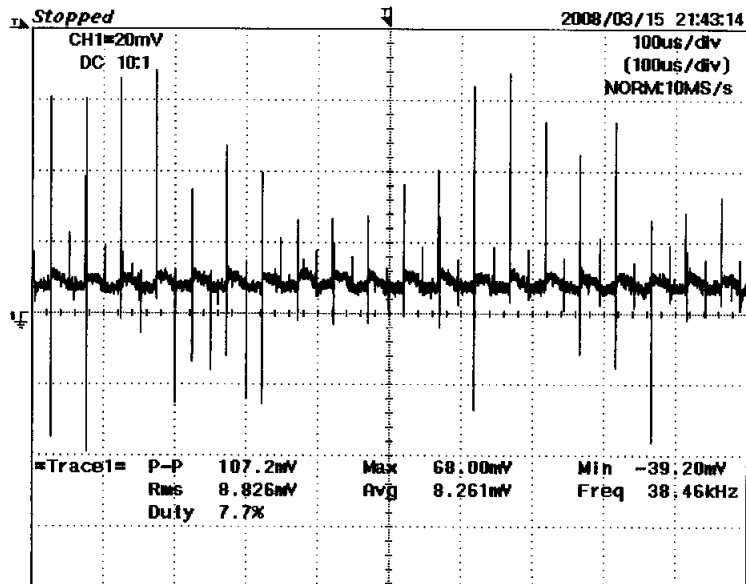


Sm
 BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 $\sqrt{\quad}$
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.38 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

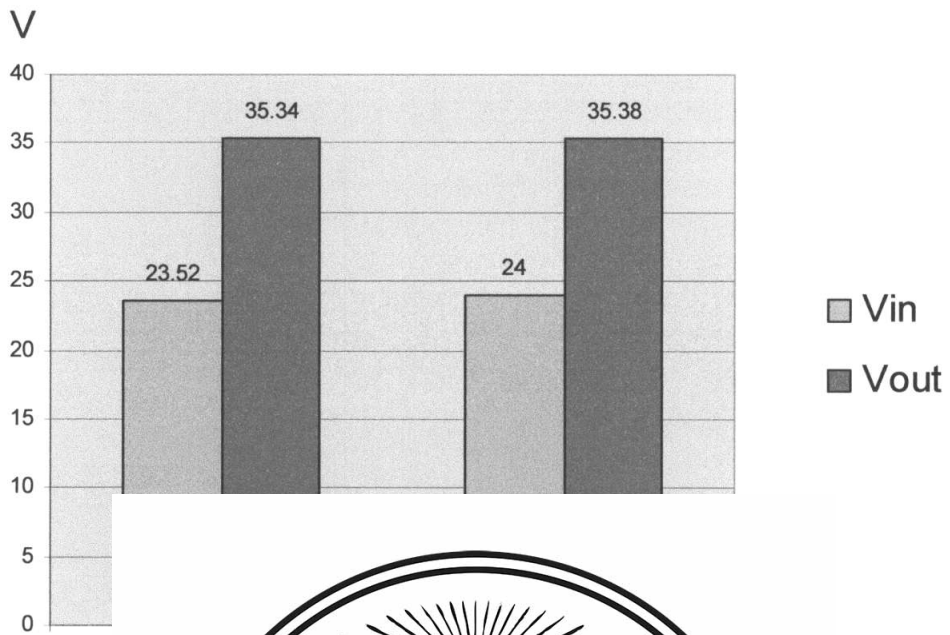


ภาพที่ 4.40 กระแสไฟฟ้า I_{Load} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน



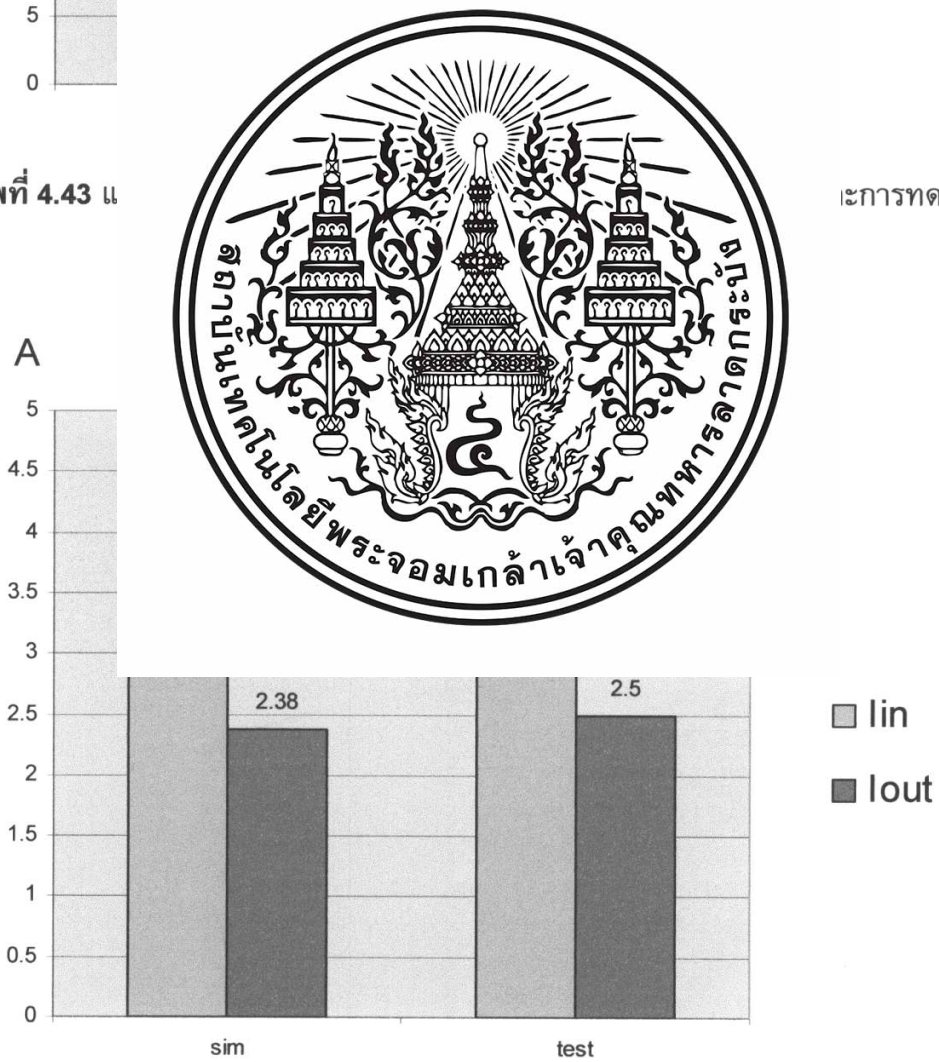
=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : ON CH1 : ----- Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 \downarrow
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.42 กระแสไฟฟ้า I_{Load} (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

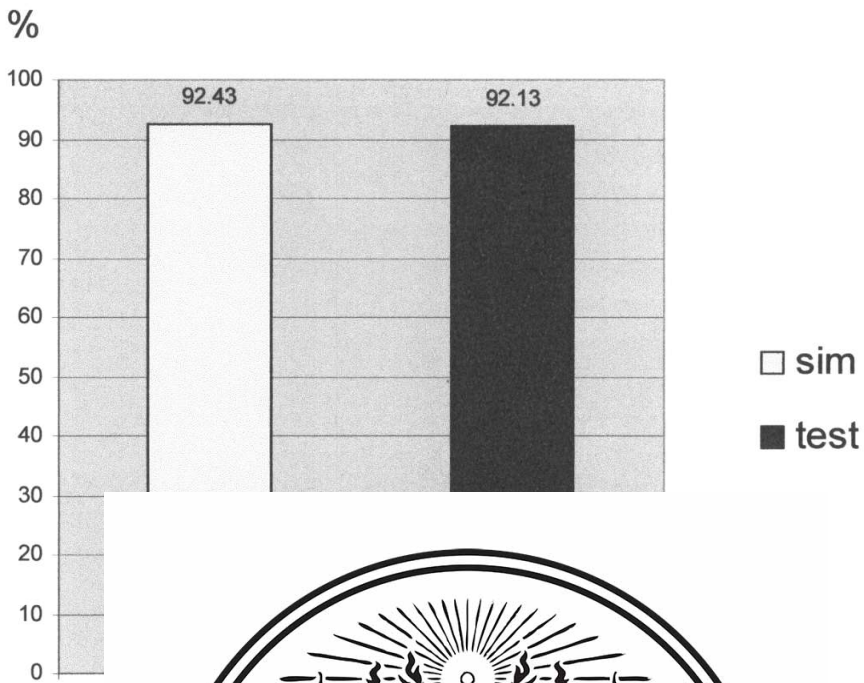


ภาพที่ 4.43 แ

ะการทดลอง



ภาพที่ 4.44 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง



ภาพที่ 4.45 แผน

และการทดลอง

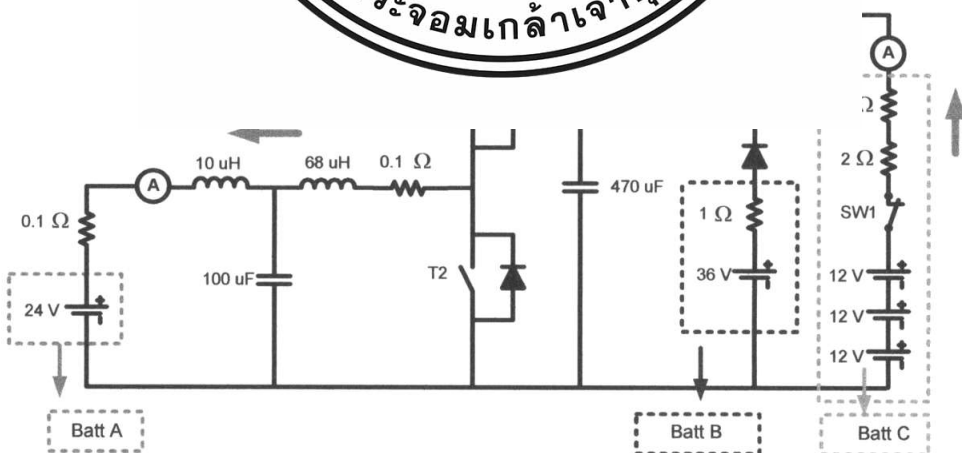
4.7 การทดลองเชิง

ทดลองการ

ทำงาน Bidirection:



att A กับ Batt C



ภาพที่ 4.46 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Buck Mode

ขั้นตอนการทดลอง

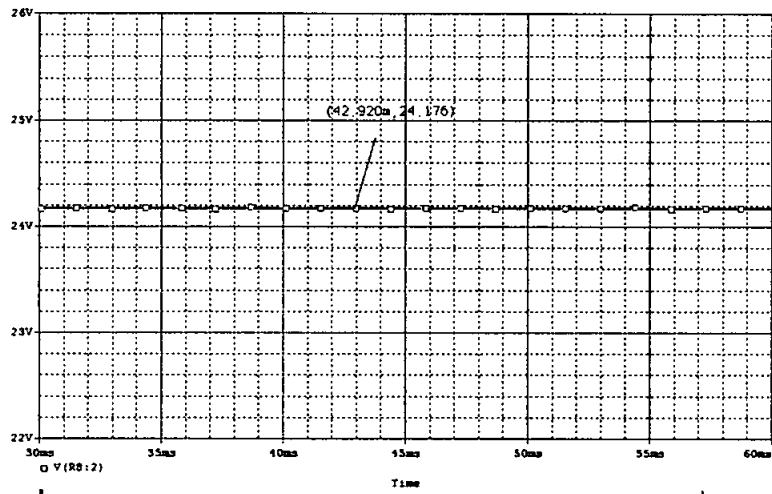
1. ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจาก Batt B เท่ากับ 36 โวลท์
2. ตรวจสอบสัญญาณ Drive Gate เพื่อปรับค่า Duty ที่ 80%
3. ทำการ ON Batt B เข้าสู่ระบบ
4. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 24 โวลท์ จาก Batt A เข้าสู่ระบบ
5. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output
6. ทำการ ON SW1 เพื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ $(36\text{ V} + R(4\Omega))$
7. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output
8. ทำการ OFF Batt B
9. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output
10. นำผลที่ได้จากข้อ 7 และ 9 มาทำการเปรียบเทียบ

ตารางที่ 4.5 ผลการ

| Buck Mode | Duty |
|------------------|------|
| T1 ON SW1 OFF | 0. |
| T1 ON SW1 ON | 0. |
| T1 ON SW1 ON | 0. |



| I (Batt C) | | η (%) |
|------------|-------|---------------|
| I (A) | P (W) | |
| 0 | 0 | 69.80 |
| 1 | 33 | 76.54 |
| 1 | 33 | 73.47 |

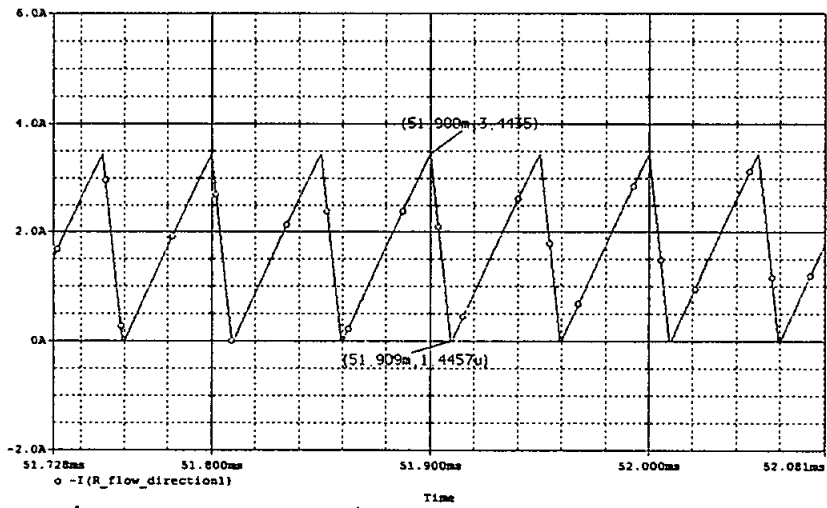


ภาพที่ 4.47 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.8$



Sm:
 BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 \uparrow
 Delay : 0.0ms
 Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.48 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.8$

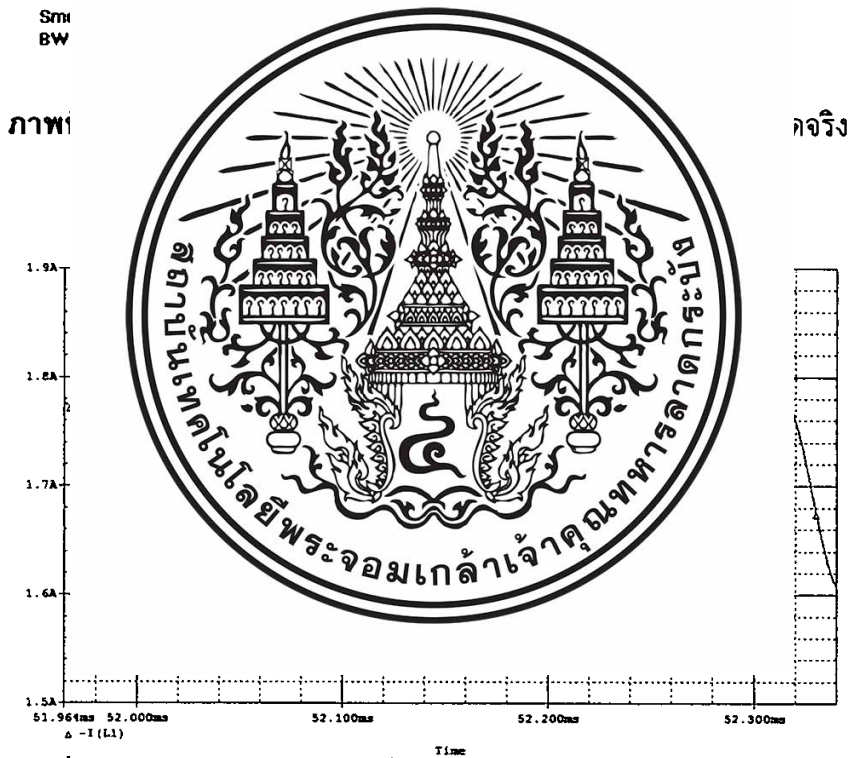
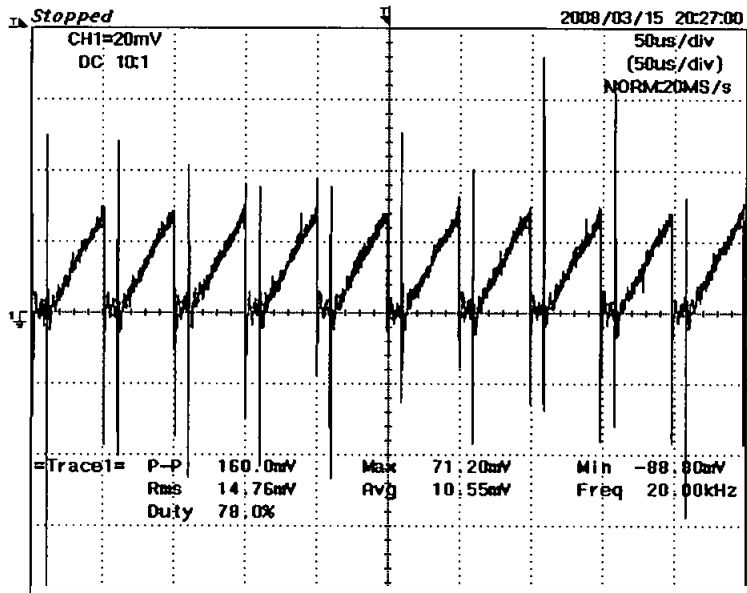


ภาพที่ 4.51 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

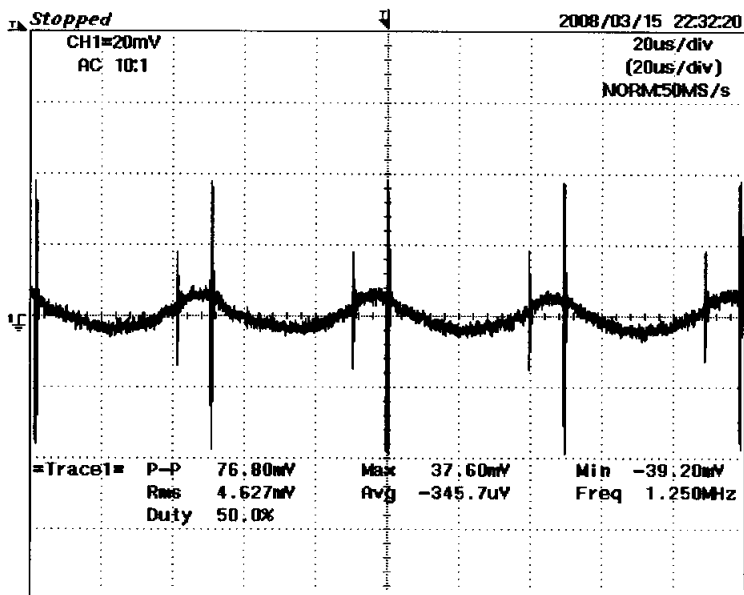


Strk
BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 f
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.52 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมต AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง



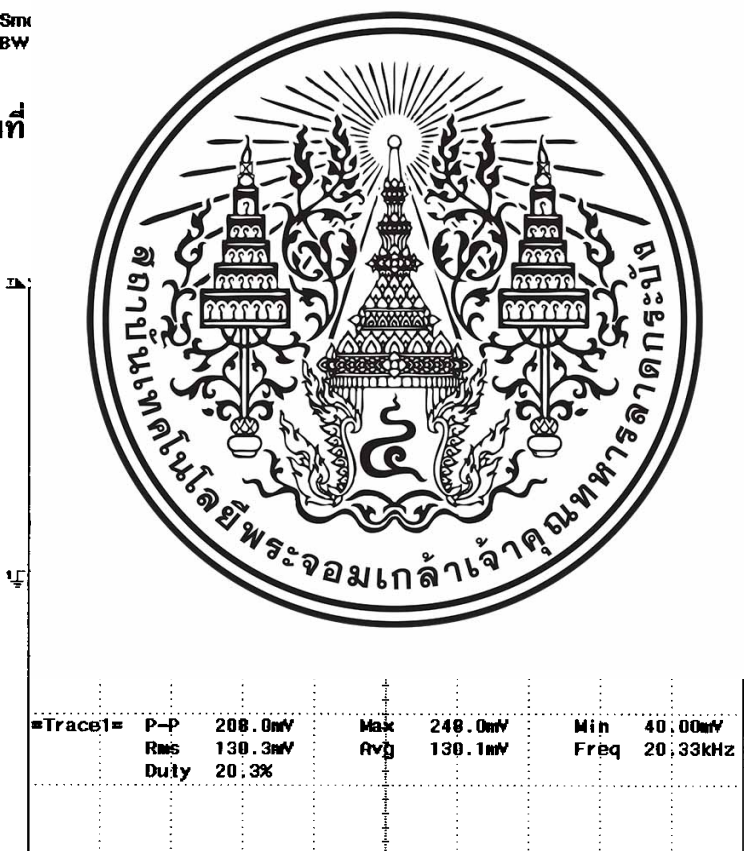
ภาพที่ 4.54 กระแสไฟฟ้า I_{charge} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน



Sm
BW

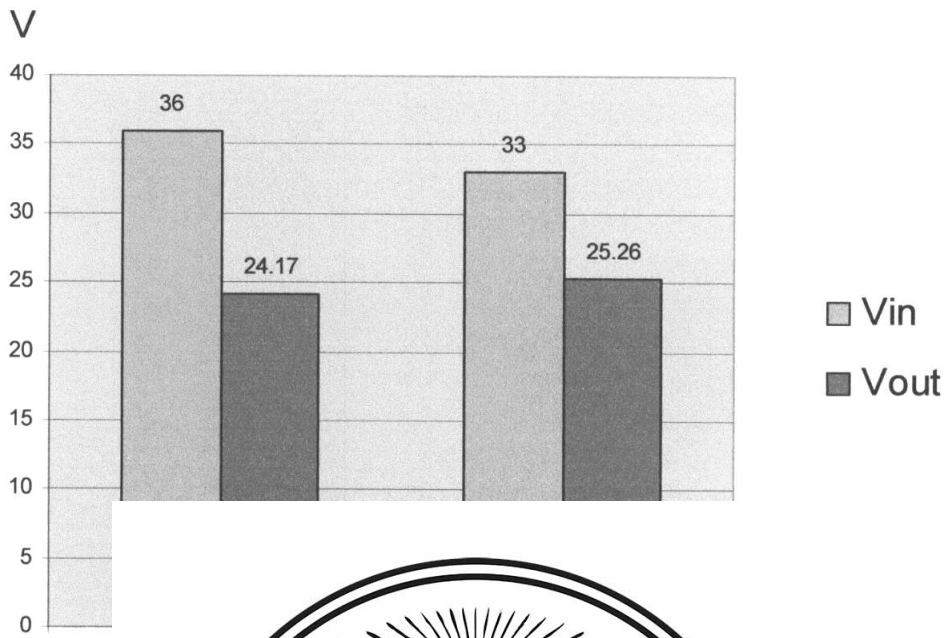
ภาพที่

วัดจริง



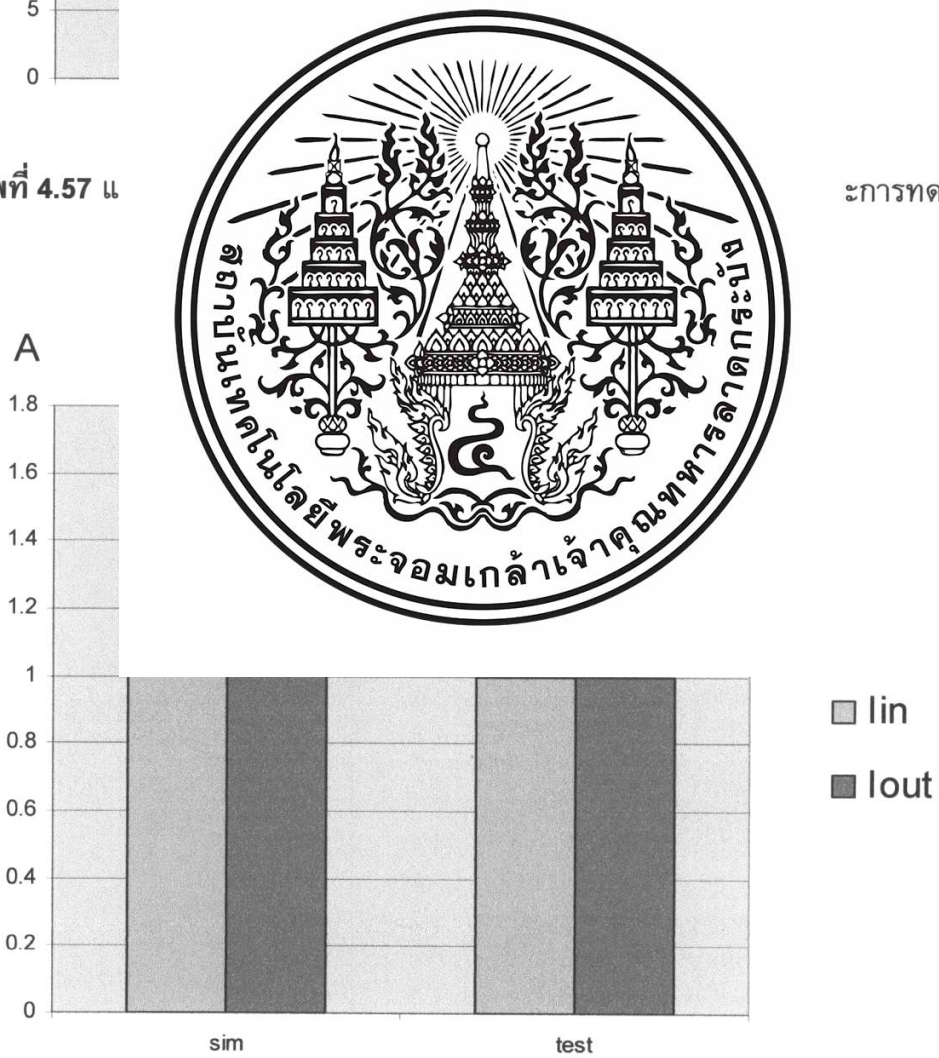
=Filter= Smoothing : ON BW : FULL
 =Offset= CH1 : 0.000V CH2 : 0.0V
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 10K
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 \uparrow Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.56 กระแสไฟฟ้า I_{charge} (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

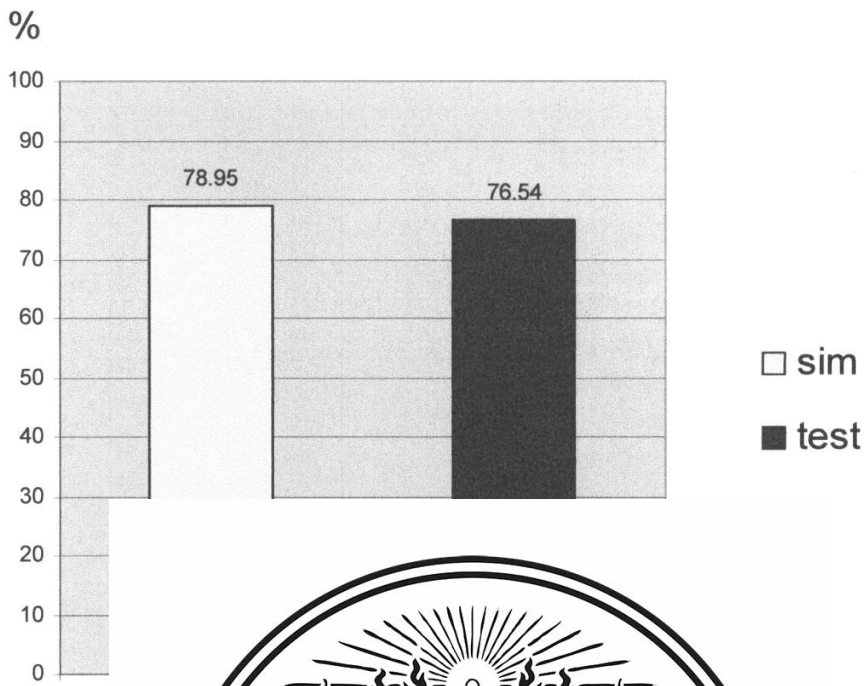


ภาพที่ 4.57 แ

ะการทดลอง

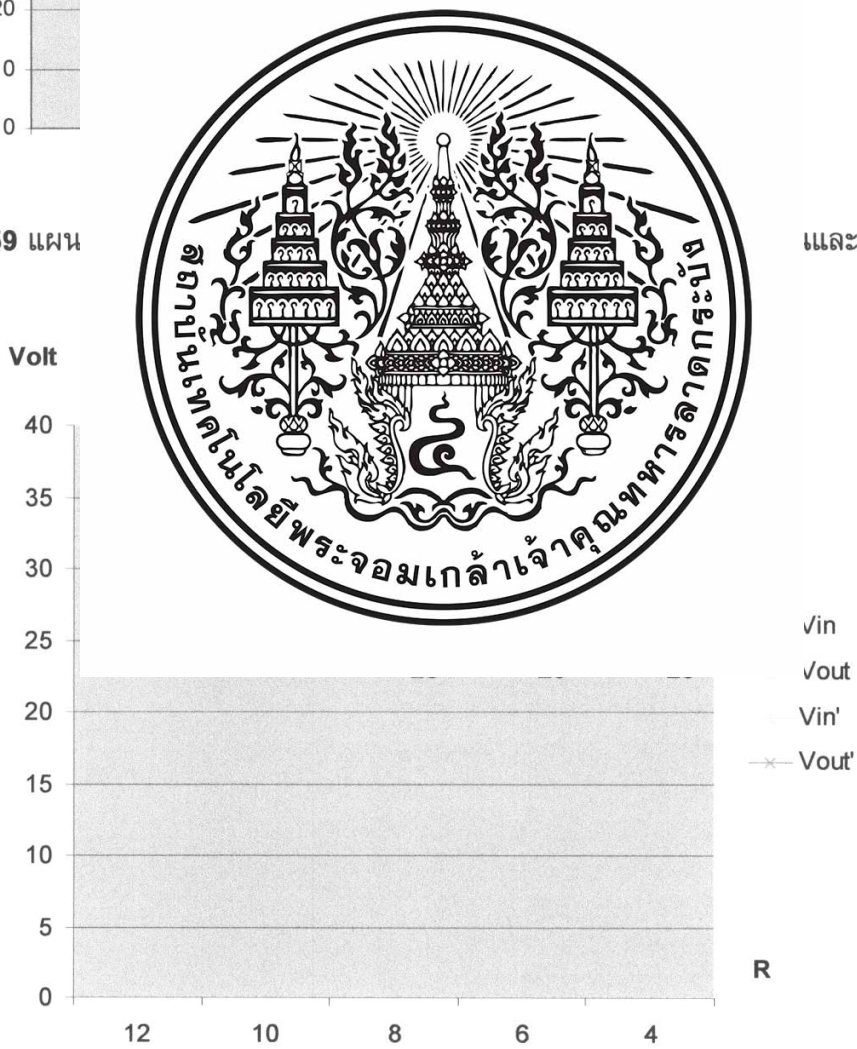


ภาพที่ 4.58 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง



ภาพที่ 4.59 แผน

และการทดลอง



ภาพที่ 4.60 แสดงแรงดันเอาต์พุตกรณีที่มีการควบคุมแบบ feed back และกรณีที่ไม่มีการควบคุมแบบ feed back ในช่วง Boost Mode

4.8 การคำนวณค่า % Voltage regulation

ไม่มีสถานะ feed back

$$\%Voltage\ regulation = \frac{36 - 32}{32} \times 100 = 12.5\%$$

มีสถานะ feed back

$$\%Voltage\ regulation = \frac{36 - 35}{35} \times 100 = 2.85\%$$

4.9 การคำนวณค่าประสิทธิภาพ (% η)

ประสิทธิภาพ

การทดลอง:

T2

η

การทดลอง:

T1

η



T1 ON, SW2 OFF

$$\eta = \frac{38.7}{52.5} \times 100 = 73.71\%$$

การทดลองที่ 3

T2 ON, SW2 ON

$$\eta = \frac{88.45}{96} \times 100 = 92.13\%$$

การทดลองที่ 4

T1 ON, SW1 OFF

$$\eta = \frac{50}{71.62} \times 100 = 69.80\%$$

T1 ON, SW1 ON

$$\eta = \frac{25.26}{33} \times 100 = 76.54\%$$

T1 ON, SW1 ON

$$\eta = \frac{63.75}{[35.84 \times 1.5] + [33 \times 1]} \times 100 = 73.47\%$$

ตารางที่ 4.6 แสดง

| | |
|--------------------------|-----------------|
| เงื่อนไข การ ทดลอง | T1 T2 SW1 |
| η | 76.54% |



| ทดลอง 4 | |
|---------|--------|
| ON | T1 ON |
| V1 | SW1 |
| N | ON |
| 54% | 73.47% |

4.10 สรุป

จากการท

กำลังไฟฟ้า และประ.....โปรแกรม Pspice มาช่วยในการจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งอาจมีผลของคลาดเคลื่อนบ้าง ด้วยเหตุที่แบตเตอรี่ เมื่อทำการชาร์จประจุจนเต็ม แรงดันที่แบตเตอรี่จะมีขนาดมากกว่าพิกัด อาจทำให้ผลการทดสอบที่ได้มีความแตกต่างจากการใช้โปรแกรม Pspice ในการจำลอง และเมื่อทำการทดลองอย่างต่อเนื่อง ประจุในตัวแบตเตอรี่จะลดลงเรื่อย ๆ ก็มีผลให้การทดสอบเกิดความคลาดเคลื่อนได้

ไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.2 เป็นการจำลองการจ่ายโหลดความต้านทานที่ 10 โอห์มในส่วนของโหมดบัสต์ เพื่อดูผลของแรงดันและกระแสไฟฟ้า โดยทำการปรับค่า duty ratio เท่ากับ 0.37 จะทำการตรวจสอบในส่วนของ Input และ Output เพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของการทำงานในขณะที่เป็นโหมดของบัสต์

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D}$$

จากการทดลอง
พิจารณาหาค่า

ซึ่งจะสามารถนำมา

จากผลการทดลอง
ของโหมดบัสต์
จะทำการตรวจ
ทำงานในขณะที่



ของ Batt B ในส่วน
ratio เท่ากับ 0.80
ประสิทธิภาพของการ

เพื่อจำกัดแรงดันที่จะนำไปชาร์จแบตเตอรี่ขนาดพิกัด 24 โวลต์ โดยการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพเพื่อทำการชาร์จแบตเตอรี่ในขณะที่มีการจ่ายโหลดจากการทดลองนำมาเปรียบเทียบกับกรณีที่จำลองการทำงานการจ่ายโหลดของโปรแกรม Pspice โดยทำการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของทั้งสองกรณี จะเห็นได้ว่าการที่ไม่ต่อโหลดจะทำให้ประสิทธิภาพในการชาร์จแบตเตอรี่จะดีกว่าการที่ต่อโหลดในช่วงที่มีการชาร์จแบตเตอรี่

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.4 เป็นการทดสอบการทำงานในสภาวะของบูสต์โหมดย้ายให้กับ โหลดที่จำลองที่พิกัดแบตเตอรี่ 24 โวลต์ต่ออนุกรมกับความต้านทานภายใน 4 โอห์มเพื่อดูผล ของแรงดัน และกระแสไฟฟ้า ในส่วนของ Input และ Output เพื่อคำนวณหาประสิทธิภาพใน สภาวะการทำงานของบูสต์โหมดยุติซึ่งในกรณีมี feed back จะทำให้แรงดันด้านออกไม่มีการ เปลี่ยนแปลงมาก สามารถรักษาระดับแรงดันด้านออกที่ดีกว่ากรณีที่ไม่มี feed back ซึ่งไม่ สามารถคงระดับแรงดันด้านออกได้เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.5 เป็นการทดลองในสภาวะของโหมดยุติ ในส่วนของการ คำนวณกลับของพลังงานจาก (Batt C 36 V 4 Ω) เพื่อนำไปชาร์จยัง (Batt A)

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหมดยุติการทำงานในแต่ละช่วงค่า duty ratio จะมีการเปลี่ยนแปลง เป็นผลให้มีค่ารีปเปิลเปลี่ยนแปลงไปด้วย ซึ่งในโหมดยุติของกระแสต่อเนื่องมาอยู่ในกระแสไม่ ต่อเนื่องโดยที่พิกัดทางด้านออกเท่าเดิม duty ratio ลดลงเป็นผลให้ค่าของแรงดันรีปเปิลลดลง พิสูจน์ได้จากส:

ซึ่งเราสามารถ
อื่นมีค่าคงที่ซึ่ง

5.2 บทวิจารณ์
ในการ
DC-DC Conv
ทำงานจริงโดย
โปรแกรม Psp
เปรียบเทียบผล.....
ต่อเนื่อง



แล้วให้ตัวแปรตัว

nal Buck/Boost
การศึกษาหลักการ
กษาวงจรเรายังใช้
นจริงและยังนำมา
มต่อเนื่องและไม่

5.3 ข้อเสนอแนะ

ในชุดการทดลองนี้ไม่สามารถกำหนดค่า Duty ratio ต่ำสุดและสูงสุดได้เนื่องจากในชุด การทดลองนี้จะใช้ในส่วนของ close loop ด้วย ซึ่ง Duty ratio ในส่วนของ close loop กับ open loop จะมีค่าไม่เท่ากัน ในการทดลองไม่ควรจ่ายโหลดเกินพิกัดที่ได้ออกแบบไว้

ในส่วนของวงจร close loop เมื่อต้องการแรงดันด้านออกค่าใหม่ต้องทำการตั้งค่าใน ส่วนของ close loop ใหม่เสมอในกรณีบูสต์โหมดยุติ ก่อนที่จะทำการทดลองควรทำการตรวจสอบ ในส่วนของวงจรควบคุมก่อนว่าสามารถทำงานได้หรือไม่ ในส่วนจุดที่ใช้วัดค่าต่างๆ อาจจะมีวัด ลำบากเนื่องจากการติดตั้งซึ่งควรจะต้องสายออกมาจากจุดที่ต้องการวัดเพื่อให้สะดวกถ้าต้องการ

วัดค่าต่างๆ พร้อมกันควรใช้ differential probe เพื่อป้องกันการเกิดโอเวอร์โวลต์เดจในขณะที่ทำการทดลองบูสต์โหมด ต้องทำการต่อโหลดทุกครั้งเพราะถ้าไม่มีโหลดต่ออยู่จะเกิดแรงดันที่สูงมากออกมาทางด้านออกทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเกิดความเสียหายได้

5.4 สิ่งที่ต้องดำเนินการต่อ

1. ทำการทดสอบกับโหลดชนิดอื่นๆ เช่น โหลดอิเล็กทรอนิกส์ โหลดมอเตอร์ ฯ
2. ทำการสร้างวงจร feed back ควบคุมทั้งสองโหมดการทำงานเพื่อรักษาระดับแรงดันที่โหลดให้คงที่เพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น
3. ทำการออกแบบการควบคุมโดยใช้ชุดไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อควบคุมช่วงการทำงานในส่วนบั๊กโหมดและบูสต์โหมดได้อัตโนมัติ

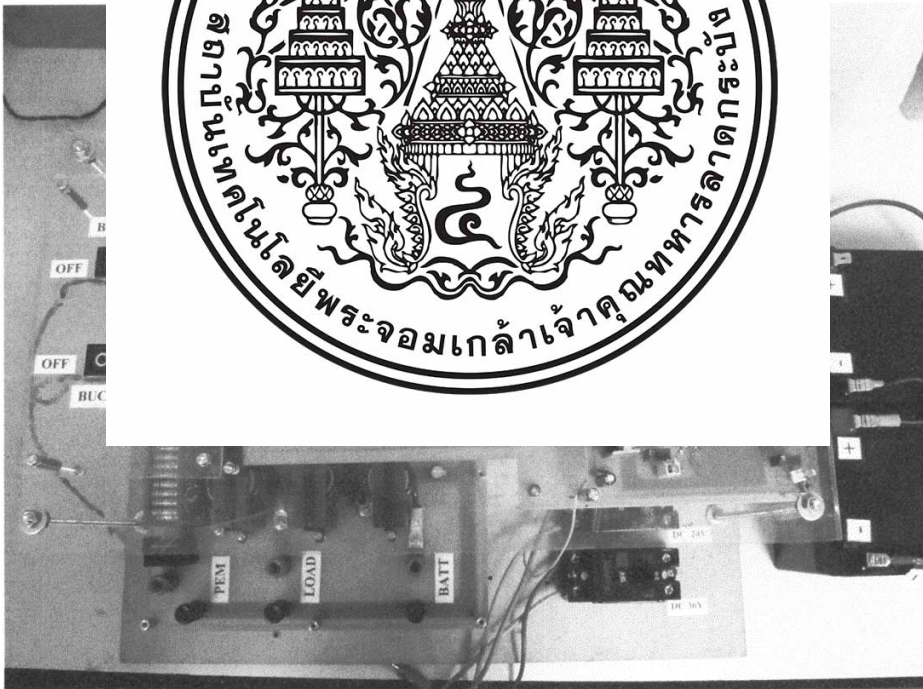
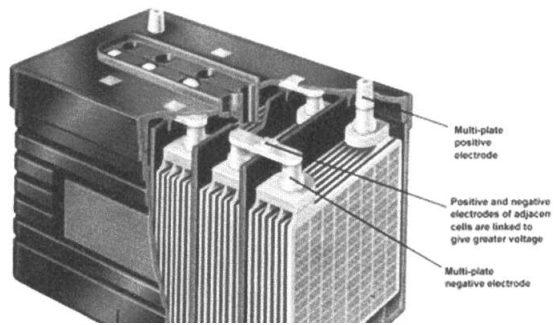


เอกสารอ้างอิง

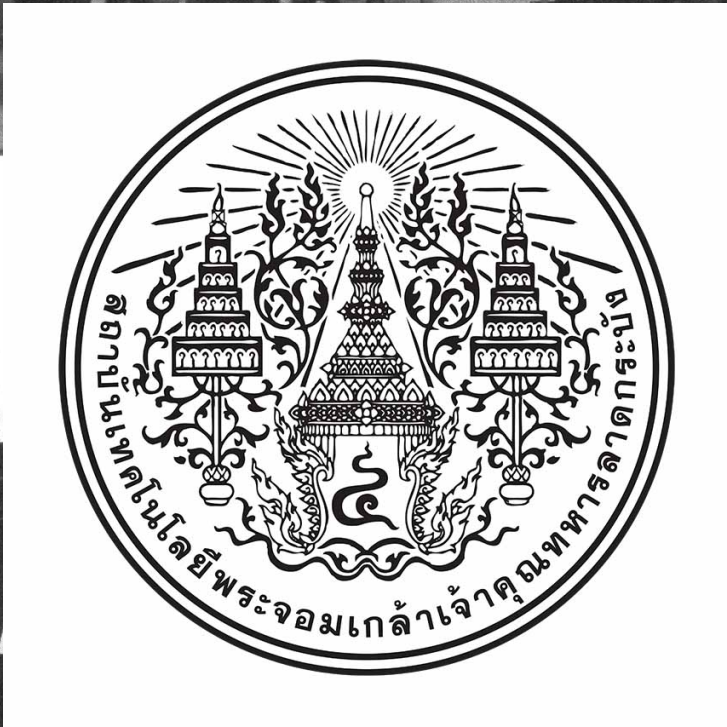
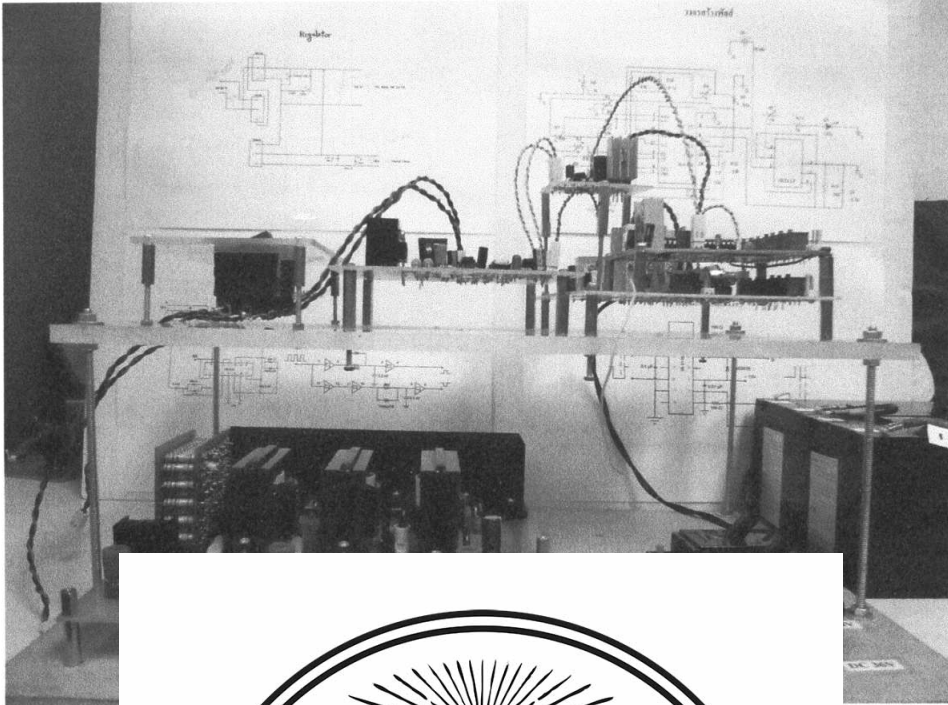
- [1] B.K.Bose, **Modern Power Electric evolution technology and applications**, IEEE press, New york, 1993
- [2] N.Mohan, T.M.Underland,and W.P.Robins, **Power Electronics converter application and desing**, John Wiley & Sons.,Inc., 1989
- [3] ทวีศักดิ์ชาติสังจะธรรม และ คณะ, “ชุดทดลองเพื่อการศึกษาวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์,” ปรินญาณิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2548
- [4] วีระเชษฐุ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิ์รเศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 5, กรุงเทพฯ,ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ.พรินตัง, 2550







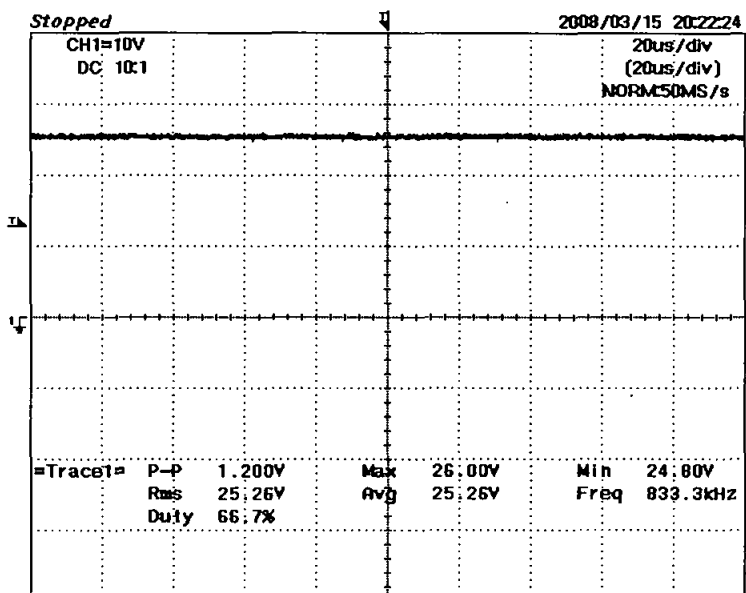
รูปที่ ก-2 วงจรการทำงานจริง



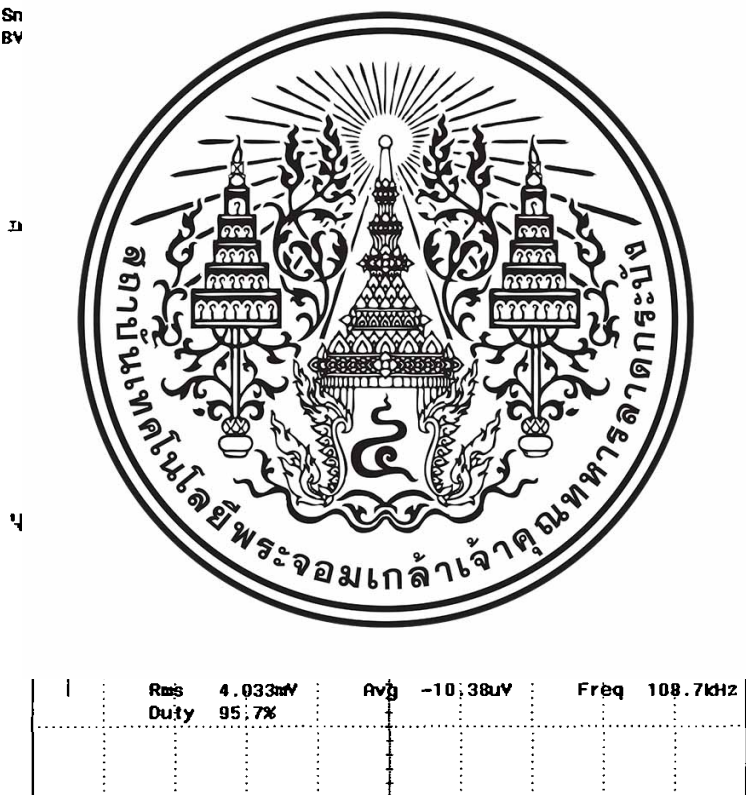
รูปที่ ก-4 แบตเตอรี่ที่ใช้ทดลอง 12 V 12.0Ah/20HR



รูปที่ ก-6 แบตเตอรี่ที่ใช้ทดลอง 24 V 9Ah/20HR



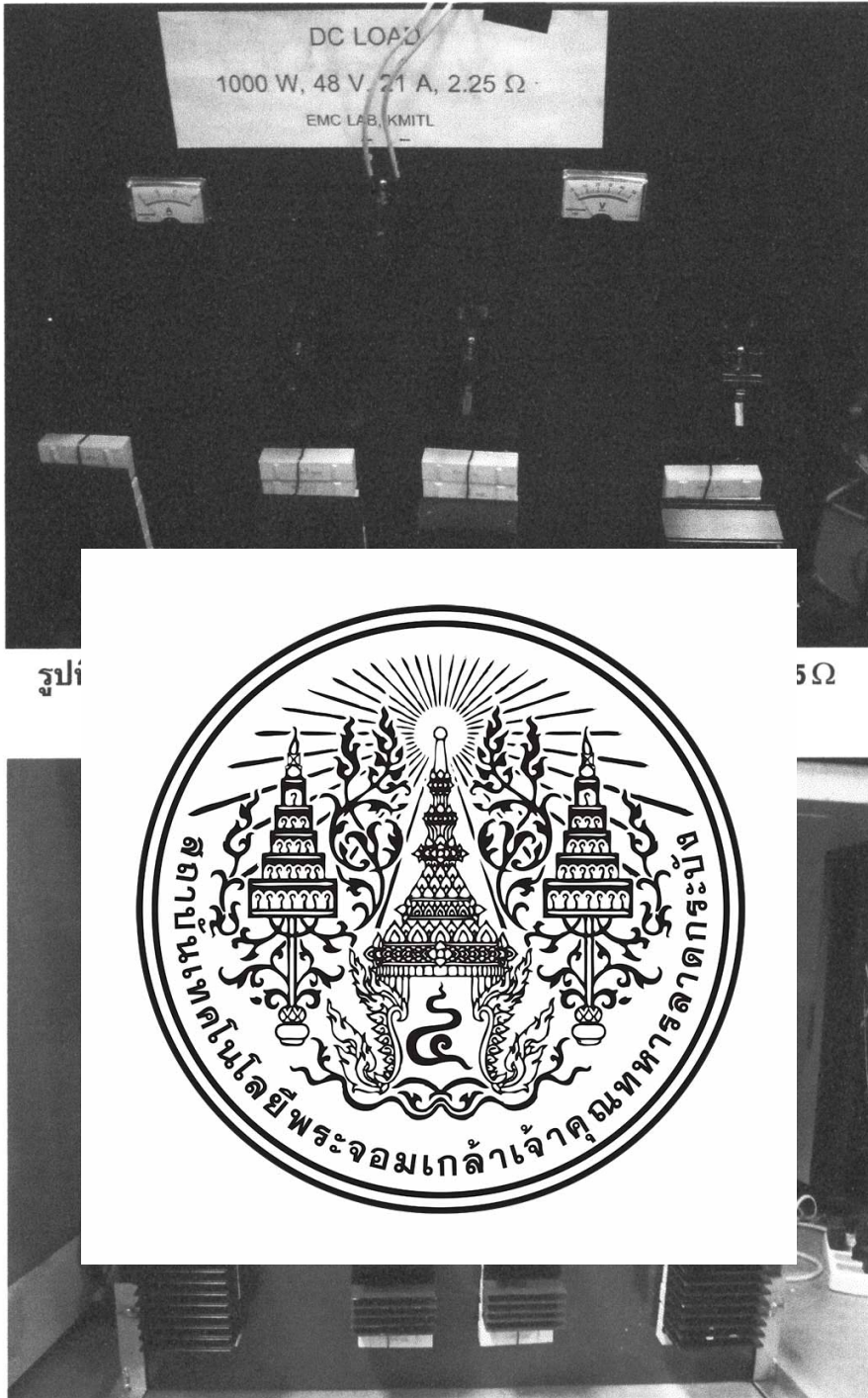
Sn
BY



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
 Smoothing : ON CH1 : ----- Main : 10K Mode : AUTO
 BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 \uparrow
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

รูปที่ ก-8 แรงดันripple ขณะชาร์จแบตเตอรี่

$$Ripple = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{45.6mV - (-52mV)}{25.26V} \times 100 \times 20mV = 0.007\%$$



รูป

5 Ω

รูปที่ ก-10 แผงโหลดทดลอง DC Load 1000 W, 48 V, 21A, 2.25 Ω



รูป

Ω

รูปที่ ก-12 แผงโหลดชุดจำลองการจ่ายโหลด 10 Ω, 4Ω, 2Ω



Order this document by TL494/D

TL494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors
- Output Control for Push-Pull
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16)

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

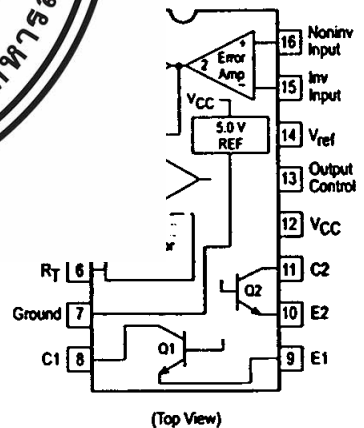


MAXIMUM RATINGS (Full operation unless otherwise noted.)

| Rating | | | |
|---|-----------------------------------|------------------------|------|
| Power Supply Voltage | | | |
| Collector Output Voltage | | | |
| Collector Output Current (Each transistor) (Note 1) | I _{C1} , I _{C2} | 500 | mA |
| Amplifier Input Voltage Range | V _{IR} | -0.3 to +42 | V |
| Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C | P _D | 1000 | mW |
| Thermal Resistance, Junction-to-Ambient | R _{θJA} | 80 | °C/W |
| Operating Junction Temperature | T _J | 125 | °C |
| Storage Temperature Range | T _{stg} | -55 to +125 | °C |
| Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I | T _A | 0 to +70 -25 to +85 | °C |
| Derating Ambient Temperature | T _A | 45 | °C |

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

FUNCTIONS



ORDERING INFORMATION

| Device | Operating Temperature Range | Package |
|---------|--------------------------------|---------|
| TL494CD | T _A = 0° to +70°C | SO-16 |
| TL494CN | | Plastic |
| TL494IN | T _A = -25° to +85°C | Plastic |

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| Characteristics | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|------------------|--------|-------|----------------|------------|
| Power Supply Voltage | V_{CC} | 7.0 | 15 | 40 | V |
| Collector Output Voltage | V_{C1}, V_{C2} | - | 30 | 40 | V |
| Collector Output Current (Each transistor) | I_{C1}, I_{C2} | - | - | 200 | mA |
| Amplified Input Voltage | V_{in} | -0.3 | - | $V_{CC} - 2.0$ | V |
| Current Into Feedback Terminal | I_{fb} | - | - | 0.3 | mA |
| Reference Output Current | I_{ref} | - | - | 10 | mA |
| Timing Resistor | R_T | 1.8 | 30 | 500 | k Ω |
| Timing Capacitor | C_T | 0.0047 | 0.001 | 10 | μ F |
| Oscillator Frequency | f_{osc} | 1.0 | 40 | 200 | kHz |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)

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

| Characteristics | Max | Unit |
|---|------------|---------------|
| REFERENCE SECTION | | |
| Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA) | 5.25 | V |
| Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V) | 25 | mV |
| Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 200 mA) | 15 | mV |
| Short Circuit Output Current ($V_{CE} = 0$) | 75 | mA |
| OUTPUT SECTION | | |
| Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V) | 100 | μ A |
| Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$) | -100 | μ A |
| Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 1.0$ mA) Emitter-Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = 1.0$ mA) | 1.3 2.5 | V |
| Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$) | - 3.5 | μ A mA |
| Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 1) Emitter-Follower (See Figure 2) | 200 200 | ns |
| Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 1) Emitter-Follower (See Figure 2) | 100 100 | ns |



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

TL494

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

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

| Characteristics | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|---|-----------|----------------------|------|------|---------------|
| ERROR AMPLIFIER SECTION | | | | | |
| Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V) | V_{IO} | – | 2.0 | 10 | mV |
| Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V) | I_{IO} | – | 5.0 | 250 | nA |
| Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V) | I_{IB} | – | –0.1 | –1.0 | μA |
| Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$) | V_{ICR} | –0.3 to $V_{CC}-2.0$ | | | V |
| Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to 3.5 V, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$) | A_{VOL} | 70 | 95 | – | dB |
| Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to 3.5 V, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$) | f_c | – | 350 | – | kHz |
| Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to 3.5 V, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$) | ϕ_m | – | 65 | – | deg. |
| Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$) | CMRR | 65 | 90 | – | dB |
| Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$) | PSRR | – | 100 | – | dB |
| Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V) | I_{O-} | 0.3 | 0.7 | – | mA |
| Output Source Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V) | I_{O+} | – | 1.0 | – | mA |
| PWM COMPARATOR SECTION | | | | | |
| Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle) | | | | 4.5 | V |
| Input Sink Current ($V_{Pin 3} = 0$) | | | | – | mA |
| DEADTIME CONTROL SECTION | | | | | |
| Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin 4}$) | | | | –10 | μA |
| Maximum Duty Cycle, Each Output ($V_{Pin 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) | | | | 50 | % |
| Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle) | | | | 3.3 | V |
| OSCILLATOR SECTION | | | | | |
| Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) | | | | – | kHz |
| Standard Deviation of Frequency | | | | – | % |
| Frequency Change with Voltage | | | | – | % |
| Frequency Change with Temperature ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) | | | | 12 | % |
| UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION | | | | | |
| Turn-On Threshold (V_{CC} increase) | | | | 7.0 | V |
| TOTAL DEVICE | | | | | |
| Standby Supply Current (Pin 6 at V_{CC} , all other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) | | | | 5.5 | mA |
| ($V_{CC} = 40\ \text{V}$) | | | | 7.0 | 10 |
| Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{Pin 4} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12) | | | | 7.0 | – |
| | | | | | mA |

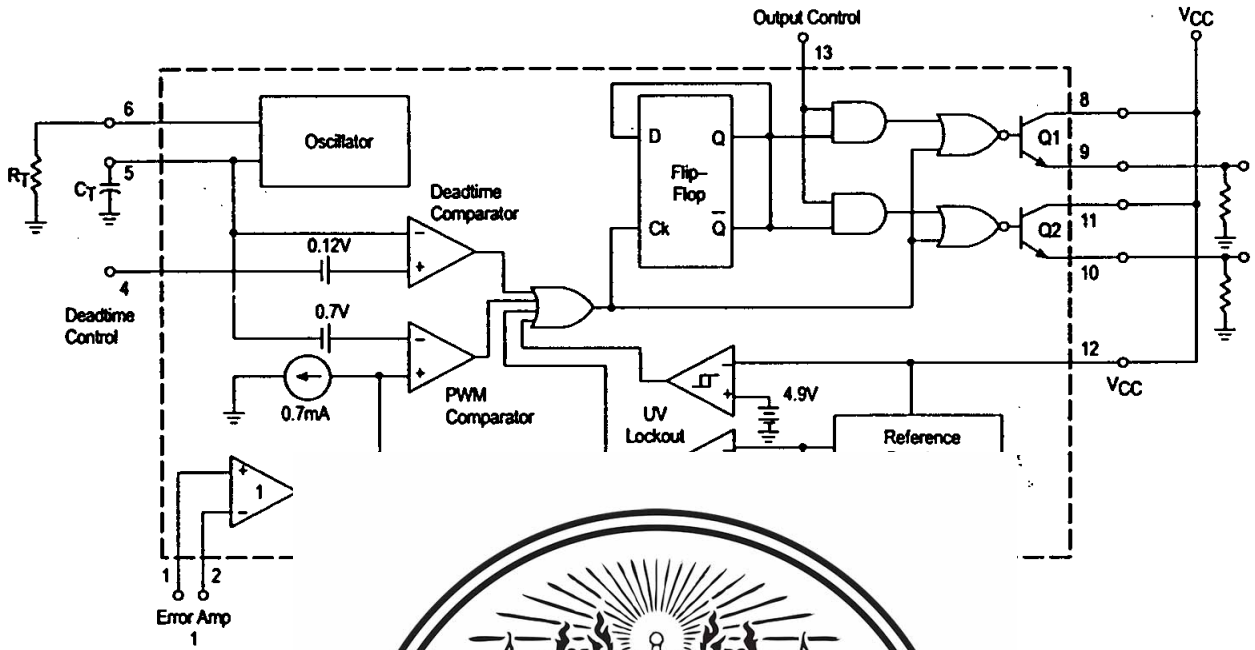


* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, σ

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N-1}}$$

TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



Capacitor C_T
 Feedback/PWM Comp.
 Deadtime Control

Flip-Flop
 Clock Input

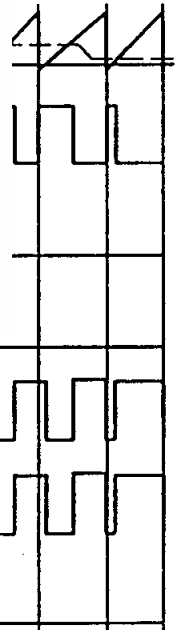
Flip-Flop
 Q

Flip-Flop
 Q

Output Q1
 Emitter

Output Q2
 Emitter

Output
 Control



TL494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of the cycle when the output voltage is greater than the reference voltage. The duty cycle increases as the control signal increases and decreases as the control signal decreases. The output pulse width modulation diagram is shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs for the deadtime control, the feedback input. The deadtime control input is an effective 120 mV input offset which results in a deadtime to approximately the flip-flop clock period. This would result in a maximum output of 96% with the output connected to the reference line. The duty cycle can be imposed on the output by an external input to a fixed voltage, ranging

Function:

| Input/Output Controls | Output |
|-----------------------|------------------|
| Grounded | Single-ended PV |
| @ V_{ref} | Push-pull Operal |

The pulse width modulator controls the error amplifiers to adjust the maximum percent on-time, the duty cycle, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and

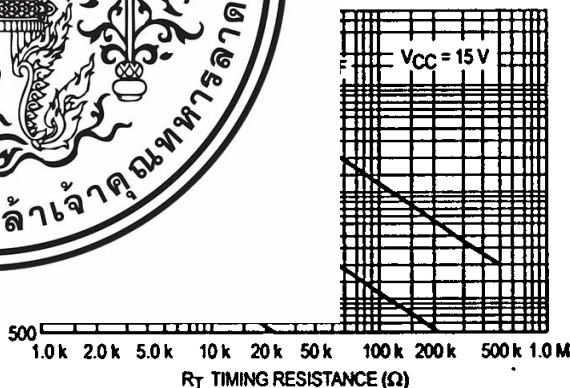
may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

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

reference capable of driving external bias circuits. The accuracy is $\pm 5.0\%$ with a 10 mV over an operating



Frequency versus Timing Resistance



TL494

Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

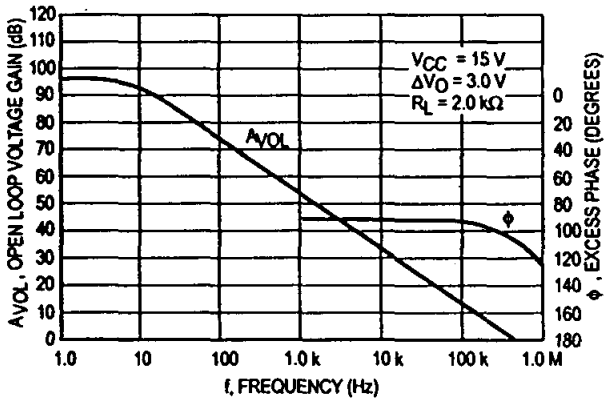


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

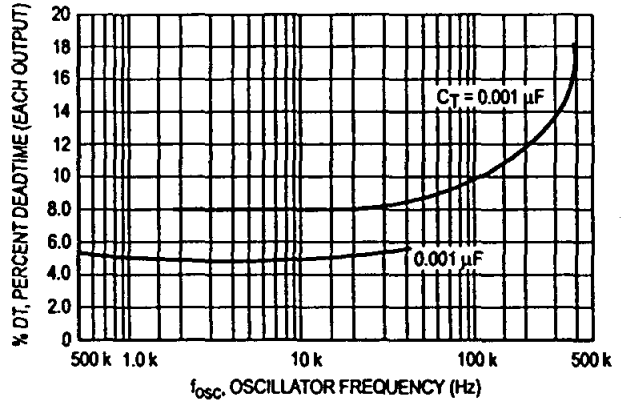


Figure 6. Percent Deadtime (DC)

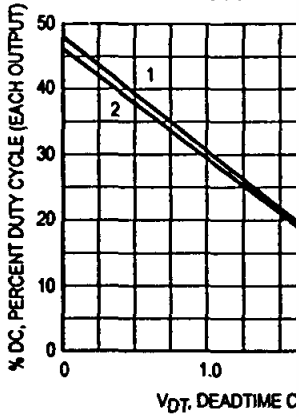


Figure 7. Output Voltage versus Load Current

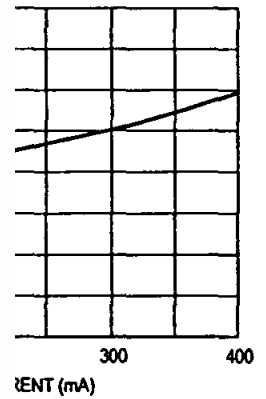


Figure 8. Common Output Saturation Voltage

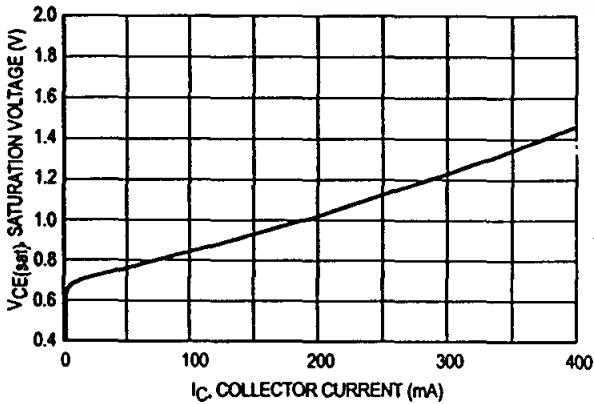
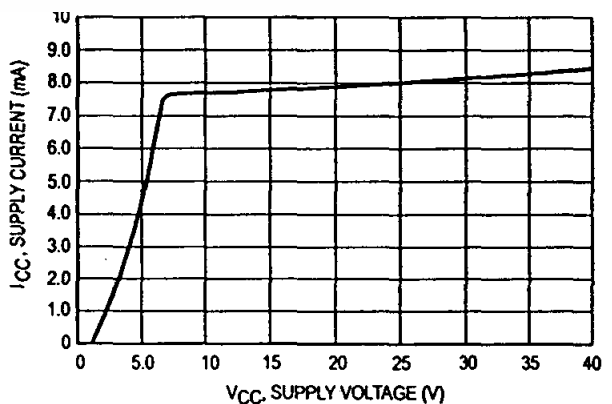


Figure 9. Supply Current versus Supply Voltage



TL494

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

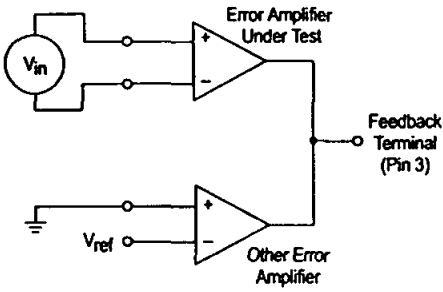


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

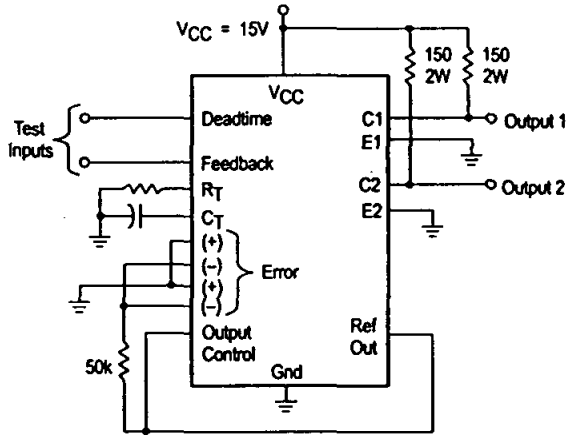
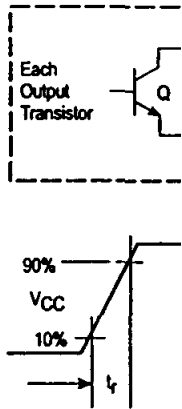


Figure 12. Common-Test Circuit :



Configuration reform

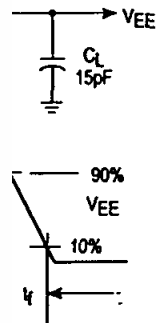


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

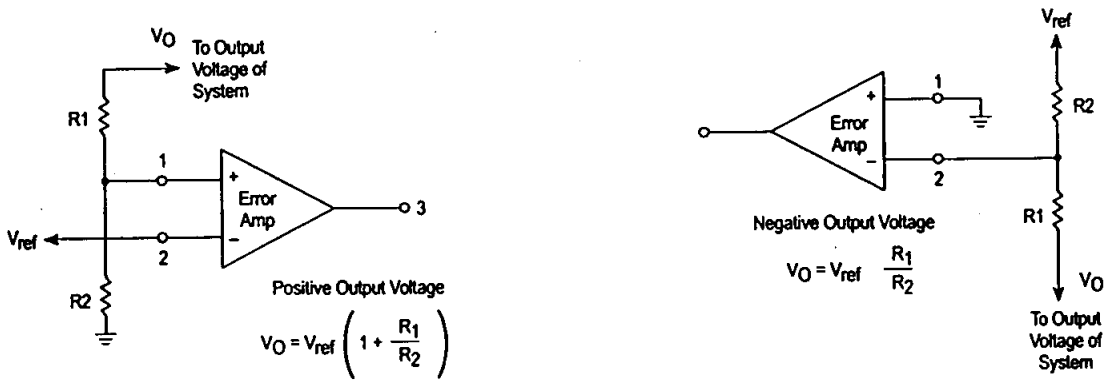


Figure 15. Deadtime

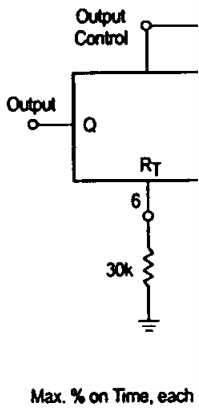


Figure 16. Soft Start Circuit

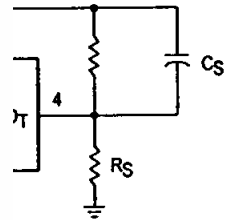
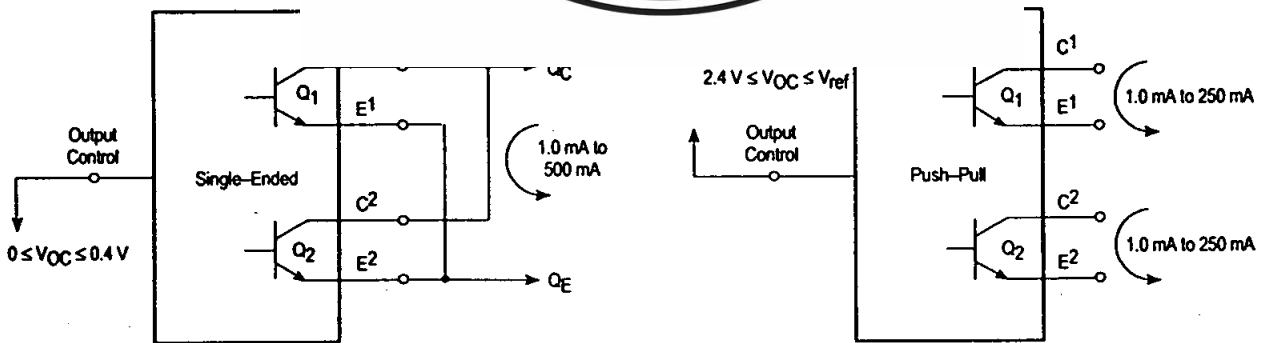


Figure 17



TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

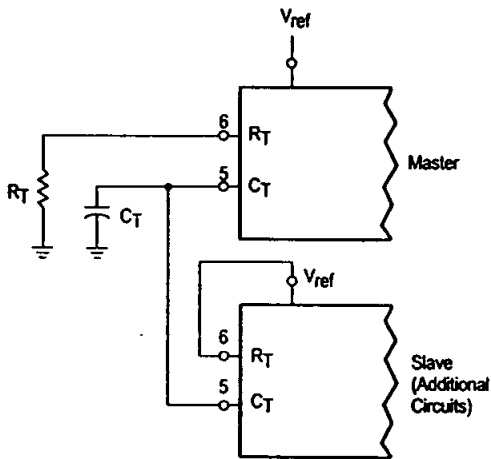
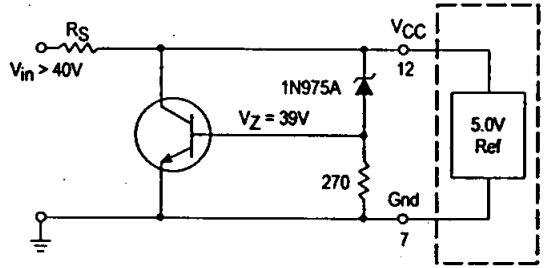
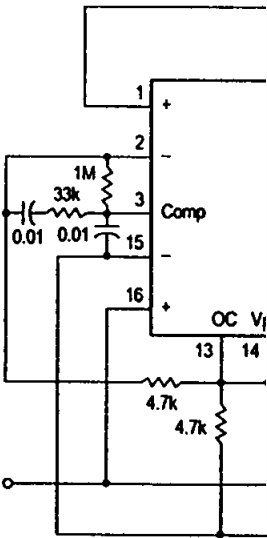


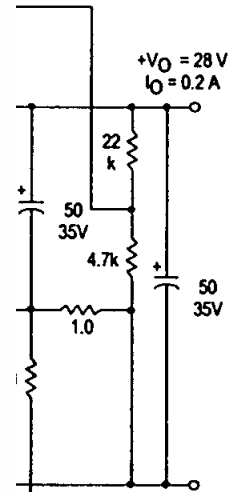
Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener



$+V_{in} = 8.0\text{V to } 20\text{V}$



All capacitors in μF

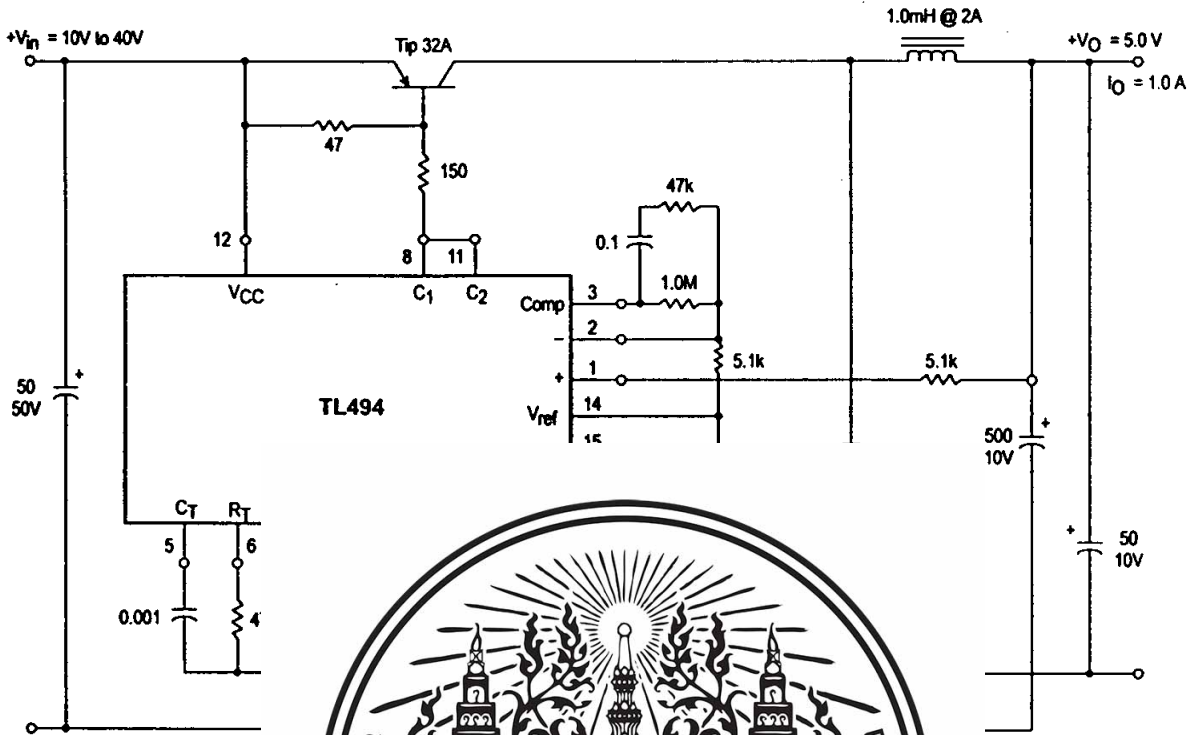


| Test | Conditions | Results |
|-----------------------|---|-------------------|
| Line Regulation | $V_{in} = 10\text{ V to } 40\text{ V}$ | 14 mV 0.28% |
| Load Regulation | $V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ mA to } 1.0\text{ A}$ | 3.0 mV 0.06% |
| Output Ripple | $V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$ | 65 mV pp P.A.R.D. |
| Short Circuit Current | $V_{in} = 28\text{ V, } R_L = 0.1\ \Omega$ | 1.6 A |
| Efficiency | $V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$ | 71% |

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter



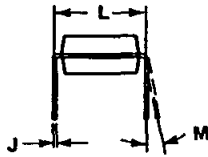
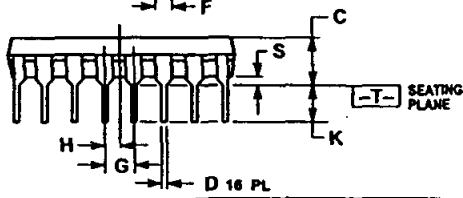
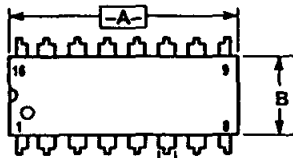
| T _r |
|----------------|
| Line Regul. |
| Load Regul. |
| Output Rippl. |
| Short Circu. |
| Efficiency |



| |
|--|
| |
| |
| |
| |
| |

TL494 OUTLINE DIMENSIONS

**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08
ISSUE R**

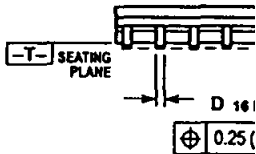
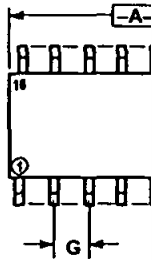


⊕ 0.25 (0.010) Ⓜ T A Ⓜ

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|-----|-----------|-------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.740 | 0.770 | 18.80 | 19.55 |
| B | 0.250 | 0.270 | 6.35 | 6.85 |
| C | 0.145 | 0.175 | 3.68 | 4.44 |
| D | 0.015 | 0.021 | 0.38 | 0.53 |
| F | 0.040 | 0.70 | 1.02 | 1.77 |
| G | 0.100 BSC | | 2.54 BSC | |
| H | 0.050 BSC | | 1.27 BSC | |
| J | 0.008 | 0.015 | 0.21 | 0.38 |
| K | 0.110 | 0.130 | 2.80 | 3.30 |
| L | 0.295 | 0.305 | 7.50 | 7.74 |
| M | 0° | 10° | 0° | 10° |
| S | 0.020 | 0.040 | 0.51 | 1.01 |



⊕ 0.25 (



Ⓜ AND TOLERANCING PER 1982.

G DIMENSION: MILLIMETER. A AND B DO NOT INCLUDE RUSION.

J, L, D PROTRUSION 0.15 (0.006)

J DOES NOT INCLUDE DAMBAR

L ALLOWABLE DAMBAR

SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL

IF THE D DIMENSION AT

TERIAL CONDITION.

| DIM | METERS | | INCHES | |
|-----|--------|-------|-----------|-----|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 10.00 | 0.396 | 0.393 | |
| B | 4.00 | 0.150 | 0.157 | |
| C | 1.75 | 0.054 | 0.058 | |
| D | 0.49 | 0.014 | 0.019 | |
| E | 1.25 | 0.016 | 0.049 | |
| F | 7 BSC | | 0.050 BSC | |
| G | 0.25 | 0.008 | 0.009 | |
| H | 0.25 | 0.004 | 0.009 | |
| I | 7° | 0° | 7° | |
| J | 6.20 | 0.229 | 0.244 | |
| K | 0.50 | 0.010 | 0.019 | |

30A, 1200V Hyperfast Diode

The RHRG30120 is a hyperfast diode with soft recovery characteristics ($t_{rr} < 65\text{ns}$). It has half the recovery time of ultrafast diodes and is of silicon nitride passivated ion-implanted epitaxial planar construction.

This device is intended for use as a freewheeling/clamping diode and rectifier in a variety of high frequency switching power supplies and other power switching applications. Its low stored charge and hyperfast soft recovery minimize ringing and electrical noise in many power switching circuits, thus reducing power loss in the switching transistors.

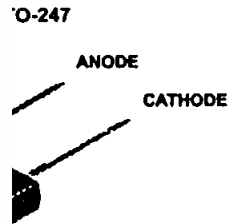
Formerly developmental type TA

Ordering Information

| PART NUMBER | PACKAGE |
|-------------|---------|
| RHRG30120 | TO-247 |

NOTE: When ordering, use the entire

Symbol



Absolute Maximum Rating:

| | | |
|--|---------------|------------|
| Peak Repetitive Reverse Voltage | | |
| Working Peak Reverse Voltage | | |
| DC Blocking Voltage | | |
| Average Rectified Forward Current | $I_{F(AV)}$ | 30 |
| ($T_C = 78^\circ\text{C}$) | | |
| Repetitive Peak Surge Current | I_{FRM} | 60 |
| (Square Wave, 20kHz) | | |
| Nonrepetitive Peak Surge Current | I_{FSM} | 300 |
| (Halfwave, 1 Phase, 60Hz) | | |
| Maximum Power Dissipation | P_D | 125 |
| Avalanche Energy (See Figures 7 and 8) | E_{AVL} | 30 |
| Operating and Storage Temperature | $T_{STG} T_J$ | -65 to 175 |

| RHRG30120 | UNITS |
|------------|------------------|
| 1200 | V |
| 1200 | V |
| 1200 | V |
| 30 | A |
| 60 | A |
| 300 | A |
| 125 | W |
| 30 | mJ |
| -65 to 175 | $^\circ\text{C}$ |

Features

- Hyperfast with Soft Recovery <65ns
- Operating Temperature 175 $^\circ\text{C}$
- Reverse Voltage 1200V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supplies

RHRG30120

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

| SYMBOL | TEST CONDITION | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|-----------------|---|-----|-----|-----|---------------------------|
| V_F | $I_F = 30\text{A}$ | - | - | 3.2 | V |
| | $I_F = 30\text{A}, T_C = 150^\circ\text{C}$ | - | - | 2.6 | V |
| I_R | $V_R = 1200\text{V}$ | - | - | 250 | μA |
| | $V_R = 1200\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$ | - | - | 1 | mA |
| t_{rr} | $I_F = 1\text{A}, di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ | - | - | 65 | ns |
| | $I_F = 30\text{A}, di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ | - | - | 85 | ns |
| t_a | $I_F = 30\text{A}, di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ | - | 48 | - | ns |
| t_b | $I_F = 30\text{A}, di_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ | - | 22 | - | ns |
| $R_{\theta JC}$ | | - | - | 1.2 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |

DEFINITIONS

- V_F = Instantaneous forward volt
- I_R = Instantaneous reverse curr
- t_{rr} = Reverse recovery time (Se
- t_a = Time to reach peak revers
- t_b = Time from peak I_{RM} to pro
- $R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction
- pw = pulse width.
- D = duty cycle.



if I_{RM} (See Figure 6).

Typical Performance (

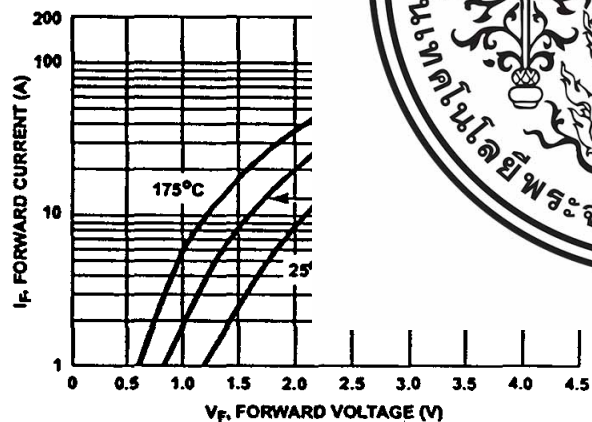


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

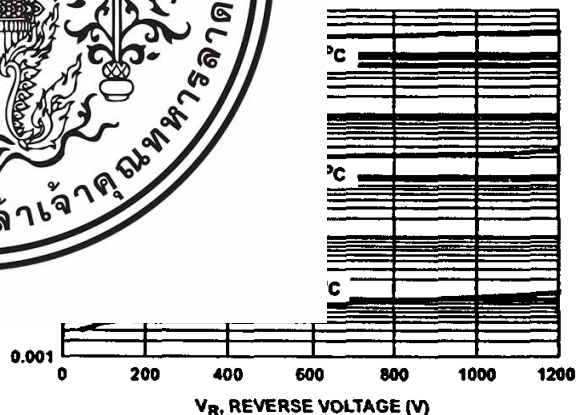


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

Typical Performance Curves (Continued)

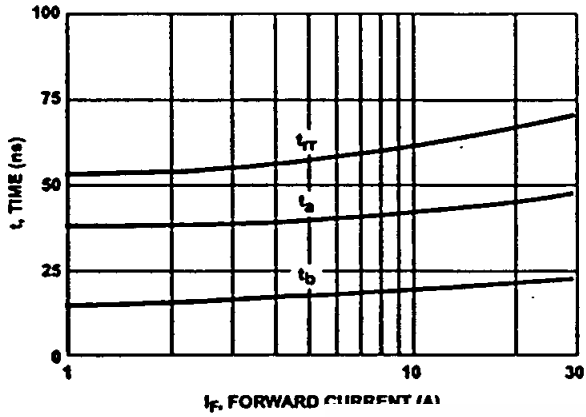
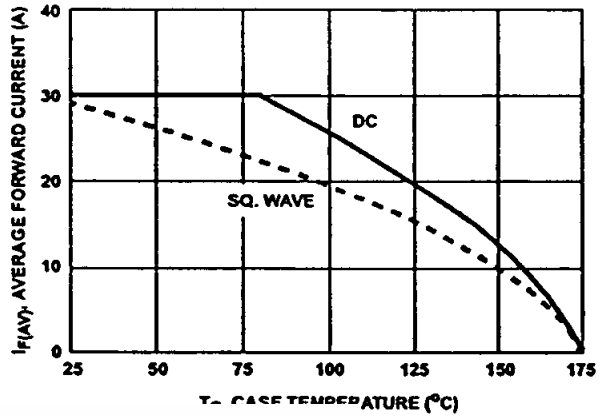


FIGURE 3. t_{tr} , t_d AND t_b CURVE:



LOADING CURVE

Test Circuits and Wave

V_{GE} AMPLITUDE AND
 R_G CONTROL dI/dt
 t_1 AND t_2 CONTROL I_F

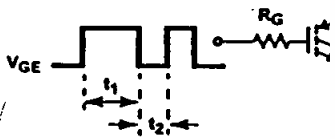
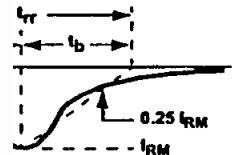


FIGURE 5. t_{tr} TEST:



AND DEFINITIONS

$I_{MAX} = 1.225A$
 $L = 40mH$
 $R < 0.1\Omega$
 $E_{AVL} = 1/2LI^2 [V_{R(AVL)} / (V_{R(AVL)} - V_{DD})]$
 $Q_1 = IGBT (BV_{CES} > DUT V_{R(AVL)})$

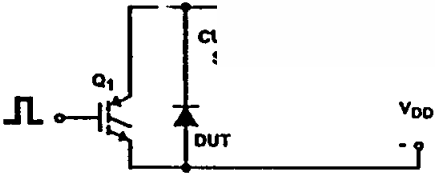


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

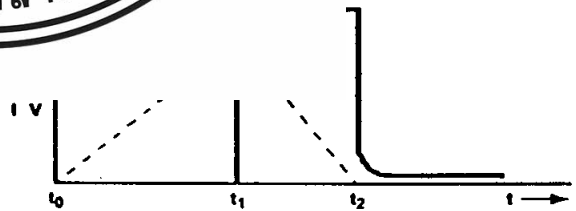


FIGURE 8. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS

TRADEMARKS

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

- | | | | | |
|----------------------|---------------------|---------------------|-----------------|------|
| ACEx™ | FAST > | OPTOLOGIC™ | SMART START™ | VCX™ |
| Bottomless™ | FASTr™ | OPTOPLANAR™ | STAR*POWER™ | |
| CoolFET™ | FRFET™ | PACMAN™ | Stealth™ | |
| CROSSVOLT™ | GlobalOptoisolator™ | POP™ | SuperSOT™-3 | |
| DenseTrench™ | GTO™ | Power247™ | SuperSOT™-6 | |
| DOME™ | HiSeC™ | PowerTrench > | SuperSOT™-8 | |
| EcoSPARK™ | ISOPLANAR™ | QFET™ | SyncFET™ | |
| E ² CMOS™ | LittleFET™ | QS™ | TinyLogic™ | |
| EnSigna™ | MicroFET™ | QT Optoelectronics™ | TruTranslation™ | |
| FACT™ | MicroPak™ | Quiet Series™ | UHC™ | |
| FACT Quiet Series™ | MICROWIRE™ | SILENT SWITCHER > | UltraFET > | |

STAR*POWER is used i
DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICOND
NOTICE TO ANY PRC
DOES NOT ASSUME
OR CIRCUIT DESCRIP
RIGHTS, NOR THE R
LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCT
DEVICES OR SYSTEMS
As used herein:
1. Life support devices (systems which, (a) are in the body, or (b) support failure to perform when with instructions for use reasonably expected to user.

PRODUCT STATUS DEFINITION
Definition of Terms

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



FAIRCHILD
PRODUCT
PATENT

SUPPORT CORPORATION.

of a life perform can ire of the life safety or

ifications for change in

63A, 600V, UFS Series N-Channel IGBT with Anti-Parallel Hyperfast Diodes

The HGTG30N60C3D is a MOS gated high voltage switching device combining the best features of MOSFETs and bipolar transistors. The device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor. The much lower on-state voltage drop varies only moderately between 25°C and 150°C. The IGBT used is the development type TA49051. The diode used in anti-parallel with the IGBT is the development type TA49053.

The IGBT is ideal for many high voltage applications operating at moderate frequencies. Low switching losses are essential.

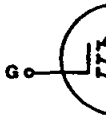
Formerly Developmental Type T.

Ordering Information

| PART NUMBER | PACKAGE |
|--------------|---------|
| HGTG30N60C3D | TO-247 |

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol

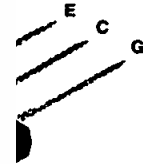


Features

- 63A, 600V at $T_C = 25^\circ\text{C}$
- Typical Fall Time 230ns at $T_J = 150^\circ\text{C}$
- Short Circuit Rating
- Low Conduction Loss
- Hyperfast Anti-Parallel Diode

Packaging

JEDEC STYLE TO-247



FAIRCHILD CORPORATION

| | | | | | | | |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 4,364,073 | 4,417,385 | 4,430,182 | 4,443,931 | 4,466,176 | 4,510,143 | 4,532,534 | 4,587,713 |
| 4,598,461 | 4,605,948 | 4,620,211 | 4,631,564 | 4,639,754 | 4,639,762 | 4,641,162 | 4,644,637 |
| 4,682,195 | 4,684,413 | 4,694,313 | 4,717,679 | 4,743,952 | 4,783,690 | 4,794,432 | 4,801,986 |
| 4,803,533 | 4,809,045 | 4,809,047 | 4,810,665 | 4,823,176 | 4,837,606 | 4,860,080 | 4,883,767 |
| 4,888,827 | 4,890,143 | 4,901,127 | 4,904,609 | 4,933,740 | 4,963,951 | 4,969,027 | |

U.S. PATENTS

HGTG30N60C3D

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

| | HGTG30N60C3D | UNITS |
|--|--------------|---------------|
| Collector to Emitter Voltage | 600 | V |
| Collector Current Continuous | | |
| At $T_C = 25^\circ\text{C}$ | 63 | A |
| At $T_C = 110^\circ\text{C}$ | 30 | A |
| Average Diode Forward Current at 110°C | 25 | A |
| Collector Current Pulsed (Note 1) | 252 | A |
| Gate to Emitter Voltage Continuous | ± 20 | V |
| Gate to Emitter Voltage Pulsed | ± 30 | V |
| Switching Safe Operating Area at $T_J = 150^\circ\text{C}$ | 60A at 600V | |
| Power Dissipation Total at $T_C = 25^\circ\text{C}$ | 208 | W |
| Power Dissipation Derating $T_C > 25^\circ\text{C}$ | 1.67 | W/°C |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | -40 to 150 | °C |
| Maximum Lead Temperature for Soldering | 260 | °C |
| Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{GE} = 15\text{V}$ | 4 | μs |
| Short Circuit Withstand Time (Note 3) | | μs |

CAUTION: Stresses above those listed in this table may damage the device at these or any other conditions.

NOTES:

1. Repetitive Rating: Pulse width limited by SOA.
2. $V_{CE(PK)} = 360\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$, $f = 1\text{kHz}$.

is only rating and operation of the device.

Electrical Specifications

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|-----|-----|-----------|---------------|
| Collector to Emitter Breakdown Voltage | $I_C = 0, I_G = 0, V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$ | - | - | 600 | V |
| Emitter to Collector Breakdown Voltage | $I_C = 0, I_G = 0, V_{EC} = 0.5 BV_{CES}$ | - | - | 600 | V |
| Collector to Emitter Leakage Current | $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}, I_G = 0$ | - | - | 250 | μA |
| Collector to Emitter Saturation Voltage | $I_C = I_{C110}, V_{GE} = 15\text{V}$ | 1.5 | 1.8 | 2.0 | V |
| Gate to Emitter Threshold Voltage | $I_C = I_{C110}, V_{GE} = 15\text{V}$ | 1.7 | 2.0 | 2.2 | V |
| Gate to Emitter Leakage Current | $V_{GE} = 15\text{V}, I_C = 0$ | - | - | ± 100 | nA |
| Switching SOA | | - | - | - | A |



| TYP | MAX | UNITS |
|-----|-----------|---------------|
| - | - | V |
| 25 | - | V |
| - | 250 | μA |
| - | 3.0 | mA |
| 1.5 | 1.8 | V |
| 1.7 | 2.0 | V |
| 5.2 | 6.0 | V |
| - | ± 100 | nA |
| - | - | A |
| - | - | A |

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS | |
|---------------------------------|--|-----------------------|------|-----|---------------|----|
| Gate to Emitter Plateau Voltage | $L = 100\mu\text{H}, I_C = I_{C110}, V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$ | - | 8.1 | - | V | |
| On-State Gate Charge | $I_C = I_{C110}, V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$ | $V_{GE} = 15\text{V}$ | - | 162 | 180 | nC |
| | | $V_{GE} = 20\text{V}$ | - | 216 | 250 | nC |
| Current Turn-On Delay Time | $T_J = 150^\circ\text{C}, I_C = I_{C110}, V_{CE(PK)} = 0.8 BV_{CES}, V_{GE} = 15\text{V}, R_G = 3\Omega, L = 100\mu\text{H}$ | - | 40 | - | ns | |
| Current Rise Time | | - | 45 | - | ns | |
| Current Turn-Off Delay Time | | - | 320 | 400 | ns | |
| Current Fall Time | | - | 230 | 275 | ns | |
| Turn-On Energy | | - | 1050 | - | μJ | |
| Turn-Off Energy (Note 3) | | - | 2500 | - | μJ | |
| Diode Forward Voltage | $I_{EC} = 30\text{A}$ | - | 1.75 | 2.2 | V | |

HGTG30N60C3D

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|-----------------------------|-----------------|--|-----|-----|-----|---------------------------|
| Diode Reverse Recovery Time | t_{rr} | $I_{EC} = 30\text{A}, dI_{EC}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ | - | 52 | 60 | ns |
| | | $I_{EC} = 1.0\text{A}, dI_{EC}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ | - | 42 | 50 | ns |
| Thermal Resistance | $R_{\theta JC}$ | IGBT | - | - | 0.6 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |
| | | Diode | - | - | 1.3 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |

NOTE:

- Turn-Off Energy Loss (E_{OFF}) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the collector current equals zero ($I_{CE} = 0\text{A}$). The HGTG30N60C3D was tested per JEDEC standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss. Turn-On losses include diode losses.

Typical Performance Curves

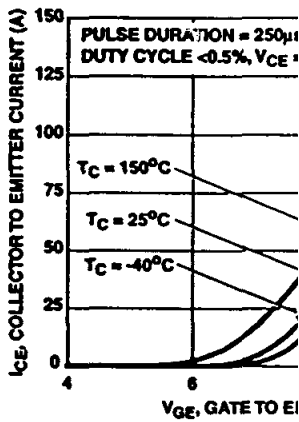


FIGURE 1. TRANSFER CHARACTERISTICS

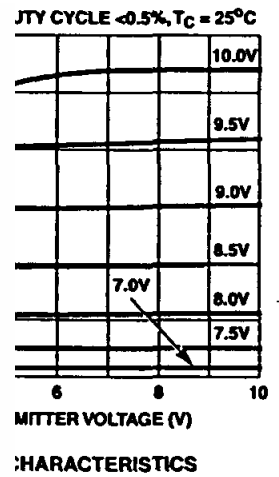


FIGURE 2. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE CHARACTERISTICS

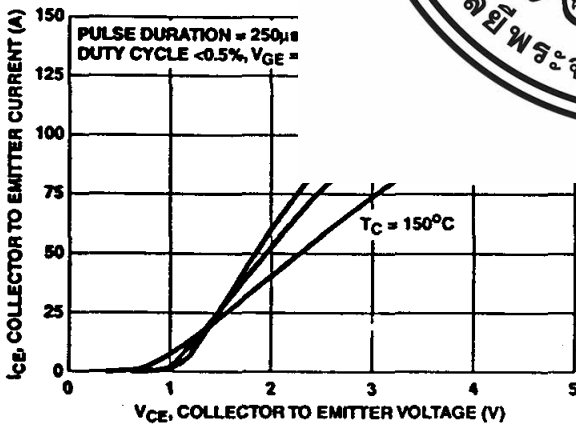


FIGURE 3. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE CHARACTERISTICS

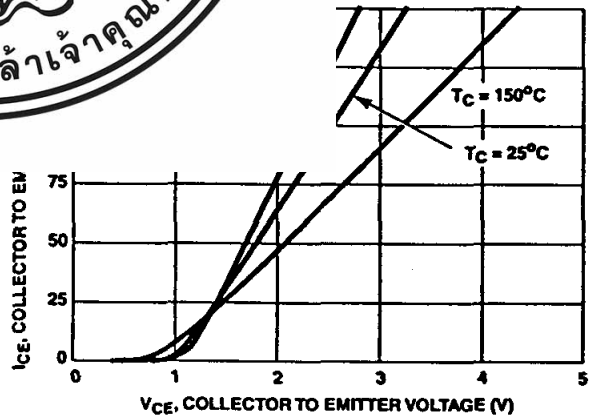


FIGURE 4. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE CHARACTERISTICS

Typical Performance Curves (Continued)

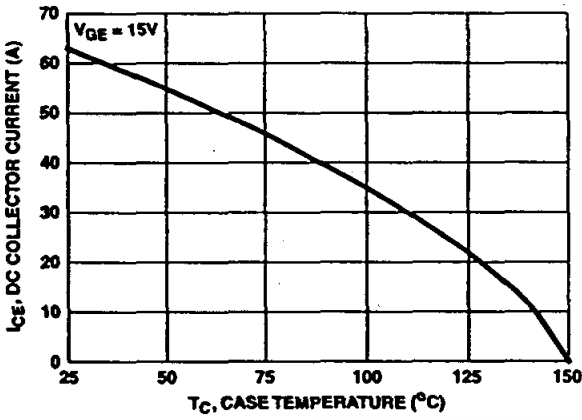
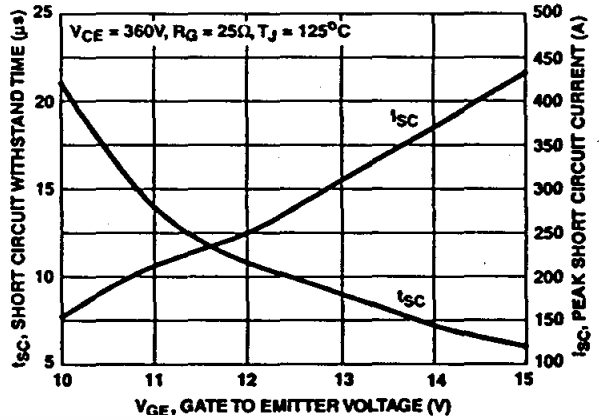


FIGURE 5. MAX. DC COLLECTOR CURRENT vs. CASE TEMPERATURE



WITHSTAND TIME

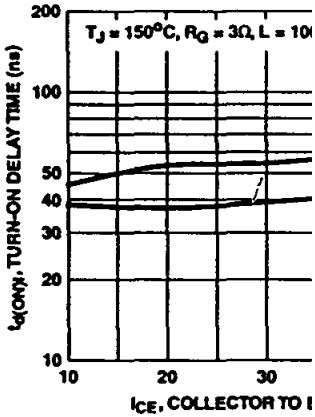
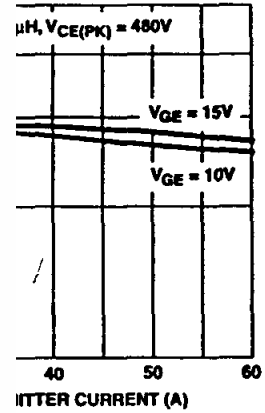


FIGURE 7. TURN-ON DELAY TIME vs. COLLECTOR TO EMITTER CURRENT



TURN-ON DELAY TIME vs. COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

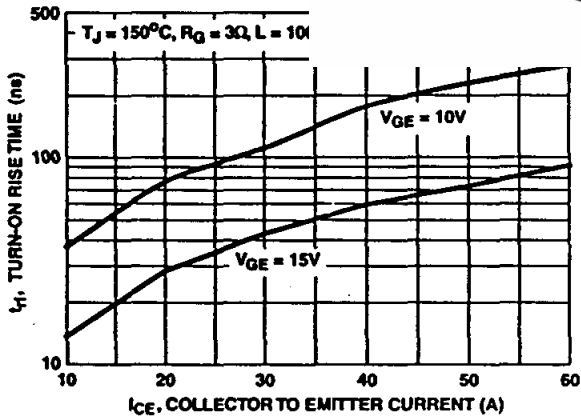


FIGURE 9. TURN-ON RISE TIME vs. COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

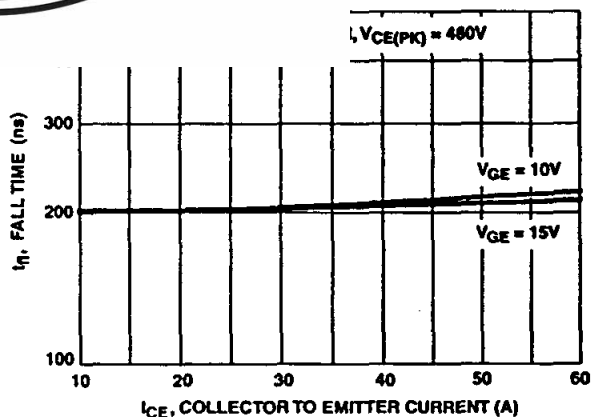


FIGURE 10. TURN-OFF FALL TIME vs. COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

Typical Performance Curves (Continued)

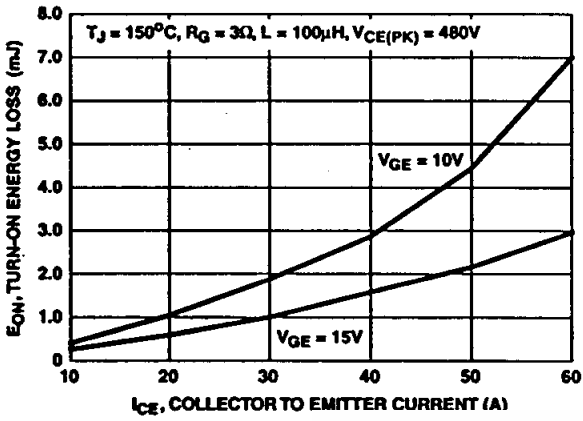


FIGURE 11. TURN-ON ENERGY vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

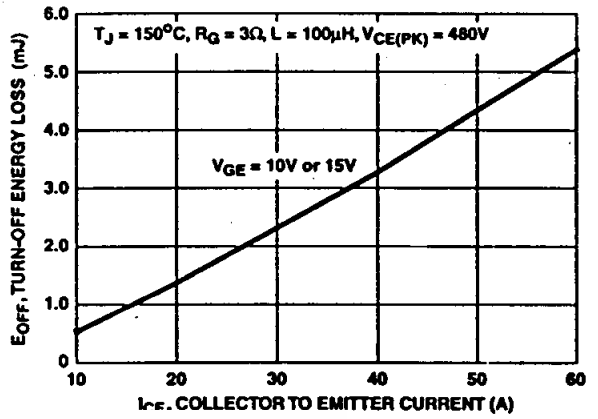


FIGURE 12. TURN-OFF ENERGY vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

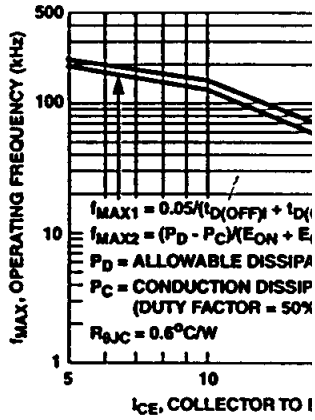


FIGURE 13. MAXIMUM OPERATING FREQUENCY vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

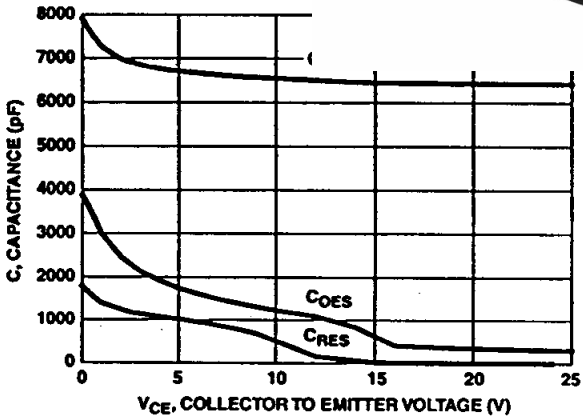
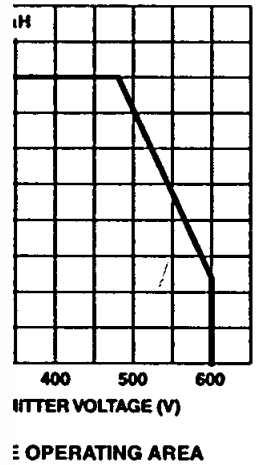


FIGURE 15. CAPACITANCE vs COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE

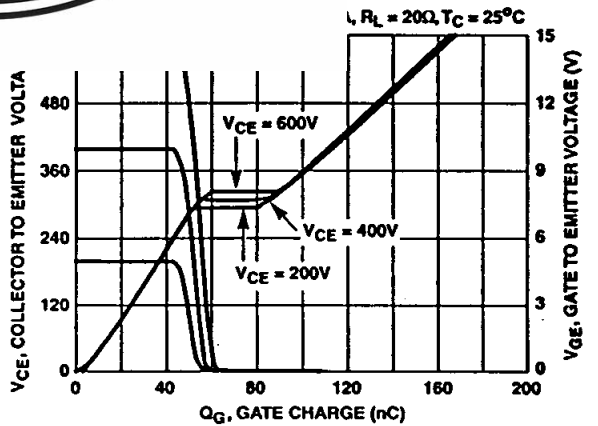


FIGURE 16. GATE CHARGE WAVEFORMS

HGTG30N60C3D

Typical Performance Curves (Continued)

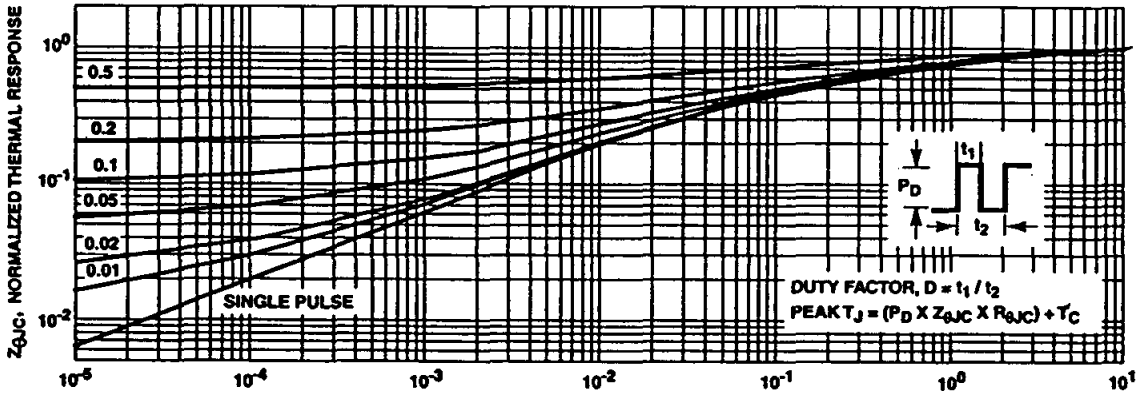


FIGURE 17

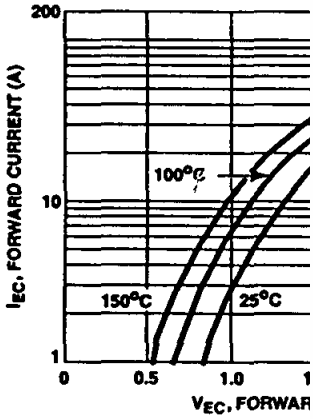
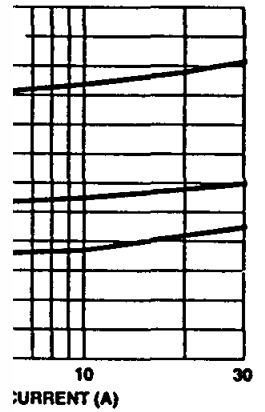


FIGURE 18. DIODE FORWARD CURRENT vs. FORWARD VOLTAGE DROP



ASE



ASE vs. FORWARD CURRENT

Test Circuit and Waveform

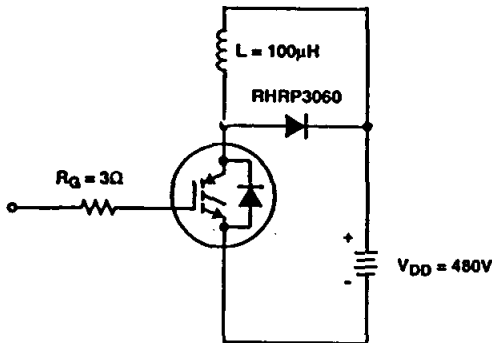


FIGURE 20. INDUCTIVE SWITCHING TEST CIRCUIT

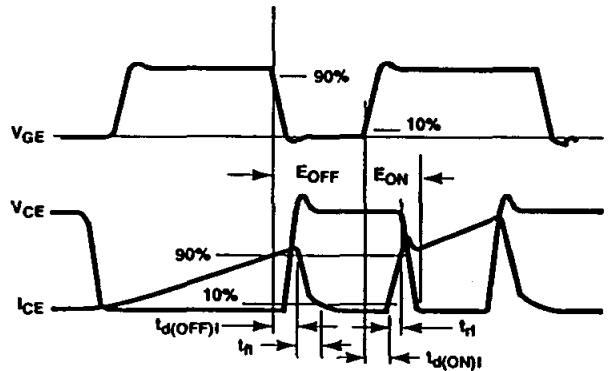


FIGURE 21. SWITCHING TEST WAVEFORMS

Handling Precautions for IGBTs

Insulated Gate Bipolar Transistors are susceptible to gate-insulation damage by the electrostatic discharge of energy through the devices. When handling these devices, care should be exercised to assure that the static charge built in the handler's body capacitance is not discharged through the device. With proper handling and application procedures, however, IGBTs are currently being extensively used in production by numerous equipment manufacturers in military, industrial and consumer applications, with virtually no damage problems due to electrostatic discharge. IGBTs can be handled safely if the following basic precautions are taken:

1. Prior to assembly into a circuit, all leads should be kept shorted together either by the use of metal shorting springs or by the insertion into conductive material such as "ECCOSORB™ LD26" or equivalent.
2. When devices are removed, the hand being used should be grounded - for example, with a wrist strap.
3. Tips of soldering irons should be grounded.
4. Devices should never be handled in circuits with power on.
5. **Gate Voltage Rating** - Never exceed the maximum rating of V_{GEM} . Exceeding this rating can result in permanent damage to the gate insulation.
6. **Gate Termination** - The gate should be terminated with essentially capacitors. Circuits that are open-circuited or floating at high voltage conditions can result in turn-on voltage buildup on the input capacitors.
7. **Gate Protection** - These devices contain a monolithic zener diode for gate protection. A series protection diode is required on the gate.

Operating Frequency Information

Operating frequency information for a typical device (Figure 13) is presented as a guide for estimating device performance for a specific application. Other typical frequency vs collector current (I_{CE}) plots are possible using the information shown for a typical unit in Figures 4, 7, 8, 11 and 12. The operating frequency plot (Figure 13) of a typical device shows f_{MAX1} or f_{MAX2} whichever is smaller at each point. The information is based on measurements of a typical device and is bounded by the maximum rated junction temperature.

f_{MAX1} is defined by $f_{MAX1} = 0.05 / (t_{D(OFF)} + t_{D(ON)})$. Deadtime (the denominator) has been arbitrarily held to 10% of the on-state time for a 50% duty factor. Other definitions are possible. $t_{D(OFF)}$ and $t_{D(ON)}$ are defined in Figure 21.

Device turn-off delay can establish an additional frequency limit other than T_{JM} . $t_{D(OFF)}$ must be kept within limits to avoid ripple under a lightly

load. The total power dissipation is given by $P_D = (T_{JM} - T_C) / R_{\theta JC}$. Conduction losses must be considered if a device was used (Figure 13) and are approximated by

$P_{ON} = I_{CE} V_{CE} D$ for switching waveforms where D is the duty cycle. E_{ON} is the energy loss during turn-on and E_{OFF} is the energy loss during turn-off. All calculations for E_{OFF} ; i.e. the energy loss during turn-off.



TRADEMARKS

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

- | | | | | |
|----------------------|---------------------|---------------------|-----------------|------|
| ACEx™ | FAST® | OPTOLOGIC™ | SMART START™ | VCX™ |
| Bottomless™ | FASTr™ | OPTOPLANAR™ | STAR*POWER™ | |
| CoolFET™ | FRFET™ | PACMAN™ | Stealth™ | |
| CROSSVOLT™ | GlobalOptoisolator™ | POP™ | SuperSOT™-3 | |
| DenseTrench™ | GTO™ | Power247™ | SuperSOT™-6 | |
| DOMETM | HiSeC™ | PowerTrench® | SuperSOT™-8 | |
| EcoSPARK™ | ISOPLANAR™ | QFET™ | SyncFET™ | |
| E ² CMOS™ | LittleFET™ | QS™ | TinyLogic™ | |
| EnSigna™ | MicroFET™ | QT Optoelectronics™ | TruTranslation™ | |
| FACT™ | MicroPak™ | Quiet Series™ | UHC™ | |
| FACT Quiet Series™ | MICROWIRE™ | SILENT SWITCHER® | UltraFET® | |

STAR*POWER is used to
DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR
 NOTICE TO ANY PURCHASER
 DOES NOT ASSUME
 OR CIRCUIT DESCRIPTION
 RIGHTS, NOR THE R
LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCT
 DEVICES OR SYSTEMS
 As used herein:
 1. Life support devices (or
 systems which, (a) are in
 the body, or (b) support
 failure to perform when
 with instructions for use
 reasonably expected to
 user.

PRODUCT STATUS DEFINITION
 Definition of Terms

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



FAIRCHILD
 PRODUCT
 PATENT

SUPPORT
 CORPORATION.

of a life
 perform can
 re of the life
 safety or

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

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 ri
- Undervoltage locko
- 3.3V logic compatit
Separate logic supj
Logic and power gr
- CMOS Schmitt-trigg
- Cycle by cycle edg
- Matched propagatic
- Outputs in phase w

Product Summary

| | |
|------------------------------|------------|
| V _{OFFSET} (IR2110) | 500V max. |
| (IR2113) | 600V max. |
| | 2A |
| | 20V |
| | 94 ns |
| | 10 ns max. |
| | 20ns max. |



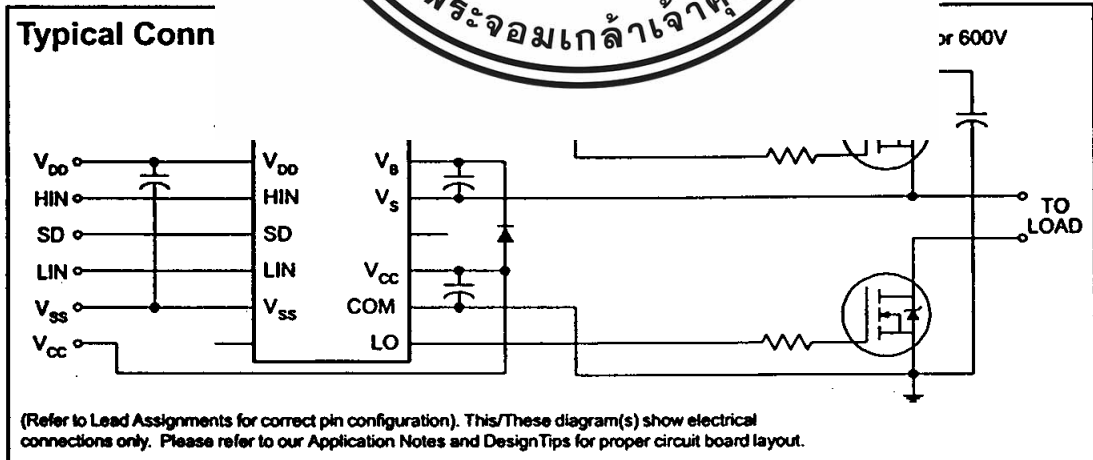
16-Lead SOIC
2110S/IR2113S

Applications. The
configuration which

Description

The IR2110/IR2113 are IGBT drivers with independent channels. Proprietary HVI ruggedized monolithic standard CMOS or L drivers feature a high driver cross-conductive floating channel that operates up to 500 or

Typical Conn



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IOR 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) (IR2113) | -0.3 | 525 | V |
| | | -0.3 | 625 | |
| V _S | High side | -0.3 | 600 | |
| V _{HO} | High side | -0.3 | 600 | |
| V _{CC} | Low side | 0 | 25 | |
| V _{LO} | Low side | 0 | 25 | |
| V _{DD} | Logic supply | 0 | 25 | |
| V _{SS} | Logic supply | -0.3 | 0 | |
| V _{IN} | Logic input | -0.3 | 0 | |
| dV/dt | Allowable | | | |
| P _D | Package | | | W |
| R _{THJA} | Thermal | | | °C/W |
| T _J | Junction | | | °C |
| T _S | Storage | | | |
| T _L | Lead temperature | | | |



Recommended

The input/output logic tin recommended condition: ratings at other bias con

| Symbol | Definition | Min. | Max. | Units | |
|-----------------|-------------------------------------|---------------------|----------------------|-------|----|
| V _B | High side | -0.3 | 525 | V | |
| V _S | High side | -0.3 | 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 | | °C |

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_B. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

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

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 | | 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 | | | | | | |
| t _f | Turn-off fall time | | | | | | |
| MT | Delay time from turn-on to turn-off | | | | | | |

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}, V_{DD}) are referenced to V_{SS}; I_{IN} parameters are referenced to COM and I_{OUT} parameters are



| Symbol | Definition |
|------------------|------------------------------------|
| V _{IH} | Logic '1' input threshold |
| V _{IL} | Logic '0' input threshold |
| V _{OH} | High level output voltage |
| V _{OL} | Low level output voltage |
| I _{LK} | Offset current |
| I _{QBS} | Quiescent current, V _{BS} |
| I _{QCC} | Quiescent current, V _{CC} |
| I _{QDD} | Quiescent current, V _{DD} |
| I _{IN+} | Logic '1' input current |
| I _{IN-} | Logic '0' input current |

I_{IN} parameters are referenced to COM and I_{OUT} parameters are

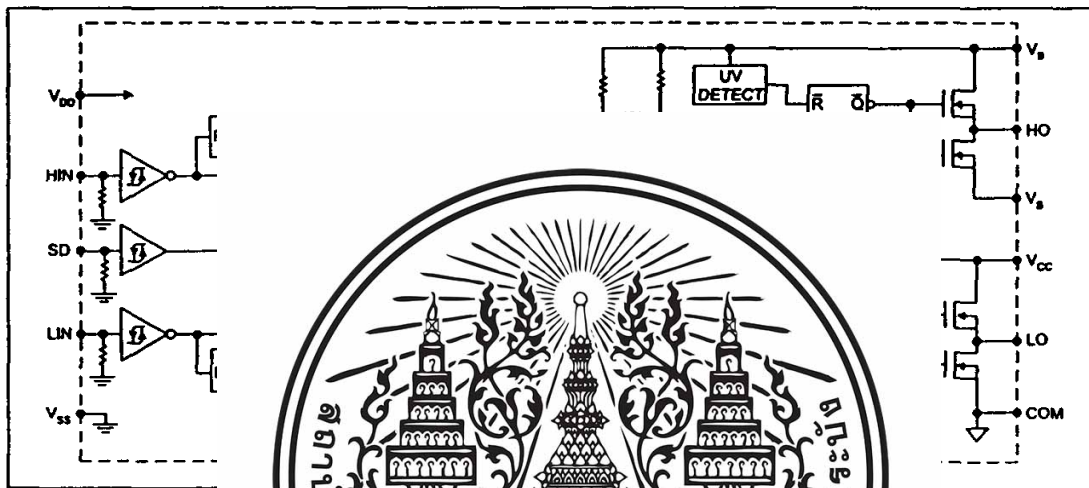
| Symbol | Definition |
|-----------------|--|
| I _{O+} | Output high short circuit pulsed current |
| I _{O-} | Output low short circuit pulsed current |

| Symbol | Definition | Figure | Min. | Typ. | Max. | Units | Test Conditions |
|--------------------|--|--------|------|------|------|-------|--|
| 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 | |
| V _{CCUV+} | V _{CC} supply undervoltage positive going threshold | 24 | 7.4 | 8.5 | 9.6 | V | |
| V _{CCUV-} | V _{CC} supply undervoltage negative going threshold | 25 | 7.0 | 8.2 | 9.4 | V | |
| I _{O+} | Output high short circuit pulsed current | 26 | 2.0 | 2.5 | — | A | V _O = 0V, V _{IN} = V _{DD} PW ≤ 10 μs |
| I _{O-} | Output low short circuit pulsed current | 27 | 2.0 | 2.5 | — | A | V _O = 15V, V _{IN} = 0V PW ≤ 10 μs |

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

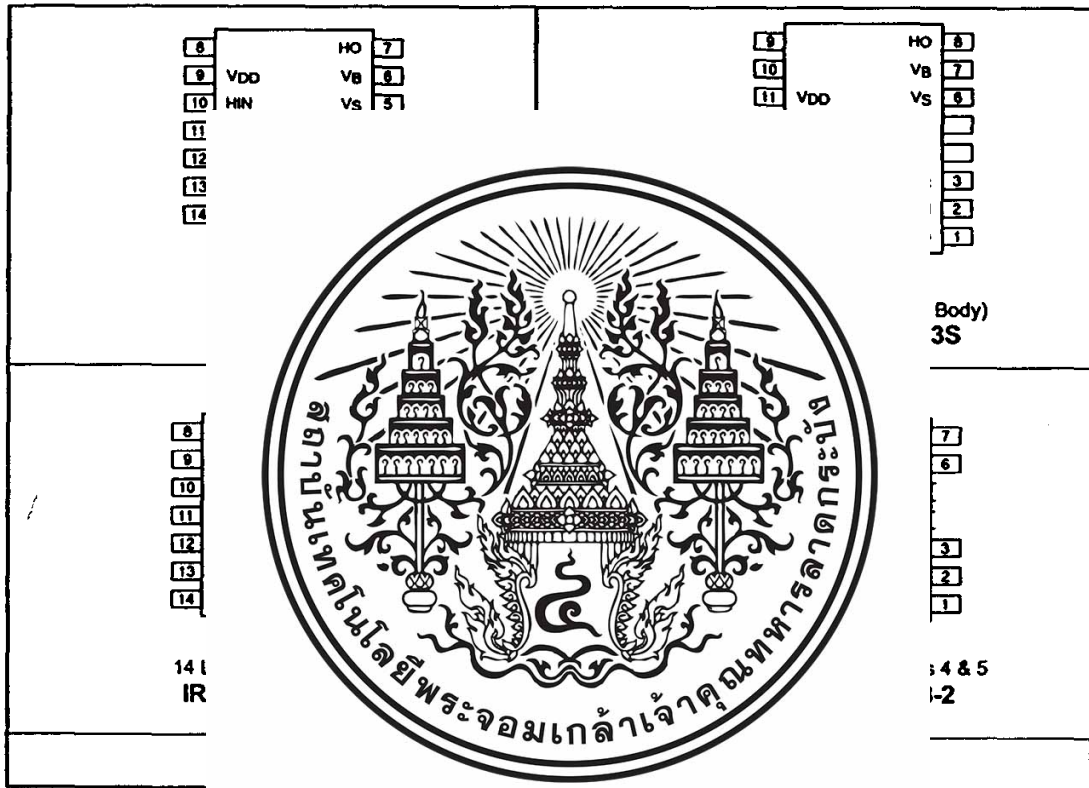
Functional Block Diagram



Lead Definitio

| Symbol | Descri |
|--------|----------------------------------|
| VDD | Logic su |
| HIN | Logic in |
| SD | Logic in |
| LIN | Logic in |
| 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



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IOR Rectifier

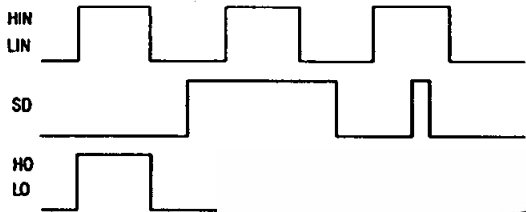


Figure 1. Input

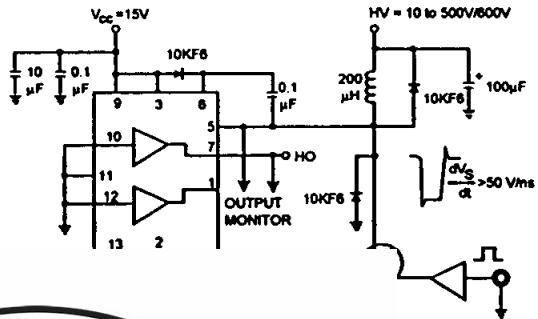


Figure 2. Typical Test Circuit

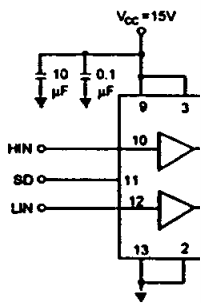


Figure 3. Switching

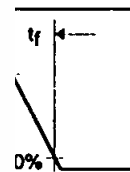


Figure 4. Definition

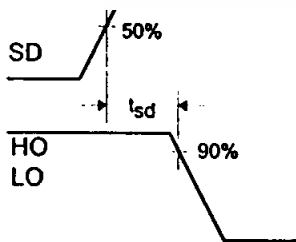


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

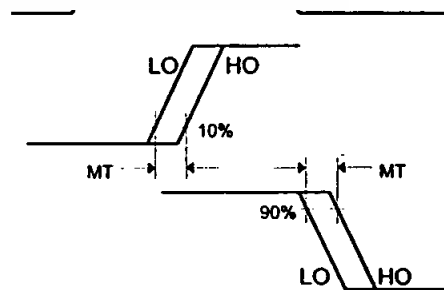


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

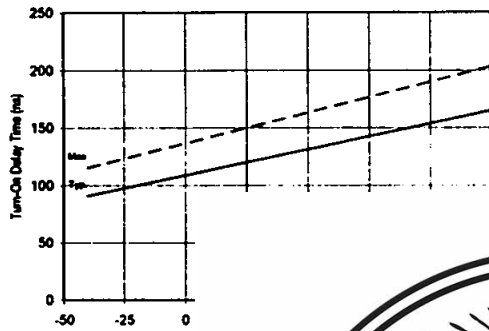


Figure 7A. Turn

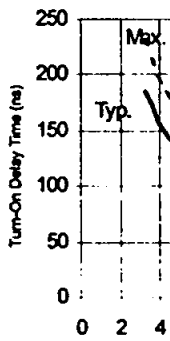
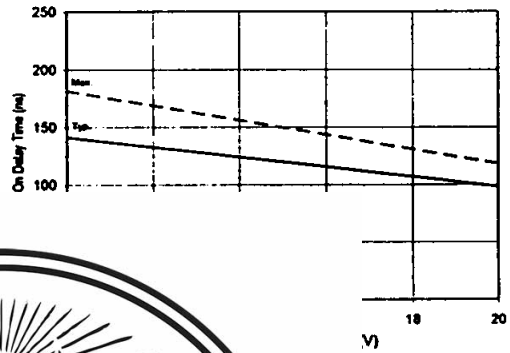
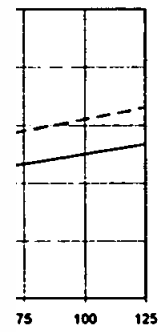


Figure 7C. Turn



Supply Voltage



Temperature

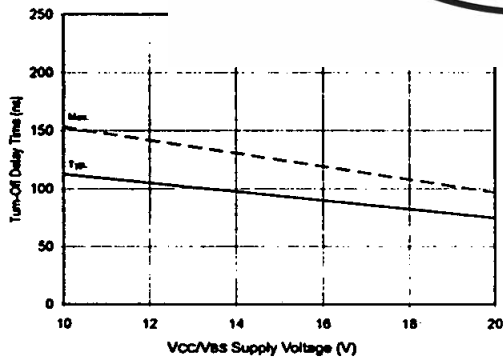


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vs Supply Voltage

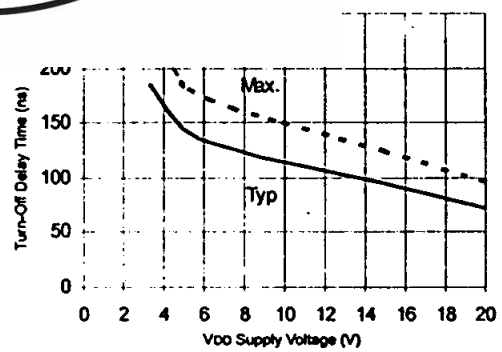


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IOR Rectifier

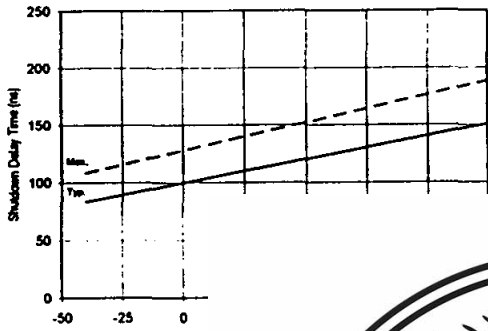
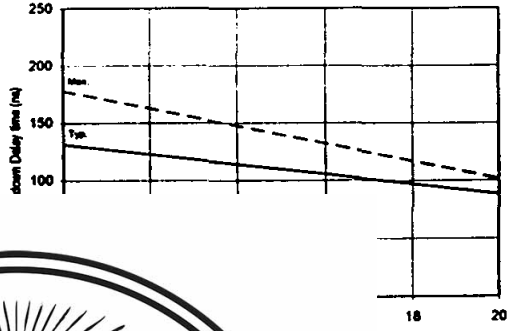


Figure 9A. Shutd



Supply Voltage

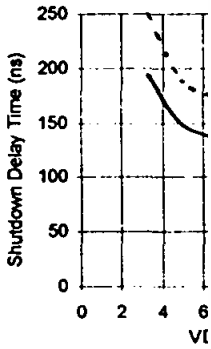


Figure 9C. Shutdo



Temperature

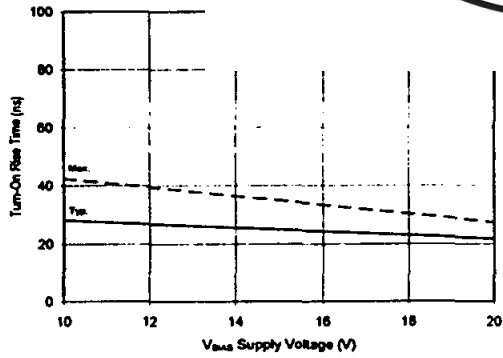


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

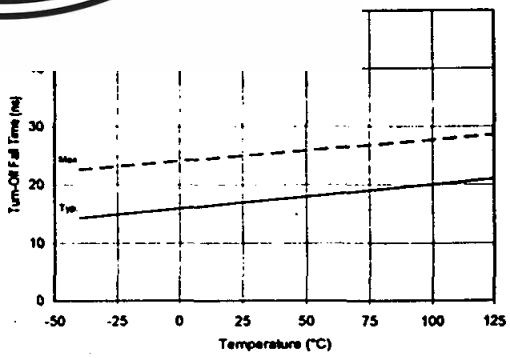


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

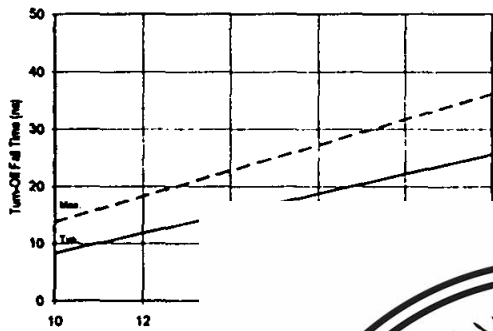


Figure 11B. Turn



Logic '1' Input Threshold vs. Temperature

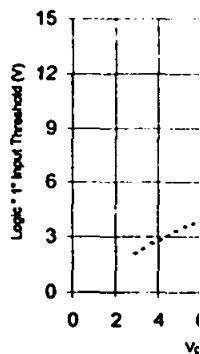
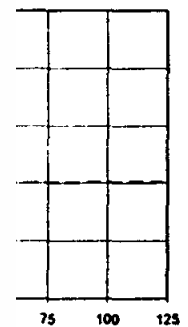


Figure 12B. Logic '1'



Logic '0' Input Threshold vs. Temperature

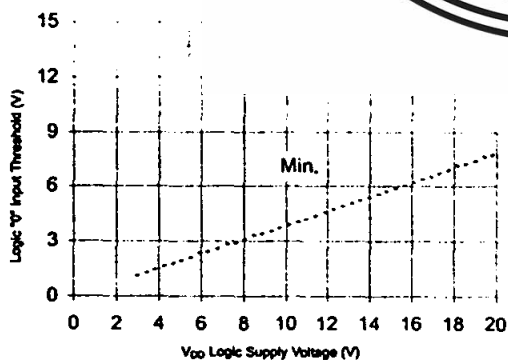


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

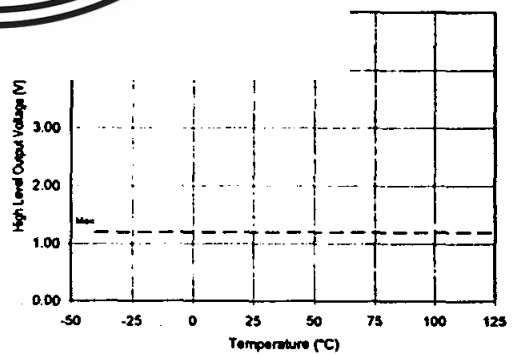


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

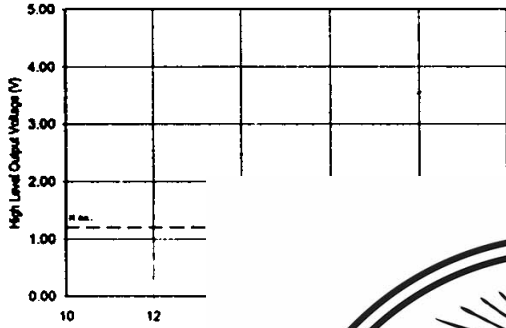
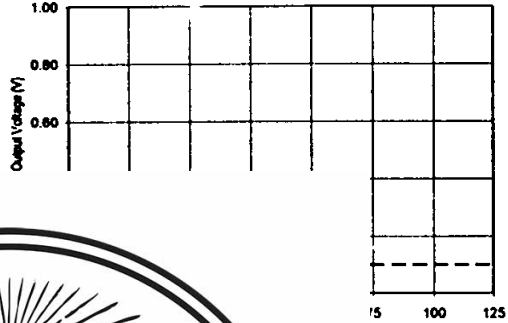


Figure 14B. High



Temperature

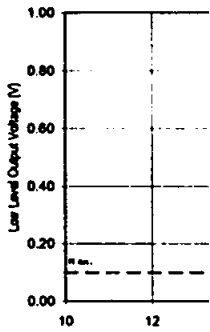
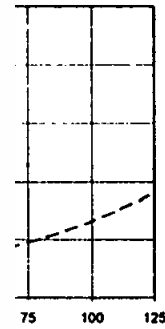


Figure 15B. Low



s. Temperature

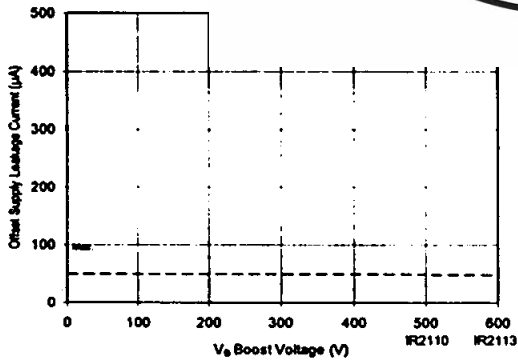


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

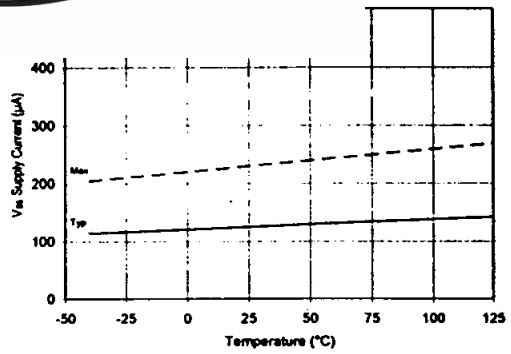


Figure 17A. Vb Supply Current vs. Temperature

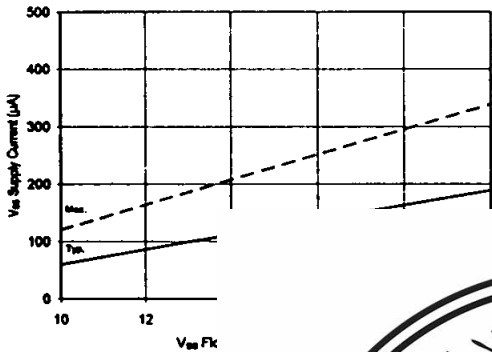
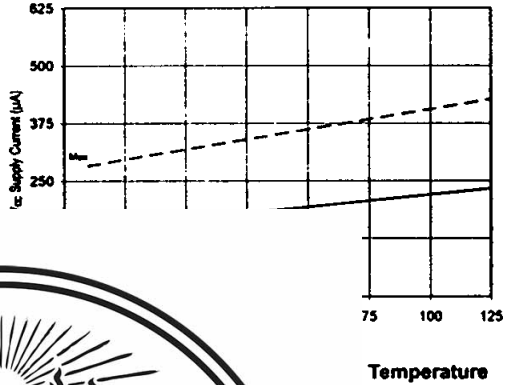


Figure 17B. Vss St



Temperature

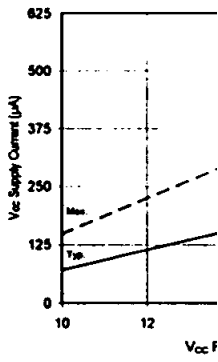
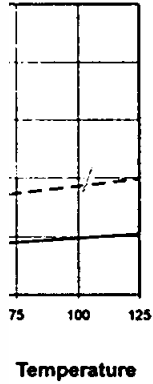


Figure 18B. Vcc St



Temperature

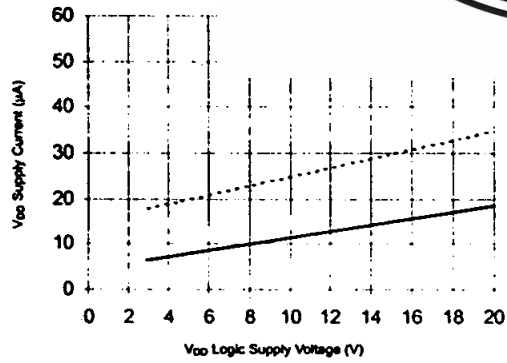


Figure 19B. VDD Supply Current vs. VDD Voltage

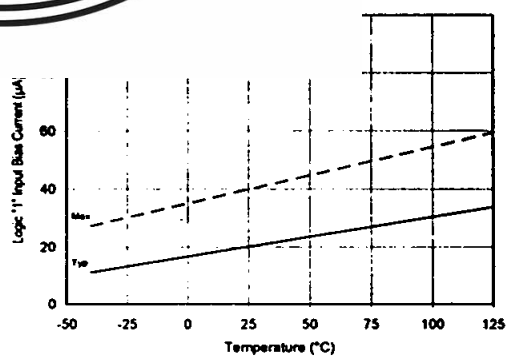


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IOR Rectifier

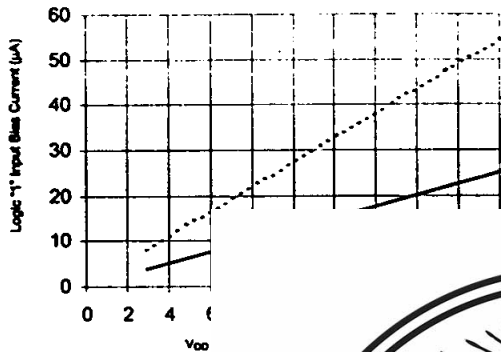


Figure 20B. Logic "1"

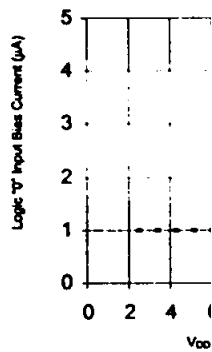
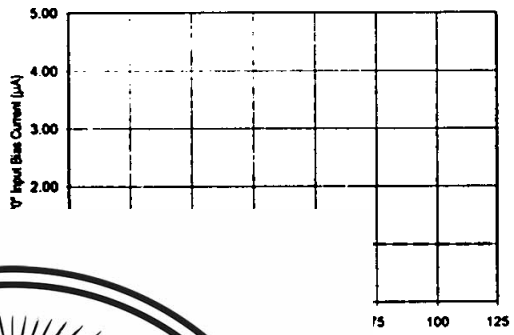
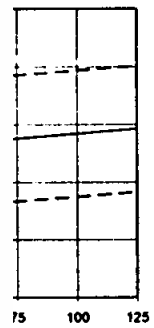


Figure 21B. Logic "0"



Temperature



Temperature

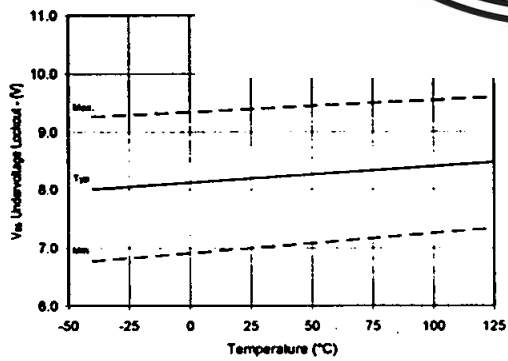


Figure 23. VBS Undervoltage (-) vs. Temperature

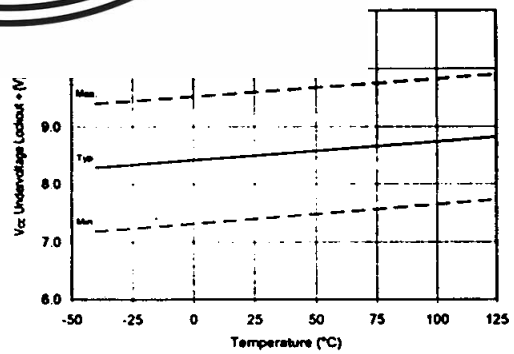


Figure 24. VCC Undervoltage (+) vs. Temperature

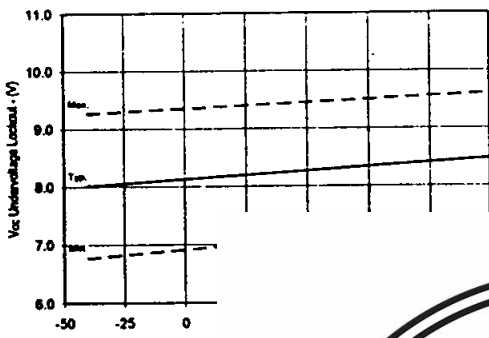
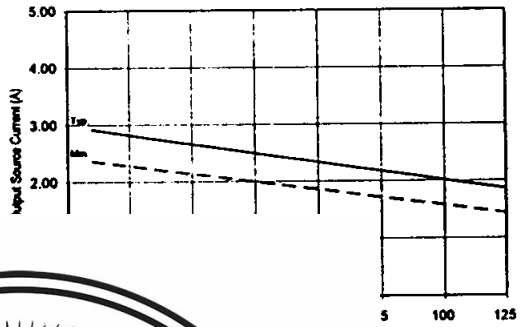


Figure 25. Vcc Und



s. Temperature

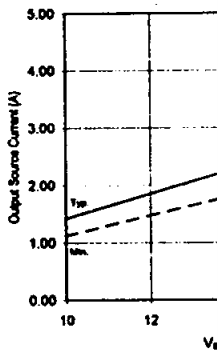
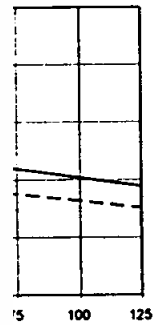


Figure 26B. Output



Temperature

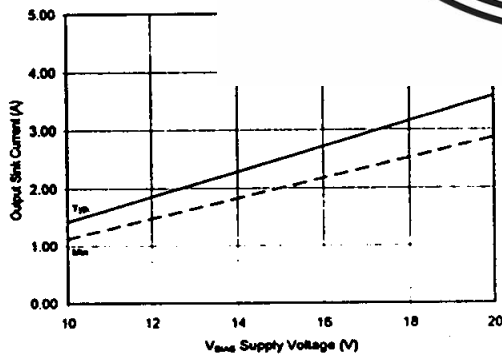


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

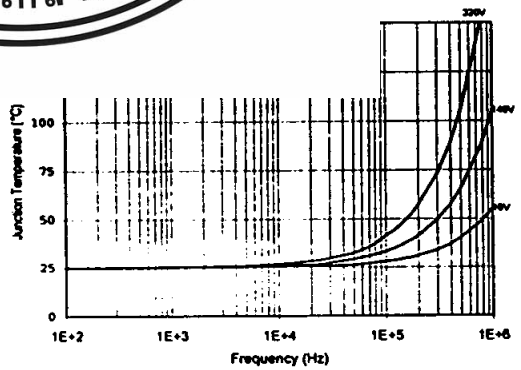


Figure 28. IR2110/IR2113 T_j vs. Frequency (IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

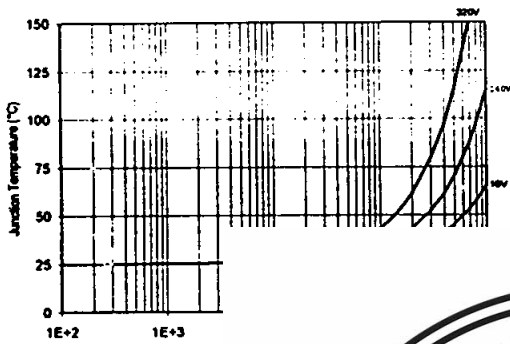
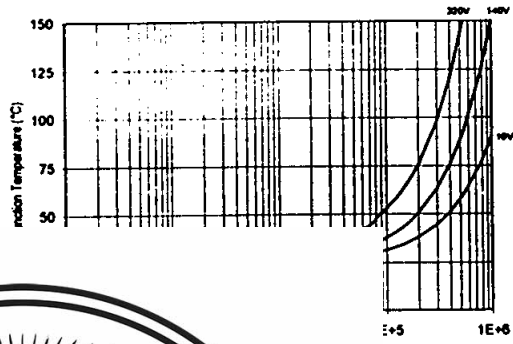


Figure 29. IR2110/
(IRFBC30) R_G



Frequency
= 15V

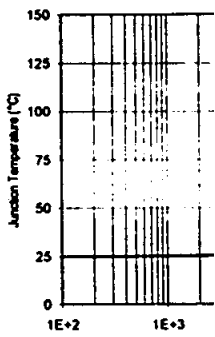
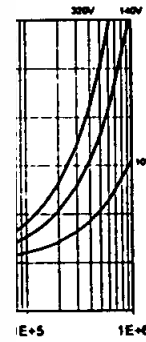


Figure 31. IR2110
(IRFPE50) R



Frequency
= 15V

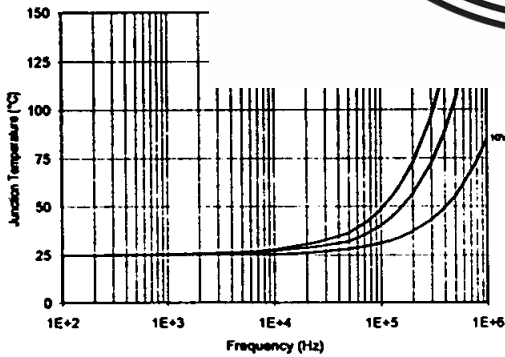


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency
(IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

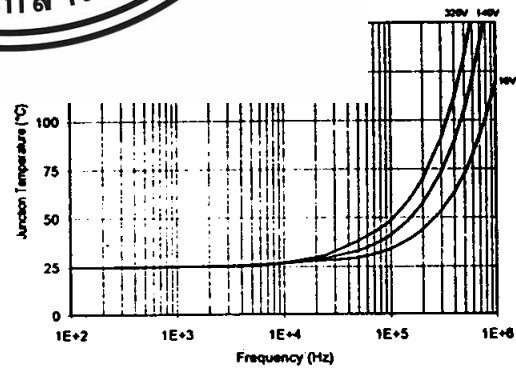


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency
(IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

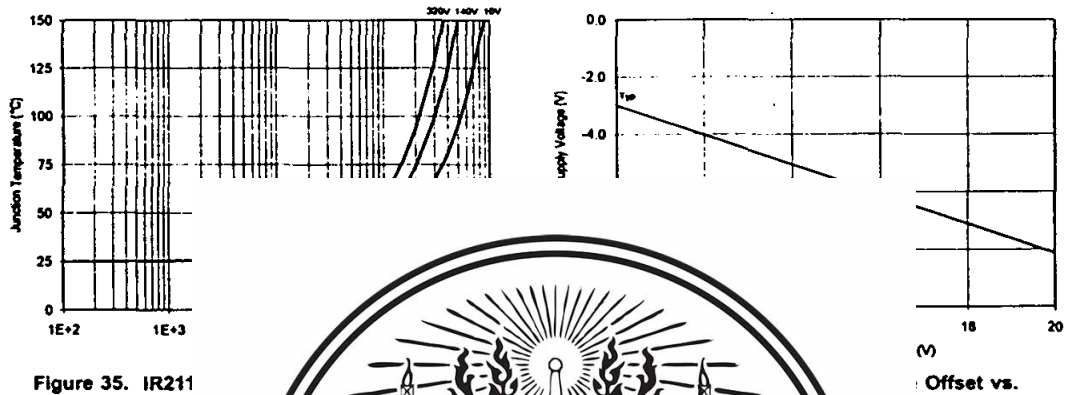


Figure 35. IR211 (IRFPE50)

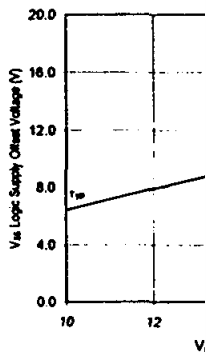


Figure 37. Maxir Vcc

