

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

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



โดย

นาย ศักดิ์ไพบุลย์ ดาจุมปา
นาย สัมฤทธิ์ คำนวนสินธุ์
นาย สุกศิลป์ ช่วยชู
นาย สุรศักดิ์ คาวาชิ

ปพ.
๗๖๒๕๖
๒๕๕๐

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

b. 11๙ ๗๖๘๓๕
i.....

**ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2550

วงจรมัลติพอร์ทดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง
BI-DIRECTIONAL BUCK/BOOST DC-DC CONVERTER



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วจรบั๊กบูสต์ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง

ผู้จัดทำ



1. นาย ศักดิ์ไพบุลย์ ตาจุมปา
2. นาย สัมฤทธิ์ คำนวนสินธุ์
3. นาย สุกศลปี ช่วยชู
4. นาย สุรศักดิ์ คาวาชิ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมัลติมิเตอร์ซีคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง

นาย ศักดิ์ไพบูลย์ ตาจุมปา

นาย สัมฤทธิ์ คำนวนสินธุ์

นาย สุภศิลาปี ช่วยชู

นาย สุรศักดิ์ คาวาชิ

รศ.ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรมัลติมิเตอร์ซีคอนเวอร์เตอร์สองทิศทางเพื่อศึกษาการนำพลังงานย้อนกลับมาซาร์จในแบตเตอรี่โดยผ่านวงจรมัลติมิเตอร์ซีคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง ซึ่งใช้แบตเตอรี่จำนวนสามชุดคือ แบตเตอรี่ชุดเก็บพลังงาน แบตเตอรี่ชุดจำลองการทำงานของเซลล์เชื้อเพลิง และแบตเตอรี่ที่จำลองเป็นมอเตอร์กระแสตรง ซึ่งเป็นระบบในรถไฟฟ้าพลังงานผสมผสาน แบตเตอรี่ชุดเก็บพลังงานจะทำงานในโหมดจ่ายพลังงานด้วยการทำงานแบบวงจรมัลติและทำงานในโหมดสะสมพลังงานด้วยการทำงานแบบวงจรมัลติด้วยวงจรมัลติซีคอนเวอร์เตอร์ตัวเดียวที่ปรับการทำงานจากค่าอัตราส่วนดิวิตี ดังที่แสดงทั้งในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE กับผลการทดลอง ซึ่งทั้งสองโหมดการทำงานจะมีวงจรมัลติแบบย้อนกลับเพื่อรักษาระดับแรงดันตามต้องการ

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 thesis presents the design of a bi-directional buck/boost DC-DC converter to study the power flow as charging and discharge operation. Three DC power supplies are storage battery, battery model as proton exchange membrane fuel cell (PEMFC) and the battery as DC motor to simulate the hybrid electric vehicle operation. The discharging mode for the storage battery operates as boost operation while charging mode for the storage battery operates as buck operation using a single converter with duty ratio control as shown in the PSPICE simulation and the experiment. Both operation modes can maintain the voltage level using feedback control.

กิตติกรรมประกาศ

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

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์เป็นอย่างมากและขอบคุณพี่ๆ นักศึกษาปริญญาโทของห้องปฏิบัติการ Electromagnetic Compatibility (EMC) ที่ให้คำแนะนำและคำปรึกษา

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาของคณะผู้จัดทำ ที่คอยให้กำลังใจ ให้ความรักและให้การสนับสนุนให้โอกาสผู้จัดทำได้เล่าเรียนจนถึงทุกวันนี้

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญภาพ.....	VII
สารบัญตาราง.....	XII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ.....	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน	2
1.5 แผนการดำเนินโครงการ.....	2
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 วงจรบีกคอนเวอร์เตอร์.....	4
2.1.1 เงื่อนไขการทำงาน	4
2.1.2 หลักการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์.....	5
2.1.3 การหาอัตราขยายแรงดันของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์.....	7
2.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	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

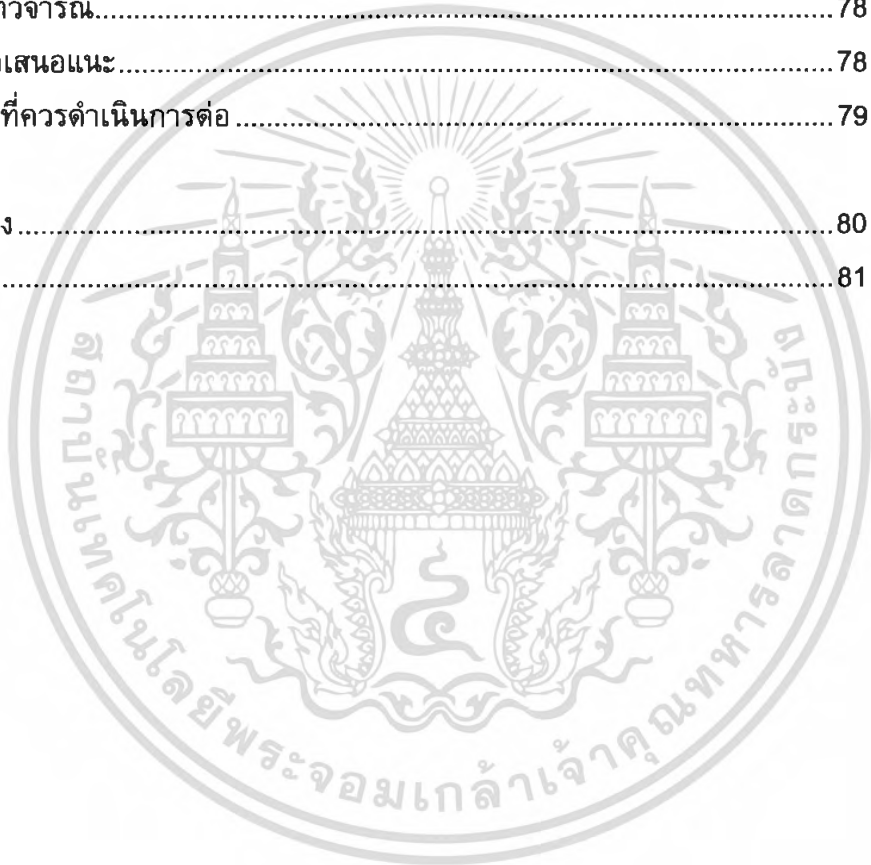
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3.4 อุปกรณ์หลักในวงจรควบคุม.....	27
2.4 สรุป.....	31
บทที่ 3 การออกแบบและการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Pspice	32
3.1 ออกแบบวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์	32
3.1.1 การจำลองวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice	33
3.2 ออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	34
3.2.1 การจำลองวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice.....	35
3.3 วงจรเดดไทม์ (Dead-Time).....	37
3.4 วงจรขับเคลื่อนเกต (Gate drive circuit).....	38
3.5 วงจรสร้างพัลส์.....	40
3.6 สรุป.....	41
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง.....	42
4.1 วัตถุประสงค์	42
4.2 เครื่องมือและอุปกรณ์	42
4.3 ขั้นตอนการทดลอง.....	42
4.4 การทดลองเงื่อนไขที่ 1	44
4.5 การทดลองเงื่อนไขที่ 2	51
4.6 การทดลองเงื่อนไขที่ 3	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 สิ่งที่ต้องดำเนินการต่อ.....	79
เอกสารอ้างอิง.....	80
ภาคผนวก	81



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์	5
2.2 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส	5
2.3 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส	6
2.4 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	9
2.5 วงจรสมมูลขณะสวิตช์นำกระแส	9
2.6 (ก) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ	
(ข) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	10
2.7 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส	11
2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันกับ D	14
2.9 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ	16
2.10 การทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่องของ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	18
2.11 waveform ของกระแสในตัวเหนี่ยวนำเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง	19
2.12 กระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง	20
2.13 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลต่อโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง	20
2.14 กระแสในตัวเหนี่ยวนำที่สูง	21
2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับ D	22
2.16 ค่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำและกระแสในไดโอดเมื่อ D ต่ำกับ D สูง	23
2.17 ไอจีบีที (ก) สัญลักษณ์พื้นฐานจากมอสเฟตและพื้นฐานจากบีเจที	
(ข) คุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้า	
(ค) คุณลักษณะในอุดมคติ	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 ลักษณะการเลือกใช้อาร์ทีพุดของ TL 494	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 วงจรเดดไทม์.....	37
3.8 วงจรเดดไทม์ที่สร้างขึ้น.....	37
3.9 รูปคลื่นแสดงช่วงเวลาเดดไทม์.....	38
3.10 วงจรขับเคลื่อน.....	38
3.11 วงจร Regulator.....	39
3.12 วงจร Push-Pull.....	39
3.13 วงจรขับเคลื่อนที่สร้าง.....	40
3.14 วงจรสร้างพัลส์.....	40
3.15 วงจรสร้างพัลส์ที่สร้าง.....	41
3.16 รูปคลื่นแสดงพัลส์ที่ TL 494.....	41
4.1 วงจรการทำงานโดยรวม.....	43
4.2 วงจรที่ทำการสร้างจริง.....	43
4.3 ชุดแบตเตอรี่ที่ใช้ในการทดลอง.....	43
4.4 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Boost Mode.....	44
4.5 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.37$	45
4.6 แรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.37$	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 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่าง การซิมมูลชันและการทดลอง .50	
4.16 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่าง การซิมมูลชันและการทดลอง .50	
4.17 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่าง การซิมมูลชัน และการทดลอง.....	51
4.18 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Buck Mode.....	51
4.19 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.8$	52
4.20 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.8$	53
4.21 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลอง	53
4.22 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง	54
4.23 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน.....	54
4.24 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมต AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง	55
4.25 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมต DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง.....	55
4.26 กระแสไฟฟ้า I_{charge} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน.....	56
4.27 กระแสไฟฟ้า I_{charge} (โหมต AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง	56
4.28 กระแสไฟฟ้า I_{charge} (โหมต DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง	57
4.29 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่าง การซิมมูลชันและการทดลอง .57	
4.30 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่าง การซิมมูลชันและการทดลอง .58	
4.31 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่าง การซิมมูลชัน และการทดลอง.....	58
4.32 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Boost Mode.....	59
4.33 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.37$	60
4.34 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.37$	60
4.35 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลอง	61
4.36 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง.....	61

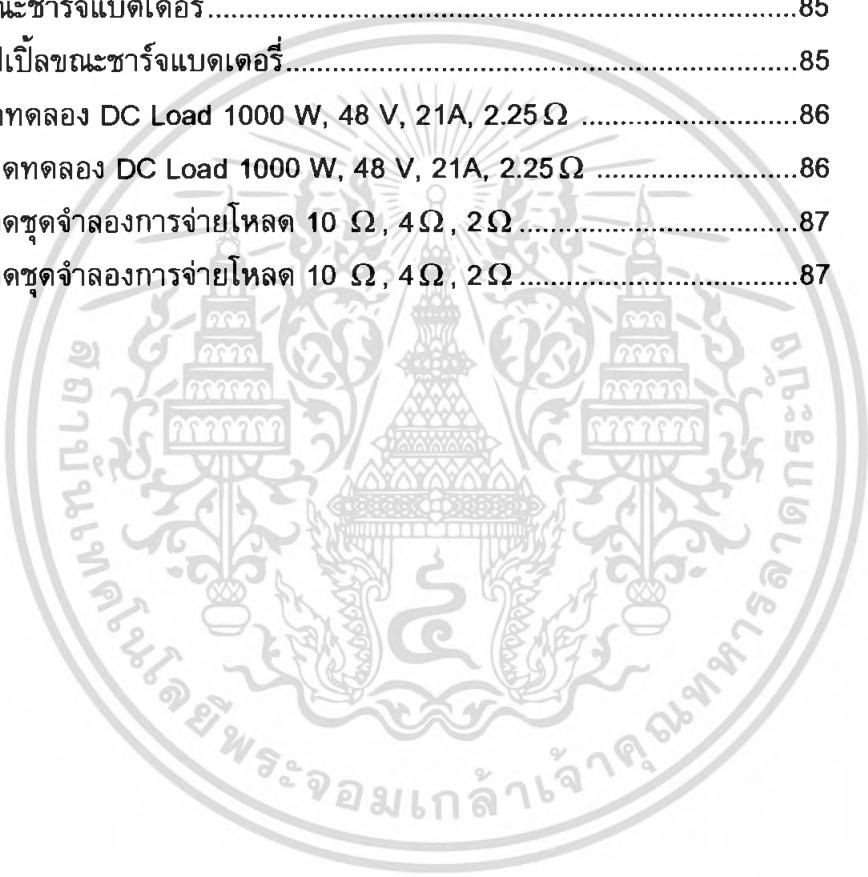
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 การชิมมูละชั้นและการทดลอง .65	
4.44 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่าง การชิมมูละชั้นและการทดลอง .65	
4.45 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่าง การชิมมูละชั้น และการทดลอง.....	66
4.46 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Buck Mode.....	66
4.47 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.8$	68
4.48 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.8$	68
4.49 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลอง	69
4.50 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง	69
4.51 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน.....	70
4.52 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมต AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง	70
4.53 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมต DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง	71
4.54 กระแสไฟฟ้า I_{charge} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน	71
4.55 กระแสไฟฟ้า I_{charge} (โหมต AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง	72
4.56 กระแสไฟฟ้า I_{charge} (โหมต DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง.....	72
4.57 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่าง การชิมมูละชั้นและการทดลอง .73	
4.58 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่าง การชิมมูละชั้นและการทดลอง 73	
4.59 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่าง การชิมมูละชั้น และการทดลอง.....	74
4.60 แสดงแรงดันเอาต์พุตกรณีที่มีการควบคุมแบบ feed back และกรณีที่ไม่มี การควบคุมแบบ feed back ในช่วง Boost Mode.....	74

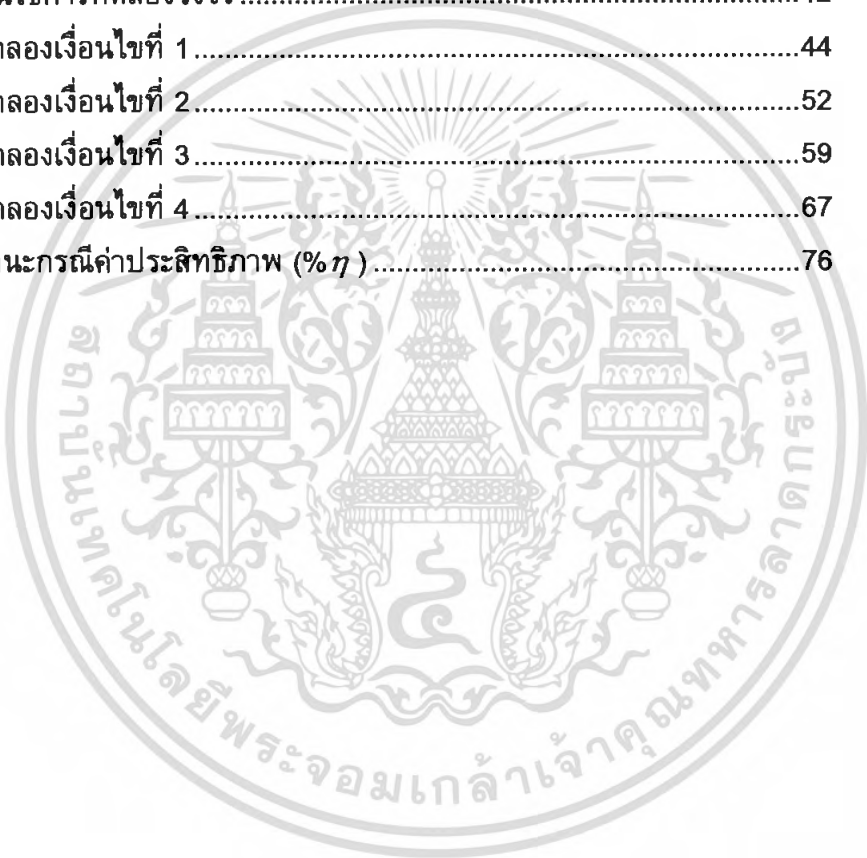
สารบัญญภาพ (ต่อ)

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 DC Load 1000 W, 48 V, 21A, 2.25 Ω	86
ก-10 แผงโหลดทดลอง DC Load 1000 W, 48 V, 21A, 2.25 Ω	86
ก-11 แผงโหลดชุดจำลองการจ่ายโหลด 10 Ω , 4 Ω , 2 Ω	87
ก-12 แผงโหลดชุดจำลองการจ่ายโหลด 10 Ω , 4 Ω , 2 Ω	87



สารบัญตาราง

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 แสดงสถานะกรณีค่าประสิทธิภาพ (% η)	76



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 ขึ้นมาเพื่อศึกษาหลักการนำพลังงานที่เกิดจากการเบรกของรถไฟฟ้ามาชาร์จในแบตเตอรี่ เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของระบบและใช้พลังงานให้เกิดประโยชน์มากที่สุด

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อออกแบบวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter ให้สามารถนำพลังงานกลับมาชาร์จแบตเตอรี่ได้

1.2.2 เพื่อศึกษาหลักการทำงานของวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter

1.2.3 เพื่อศึกษาการจ่ายคืนพลังงานให้กลับมาชาร์จในแบตเตอรี่

1.2.4 เพื่อศึกษาประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

เป็นการออกแบบวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC converter เพื่อดูการทำงานในการนำพลังงานมาชาร์จประจุที่แบตเตอรี่โดยผ่านวงจรที่ได้สร้าง เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของระบบ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในรถไฟฟ้าแบบผสมผสานโดยมุ่งเน้นไปทางด้านประสิทธิภาพการทำงาน 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 ด้วยโปรแกรม Pspice

4. ทำการสร้างวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter

5. ทำการวิเคราะห์ผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

6. สรุปผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

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

1.5 แผนการดำเนินโครงการ

ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย	พ.ศ. 2550							พ.ศ. 2551		
	มี.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ภ.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.
1.ศึกษางานวิจัยต่างๆที่เกี่ยวข้อง	■									
2.ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	■	■								
3.ศึกษาการใช้โปรแกรม Pspice และจำลองการทำงานของวงจร	■	■	■							
4.จัดทำรายงานวิชาโครงการ 1			■	■						
5.สร้างวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter และวงจรควบคุม					■	■	■			
6.ทำการทดสอบวงจรที่ได้สร้าง								■	■	
7.วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการทดสอบกับผลการจำลองจากโปรแกรม									■	■
8.สรุปและประเมินผลการทดสอบ									■	■
9.จัดทำปริญญานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์									■	■

■ วางแผน

■ การดำเนินการจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 วงจรบีกคอนเวอร์เตอร์

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

2.1.1 เงื่อนไขการทำงาน

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ในช่วงที่เป็นสภาวะอยู่ตัวของวงจร ซึ่งเป็นช่วง (steady state) จะมีการกำหนดเงื่อนไขการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากัน

$$i_L(t+T) = i_L(t) \quad (2.1)$$

หมายถึง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากัน ณ ตำแหน่งเดียวกันในทุกคาบเวลา

2. แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$V_L = \frac{1}{T} \int^{+T} v_L(\lambda) d\lambda = 0 \quad (2.2)$$

หมายถึง ผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา (volt-second) ในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

3. กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของประจุในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับศูนย์

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

หมายถึง ประจุที่ถูกเก็บ (charged) และที่คาย (discharged) ของตัวเก็บประจุในแต่ละคาบเวลาจะเท่ากัน

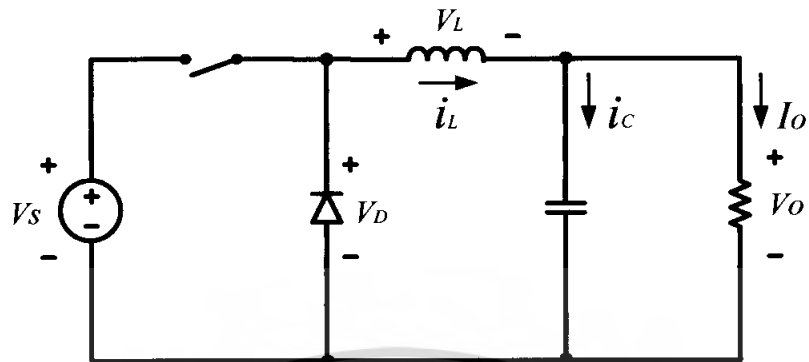
4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีนี้กำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้ไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจรถ และ ประสิทธิภาพของวงจรถจึงเท่ากับร้อยเปอร์เซ็นต์

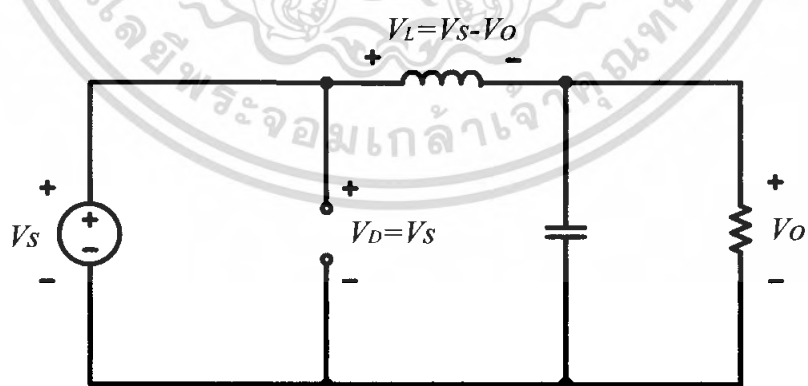
2.1.2 หลักการทำงานของวงจรถบักคอนเวอร์เตอร์



ภาพที่ 2.1 วงจรถบักคอนเวอร์เตอร์

หลักการทำงานของวงจรถบักคอนเวอร์เตอร์ เพื่อจะออกแบบให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามที่ ต้องการ คือ ต้องเริ่มจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ในแต่ละ คาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นก็จะสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ตั้งแสดงตาม แบบสมการที่ 2.8 การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ ในแต่ละโหมด จะต้องวิเคราะห์ในตามที่ สภาวะอยู่ตัว ดังนี้

ขณะสวิตช์นำกระแส จากภาพที่ 2.2 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านสวิตช์ ผ่านตัวเหนี่ยวนำไปยังโหลด โดยที่กระแสส่วนหนึ่งจะไปเก็บที่ตัวเก็บประจุ จากกฎของ เคอร์ชอฟฟ์สามารถเขียนเป็นสมการของแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้



ภาพที่ 2.2 วงจรถสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

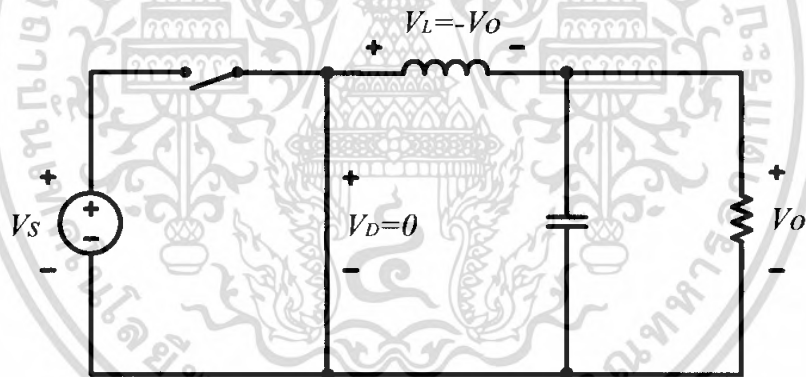
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_O}{L} \quad (2.7)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_S - V_O}{L} \right) DT$$

(2.8)

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



ภาพที่ 2.3 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ไดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้า (Forward bias) ให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเกิดการไหลอย่างต่อเนื่อง และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์สามารถเขียนเป็นสมการของแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ความหมายของสมการที่ 2.11 คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะค่อยๆ มีค่าลดลงเพราะการเปลี่ยนแปลงกระแสตัวเหนี่ยวนำต่อเวลามีค่าเป็นลบ

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 การหาอัตราการขยายแรงดันของวงจรมักคอนเวอร์เตอร์

จากเงื่อนไขที่กำหนดไว้ในสมการที่ 2.1 กล่าวคือ ในช่วงสภาวะอยู่ตัวที่มีการปรับเปลี่ยนแปลงกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์นำกระแส จะมีการเปลี่ยนแปลงที่มีการเพิ่มขึ้น เท่ากับการเปลี่ยนแปลงที่ลดลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส หรืออาจจะกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่มีการไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ 2.8 กับสมการที่ 2.12 จะได้ว่า

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.13)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT + \left(-\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T\right) = 0 \quad (2.14)$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T = 0 \quad (2.15)$$

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$V_{L,av} = v_{L,on}(t_{on}) + v_{L,off}(t_{off}) = 0 \quad (2.17)$$

$$V_{L,av} = (V_S - V_O)(t_{on}) + (-V_O)(t_{off}) = 0 \quad (2.18)$$

$$(V_S - V_O)(DT) - V_O(1 - D)T = 0$$

$$\frac{V_O}{V_S} = D$$

- เมื่อ $V_{L,av}$ คือ แรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ
 $v_{L,on}$ คือ แรงดันเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส
 $v_{L,off}$ คือ แรงดันเฉลี่ยตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

2.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์หรือวงจรทบระดับแรงดัน (ในโหมดกระแสต่อเนื่อง) คือวงจรที่ทำการเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าแรงดันด้านเข้า ที่เราเรียกว่าวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter) ก็เพราะแรงดันไฟฟ้าด้านออกสูงกว่าด้านเข้านั่นเอง

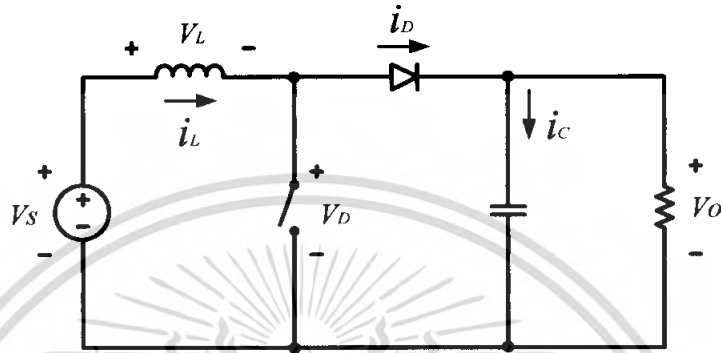
2.2.1 เงื่อนไขการทำงาน

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ในช่วงสภาวะอยู่ตัว จะมีการกำหนดเงื่อนไขในการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบมีค่าเท่ากัน และเป็นบวกเสมอ

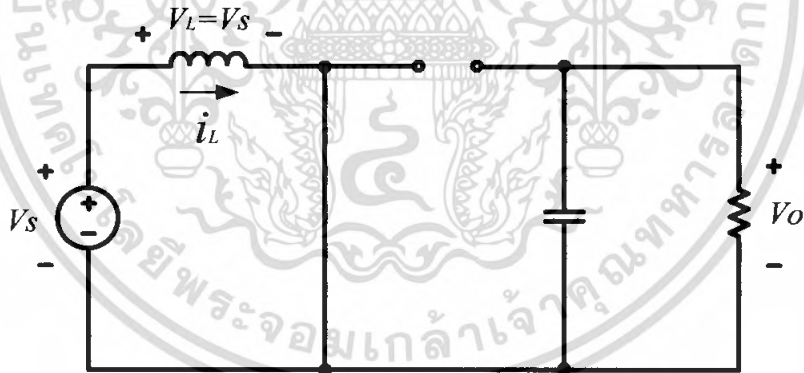
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



ภาพที่ 2.4 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

2.2.2 หลักการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ ขณะสวิตช์นำกระแส



ภาพที่ 2.5 วงจรสมมูลขณะสวิตช์นำกระแส

หลักการทำงานของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามต้องการจะเริ่มต้นจากข้อความที่ว่าแรงดันเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์และสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยการวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด ทั้งนี้การทำงานต้องอยู่ในสภาวะอยู่ตัวดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

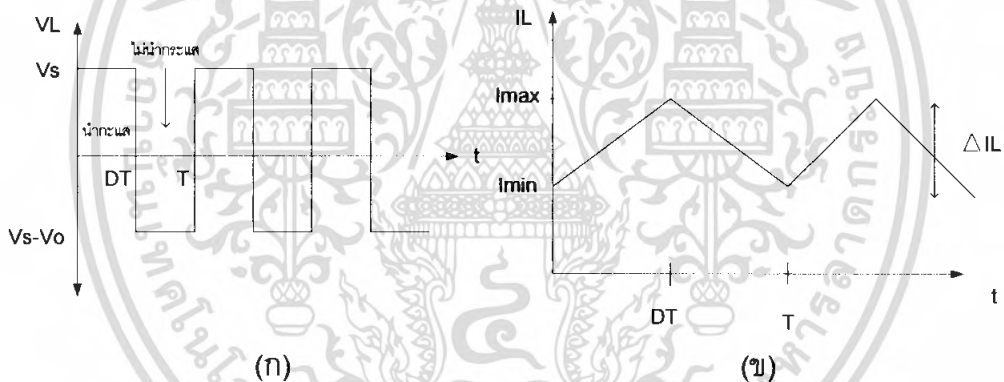
$$\frac{V_s}{L} = \frac{di_L}{dt}$$

ขณะสวิตช์นำกระแส $dt = DT$ เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่อาจจะถือว่าการเพิ่มขึ้นของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้นทำให้สามารถคำนวณได้จาก

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

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.22)$$

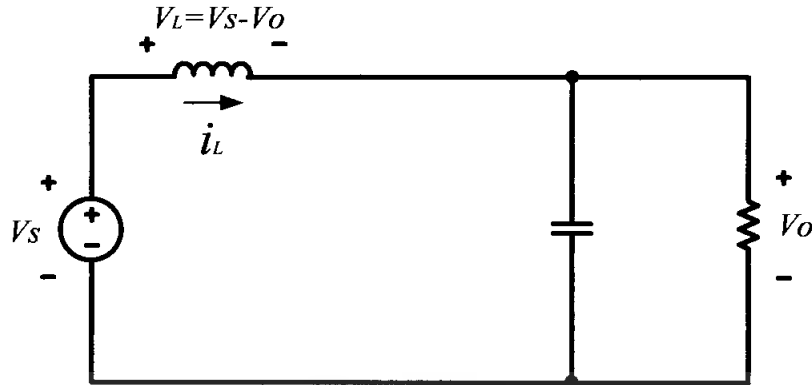
$\Delta i_{L,on}$ หมายถึง อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส



ภาพที่ 2.6 (ก) แรงดันไฟฟ้าตกรวมตัวเหนี่ยวนำ (ข) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



ภาพที่ 2.7 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ไดโอดจะถูกไบอัสไปข้างหน้าให้นำกระแสทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่องสมมติแรงดันไฟฟ้าที่ต้านออกมีค่าคงที่ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมตัวเหนี่ยวนำ

$$-V_s + V_L + V_o = 0$$

$$V_L = V_s - V_o$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.23)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{(V_s - V_o)}{L} \quad (2.24)$$

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

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

ที่สภาวะอยู่ตัวการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเท่ากับศูนย์ จากสมการที่ 2.24 ได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

จากการหาความสัมพันธ์ ของอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ เรียกว่า อัตราการขยายแรงดันสามารถหาได้โดยวิธีง่าย ๆ โดยใช้สมการแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบซึ่งจะมีค่าเท่ากับศูนย์และได้ผลเช่นเดียวกับสมการที่ (2.28) ดังนี้

$$V_{L,av} = V_{L,on}(t_{on}) + V_{L,off}(t_{off}) = 0 \quad (2.29)$$

จากสมการที่ 2.20

$$V_{L,on} = V_s$$

และสมการที่ 2.24

$$V_{L,off} = V_s - V_o$$

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

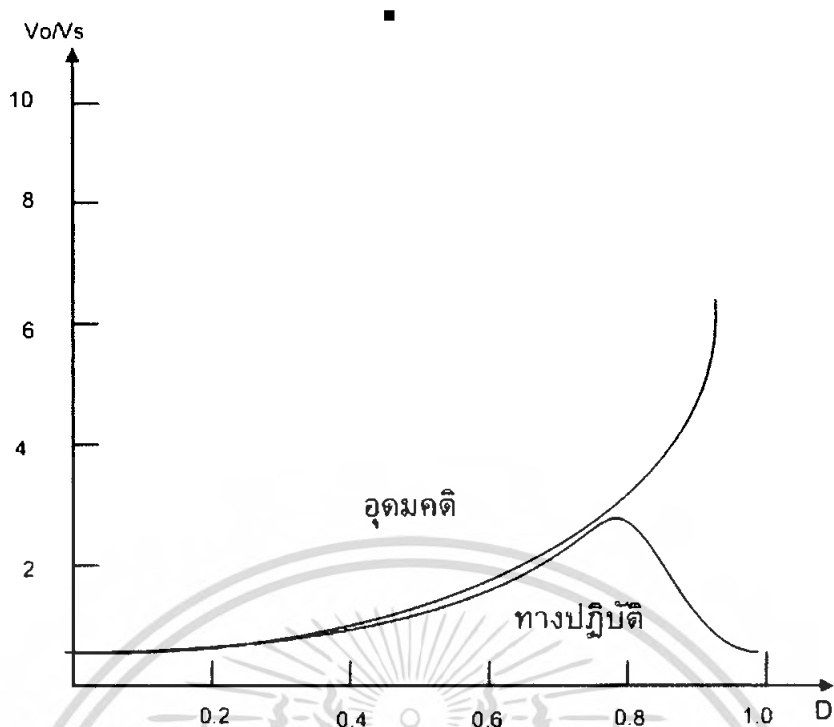
$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \quad (2.30)$$

การได้มาซึ่งสมการอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าจากสมการที่ 2.28 หรือ 2.30 แท้จริงแล้วมีหลักการทำงานอันเดียวกัน ทำให้สามารถคำนวณค่าอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าได้จากการปรับค่า D ดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการปรับค่า D

Duty ratio (D)	อัตราขยายแรงดัน(voltage gain) $\frac{V_o}{V_s}$
0.0	1.00
0.1	1.10
0.2	1.25
0.3	1.43
0.4	1.67
0.5	2.00
0.6	2.50
0.7	3.33
0.8	5
0.9	10
1.0	infinity

ในทางปฏิบัตินิยมปรับอัตราขยายแรงดันไม่เกิน 4 เท่า เพื่อให้วงจรมีความเสถียรภาพ



ภาพที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายแรงดันกับ D

2.2.3 ค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดที่วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์
สมมติการสูญเสียในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าที่ออกจากแหล่งจ่าย
กำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับเงื่อนไขจะได้

$$P_s = P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.31)$$

$$P_s = V_s I_s = V_s I_L \quad (2.32)$$

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดหาได้จากค่าเฉลี่ยและการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส ดังในสมการที่ 2.22

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

ดังนั้นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดคือ

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

$$I_{L,max} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_s DT}{L} \right) \quad (2.34)$$

$$I_{L,min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_s DT}{L} \right) \quad (2.35)$$

สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและเป็นบวก ดังนั้นจะหาค่าตัวเหนี่ยวนำเล็กที่สุดที่ทำให้วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและกระแสไม่ต่อเนื่องจะได้สมการคือ

$$I_{L,min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_s DT}{L} \right) \quad (2.36)$$

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

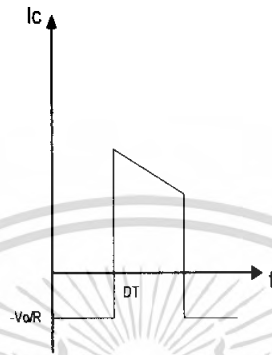
$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.37)$$

การปรับค่าความเหนี่ยวนำเล็กที่สุดจากสมการ 2.37 สามารถปรับที่ค่า D หรือค่าความต้านทานโหลด R หรือค่าความถี่สวิตช์ซึ่ง f

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

การที่มีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่จะสามารถรักษาแรงดันด้านออกให้คงที่ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มากๆ ได้เนื่องจากมีราคาแพงและใช้พื้นที่มาก จึงเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสมและค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้



ภาพที่ 2.9 กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$|\Delta Q| = C\Delta V_o = I_o\Delta t_{on} \quad (2.38)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R}$$

$$\Delta t_{on} = DT$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o\Delta t_{on}}{C} = \frac{V_oDT}{RC}$$

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

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

เมื่อต้องการจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะทำได้โดยการลดค่า D ให้เข้าใกล้ศูนย์หรือการเพิ่มค่าโหลดหรือเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุหรือเพิ่มความถี่สวิทซ์ซึ่งให้สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟฟ้ากระแสตรง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

2.2.5 วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง จะปรับค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้เสถียรภาพมากกว่าในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง โดยมีหลักการความสัมพันธ์แรงดันไฟฟ้าด้านออกและด้านเข้า หาได้จากค่าแรงดันเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำตลอดคาบเป็นศูนย์ และกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลในไดโอดจะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลในสวิตช์ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในไดโอดจะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ในช่วงการทำงานขณะสวิตช์นำกระแส แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย V_s และในช่วงการทำงานขณะสวิตช์ไม่นำกระแส แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะเท่ากับแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกำลังลบด้วยแรงดันไฟฟ้าด้านออก $V_s - V_o$ จะได้

$$(V_s)(DT) + (V_s - V_o)(D_1T) = 0 \quad (2.41)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D + D_1}{D_1} \quad (2.42)$$

กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลในไดโอดจะมีค่าเท่ากับ

$$I_D = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} I_{L,\max} D_1 T \right) = \frac{1}{2} I_{L,\max} D_1 \quad (2.43)$$

$I_{L,\max}$ จะมีค่าเท่ากับการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อสวิตช์นำกระแส

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

แทนค่า $I_{L,\max}$ ลงในสมการที่ 2.43 และกำหนดให้กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยเท่ากับกระแสไฟฟ้าที่ไหล

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

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

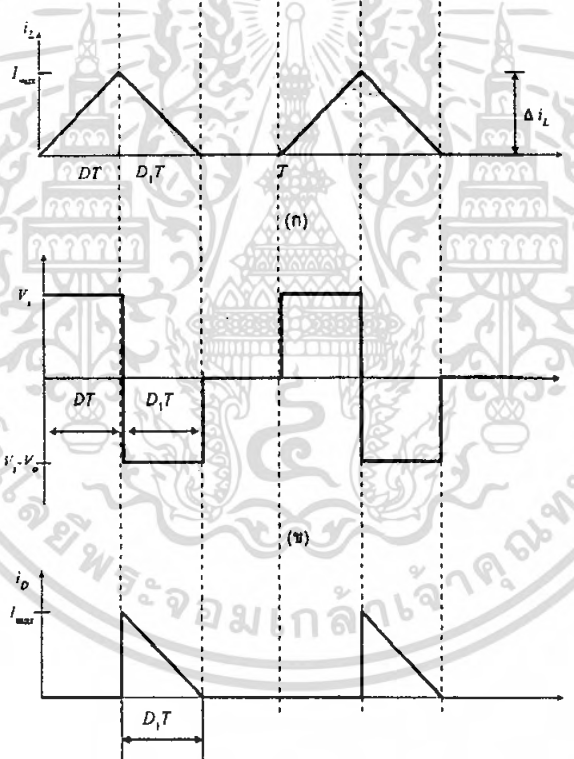
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัด 82951 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 เป็นอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ เมื่อทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง ปัจจัยที่มีผลต่อค่า D_1 คือค่าความถี่สวิตช์ ค่าความเหนี่ยวนำ ค่าความถี่สวิตช์ และโหลดความต้านทาน

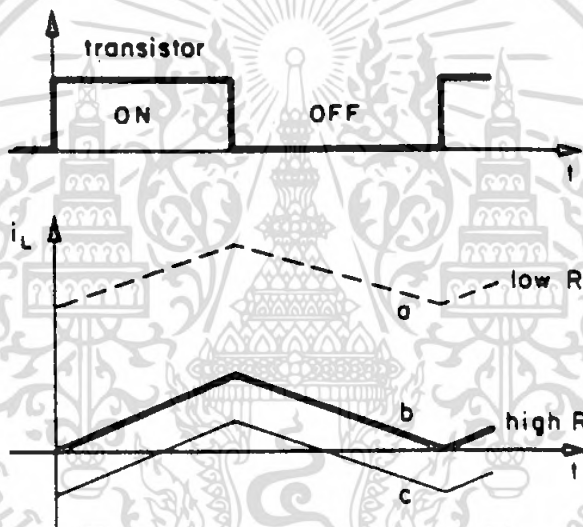


ภาพที่ 2.10 การทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่องของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

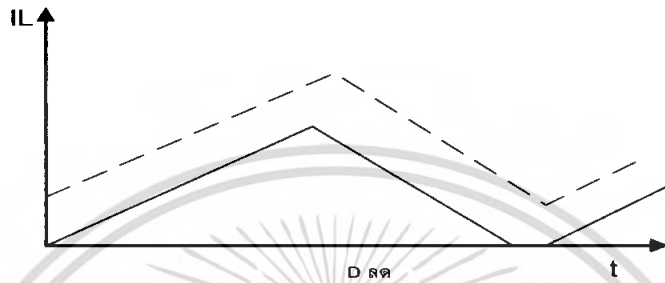
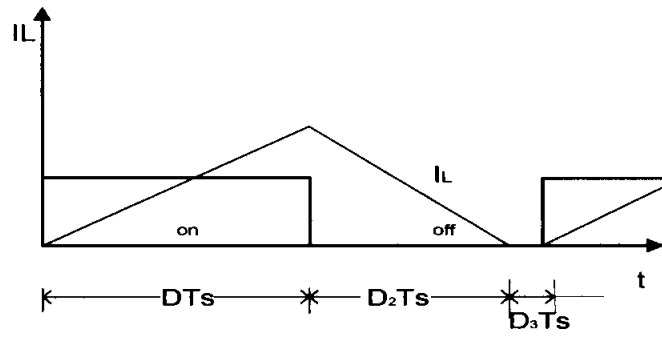
ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบการทำงานของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่องกับโหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านแบบไม่ต่อเนื่อง

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

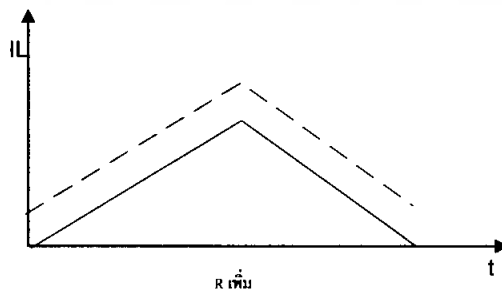
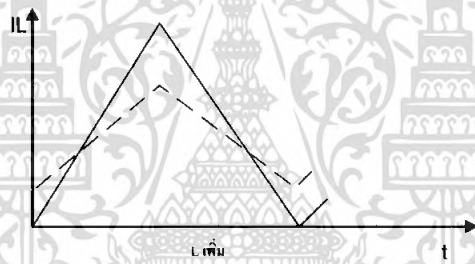


ภาพที่ 2.11 waveform ของกระแสในตัวเหนี่ยวนำเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง

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



ภาพที่ 2.12 กระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำแบบไม่ต่อเนื่อง



ภาพที่ 2.13 พารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีผลต่อโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

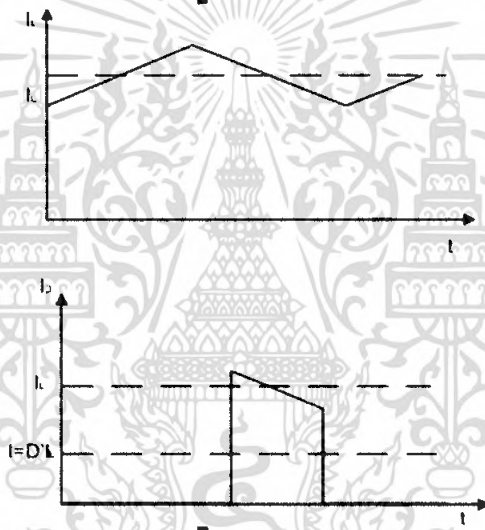
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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



ภาพที่ 2.14 กระแสในตัวเหนี่ยวนำที่สูง

จาก wave form ของกระแสใน $L(R_L)$ และกระแสในไดโอด I_D ในภาพที่ 2.16 สามารถบอกความสัมพันธ์ระหว่าง I_L และกระแสโหลด I ได้ดังนี้

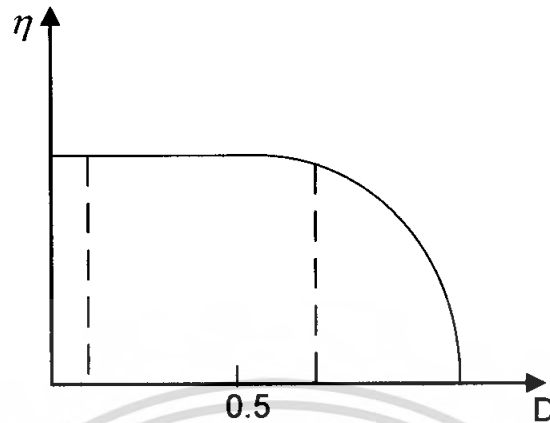
$$\frac{I_L}{I} = \frac{1}{D}$$

เพราะฉะนั้นประสิทธิภาพเท่ากับ

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

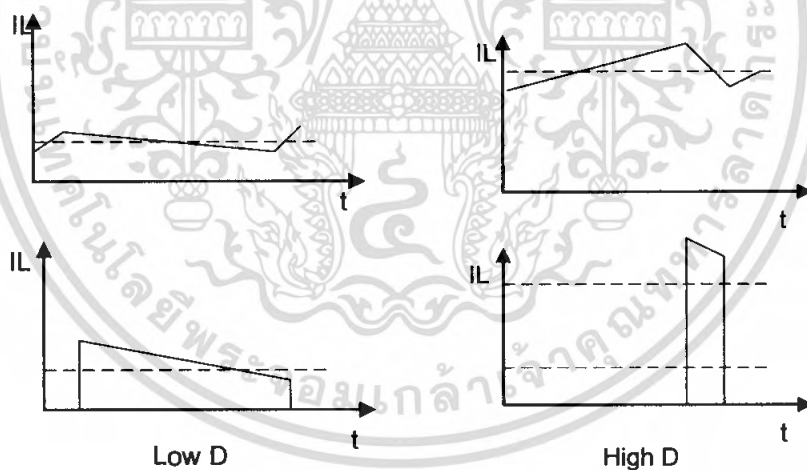
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{เมื่อ } \alpha = \frac{R_L}{R}$$



ภาพที่ 2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับ D

ในภาพที่ 2.15 แสดงถึงประสิทธิภาพ (η) เมื่อเทียบกับ Duty ratio จะเห็นว่าประสิทธิภาพจะลดลงเมื่อ Duty ratio สูงขึ้น



ภาพที่ 2.16 ค่ากระแสในตัวเหนี่ยวนำและกระแสไดโอดเมื่อ D ต่ำกับ D สูง

ในภาพที่ 2.16 เป็นการเปลี่ยนแปลงของกระแสในตัวเหนี่ยวนำกับกระแสไดโอดที่ Duty ratio ต่ำและ Duty ratio สูง สำหรับ Duty ratio ต่ำ กระแสไดโอดเฉลี่ย (I_D) จะมีค่าใกล้เคียงกับกระแสเฉลี่ยของตัวเหนี่ยวนำด้วยเหตุนี้ค่าสูญเสียจากความเหนี่ยวนำจะเท่ากับ $P_{loss} = I^2_L R_L$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 ต้องคำนึงถึงขนาดพิกัดกำลังและความถี่ในการสวิตช์ซิ่ง ซึ่งสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมีหลายชนิดและมีลักษณะการใช้งานแตกต่างกันไป โดยสามารถเปรียบเทียบความสามารถแต่ละชนิดได้ดังนี้

ตารางที่ 2.3 คุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตช์ซิ่งความถี่สูง

อุปกรณ์	ความสามารถการส่งผ่านกำลัง	ความเร็วในการสวิตช์ซิ่ง	ความสามารถในแรงดันไฟฟ้าด้านลบ	ชนิดการควบคุม
จีทีโอ	สูง	ต่ำ	ได้	กระแสไฟฟ้า
บีเจที	กลาง	กลาง	ไม่ได้	กระแสไฟฟ้า
ไอจีบีที	กลาง	กลางและค่อนข้างสูง	ได้	แรงดันไฟฟ้า
มอสเฟตกำลัง	ต่ำ	สูง	ไม่ได้	แรงดันไฟฟ้า

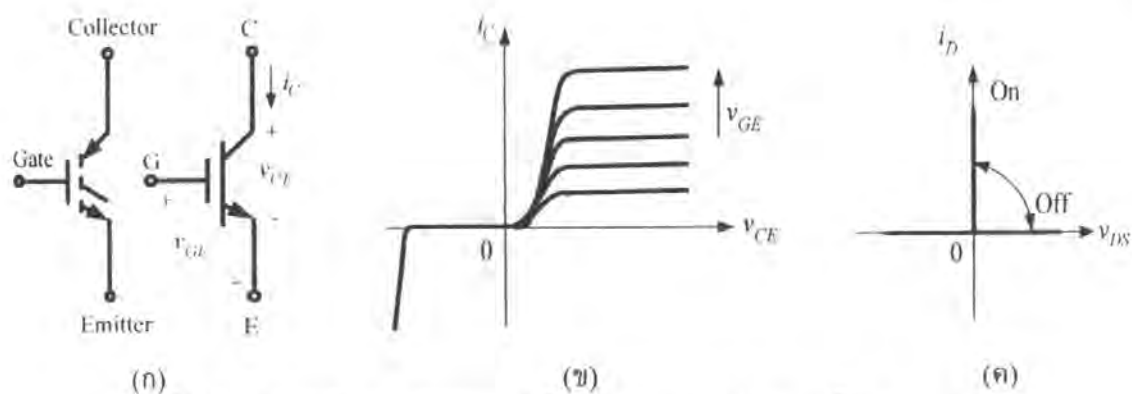
ในโครงการนี้เราเลือกใช้ไอจีบีที เนื่องจากมีคุณสมบัติเหมาะสมกับลักษณะการใช้งานที่ต้องการ ไอจีบีที (Isulated Gate Biopolar Transistor ; IGBT)

ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่สามารถควบคุมให้นำกระแส และควบคุมให้หยุดนำกระแสได้โดยการควบคุมจากแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกต ไอจีบีทีมีสัญลักษณ์คุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าขณะสภาวะอยู่ตัว คุณลักษณะของกระแสและแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติ ดังแสดงในภาพที่ 2.17 ก-ค ตามลำดับ

ไอจีบีทีได้รวมข้อดีของมอสเฟตกำลัง ทรานซิสเตอร์กำลัง (บีเจที) และจีทีโอไทรสเตอร์มารวมอยู่ด้วยกัน กล่าวคือ ไอจีบีทีจะมีค่าอิมพีแดนซ์ขาเกตที่มีค่าสูงคล้ายมอสเฟตกำลัง ซึ่งต้องการพลังงานน้อยมากในการควบคุมการสวิตช์ ควบคุมการนำกระแสและหยุดนำกระแสด้วยแรงดันไฟฟ้าที่ขาเกตรวมทั้งสามารถใช้งานการสวิตช์ซิ่งที่ความถี่สูง

ไอจีบีทีจะมีค่าแรงดันไฟฟ้าดกคร่อมขณะนำกระแสต่ำคล้ายทรานซิสเตอร์กำลัง ซึ่งมีค่า 2 – 3 โวลต์ นอกจากนั้นไอจีบีทีจะออกแบบให้ทนแรงดันไฟฟ้าด้านลบได้คล้ายกับจีทีโอไทรสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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



ภาพที่ 2.18 ตัวอย่างรูปร่างของไอจีบีที

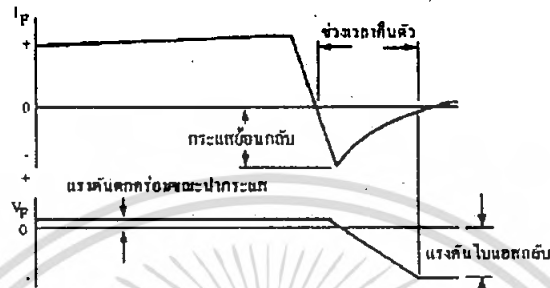
ไอจีบีทีที่จะมีเวลานำกระแสและหยุดนำกระแสมีค่าประมาณ 1 ไมโครวินาที มีขนาดพิกัดกระแสไฟฟ้าถึง 2,000 แอมแปร์ และพิกัดแรงดันไฟฟ้าถึง 5,000 โวลต์

ไอจีบีทีเหมาะสำหรับการใช้งานที่หลากหลายนคล้ายกับมอสเฟตกำลัง แต่มีพิกัดกำลังที่ใหญ่กว่า และสามารถออกแบบให้ทนแรงดันไฟฟ้าทั้งด้านบวกและด้านลบ ไอจีบีทีจึงอาจเรียกได้ว่าเป็นอุปกรณ์ประเภทไม่จำเป็นต้องมีสแน็บเบอร์ คือ สามารถทนกระแสและแรงดันได้มากจนอาจไม่ต้องการวงจรสแน็บเบอร์ ความเร็วในการสวิตช์ซึ่งยังไม่เท่ามอสเฟตกำลัง

2.3.2 เพาเวอร์ไไดโอด

ไไดโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งของสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ไม่อาจมองข้ามความสำคัญของมันในวงจรไปได้เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง และในบางตำแหน่งที่ใช้จะต้องทนแรงดันไบอัสกลับที่มีค่าสูงหลายร้อยโวลต์ด้วย การทำงานของไไดโอดในวงจรสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนบนตัวมันได้ในสองลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

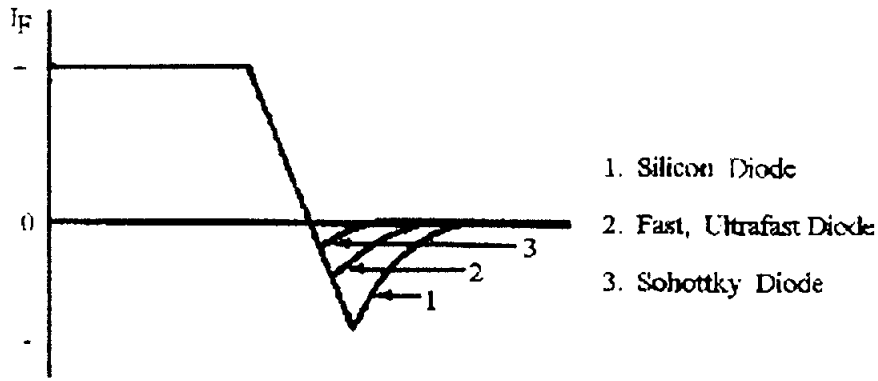
ไดโอดทำงานที่ความถี่ต่ำๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากการสูญเสียขณะนำกระแสแต่ที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไดโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วยและมีผลต่อค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นในไดโอด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไดโอดใช้ในตำแหน่งที่ถูกต้องเพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะ
ลักษณะการทำงานของไดโอด



ภาพที่ 2.19 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส

เมื่อให้แรงดันไบออสตรงกับไดโอดจะเริ่มนำกระแส ขณะที่ไดโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อภายในตัวมันขึ้น ไดโอดจึงมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสและมีค่าขึ้นกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมันทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ไดโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มนำกระแส เนื่องจากประจุสะสมที่เกิดขึ้นขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไดโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบออสและกันไม่ให้เกิดกระแสย้อนทางได้ ไดโอดจะต้องใช้เวลาในการลดประจุเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไดโอดได้ในขณะที่แรงดันไบออสกลับตกคร่อมตัวมันอยู่ดังแสดงในภาพที่ 2.26

จะเห็นว่าถ้าหากไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวสูง จะเกิดกำลังงานสูญเสียเนื่องจากไดโอดมีกระแสไหลในขณะที่มีแรงดันตกคร่อมสูงและจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากขึ้นเมื่อไดโอดทำงานที่ความถี่สูงขึ้นเนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่ในการทำงานของวงจรตั้งแต่ 5 ถึง 20 KHz ขึ้นไปไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้คือมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ไดโอดสามารถแบ่งออกตามความต้องการในการประยุกต์ใช้งานได้เป็น 3 กลุ่มด้วยกันคือ Schottky diodes, fast-recovery diodes, line-frequency diode



ภาพที่ 2.20 การเปรียบเทียบลักษณะการตอบสนองไป้อกลับของไดโอดแต่ละประเภท

2.3.3 แกนแม่เหล็กความถี่สูง

แกนแม่เหล็กความถี่สูงมีหน้าที่หลักคือ เป็นเส้นทางเดินหลักสำหรับเส้นแรงแม่เหล็กในการเชื่อมโยงระหว่างอุปกรณ์แม่เหล็ก เช่น สำหรับในกรณีหม้อแปลงไฟฟ้า แหล่งจ่ายพลังงานแม่เหล็กได้แก่ขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ ซึ่งหมายถึงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับและโหลดทางแม่เหล็กจะได้แก่ขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ ซึ่งแบ่งได้ดังนี้

1. แกนแม่เหล็กชนิดพันเป็นแถบ (tape wound core) แกนแม่เหล็กชนิดนี้เรียกย่อๆ ว่า TWC จัดว่าเป็นแกนเฟอร์โรแมกเนติกแบบอ่อน โดยเกิดจากการใช้อัลลอยด์ เช่น เพอมาลอยด์ ซึ่งแกนแม่เหล็กที่ทำจากสารดังกล่าว จะมีกราฟคุณลักษณะของ ความหนาแน่นต่อความเข้มข้นแม่เหล็กใกล้เคียงอุดมคติคือเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยม ค่าความซึมซาบแม่เหล็กและความหนาแน่นแม่เหล็กสูงสุดมีค่าสูง อย่างไรก็ตามความต้านทานไฟฟ้าภายในแกนแม่เหล็กจะมีค่าต่ำ จึงเป็นที่มาของการแบ่ง TWC ออกเป็นแผ่นบางๆ เพื่อลดค่าความสูญเสียเนื่องจากกระแสวน ภายในแกนแม่เหล็ก โดยส่วนใหญ่แล้ว TWC จะนิยมใช้กับความถี่กำลัง เช่น 50 , 60 และ 400 Hz เป็นต้น แต่ TWC จะไม่นิยมใช้เป็นหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับการสวิตซ์ซึ่ง เพราะแหล่งจ่ายสวิตซ์ซึ่งจะทำงานที่ความถี่สูงประมาณมากกว่า 70 kHz ถ้าใช้แกนแม่เหล็กชนิดนี้จะทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวนมีค่าสูงนั่นเอง

2. แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัด (powder core) การผลิตผงโลหะจะทำจากสารอัลลอยด์เป็นหลักในการทำเป็นผงละเอียด จากนั้นนำผงดังกล่าวผสมกับสารที่มีคุณสมบัติเป็นฉนวนซึ่งทำหน้าที่ในการแยกอนุภาคต่างๆ ออกจากกัน ซึ่งเปรียบเสมือนกับการเพิ่มค่าความต้านทานไฟฟ้านั่นเอง จากนั้นจะนำมาขึ้นรูปแกนแม่เหล็ก ซึ่งโดยมากแกนแม่เหล็กชนิดนี้จะอยู่ในรูปทรงเทอร์รอยด์ แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดจะมีคุณสมบัติในการสะสมพลังงานได้ดีจึงนิยมใช้ทำเป็นตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรพลาสม่า

ตารางที่ 2.4 การเปรียบเทียบ Powder core แบบต่างๆ

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

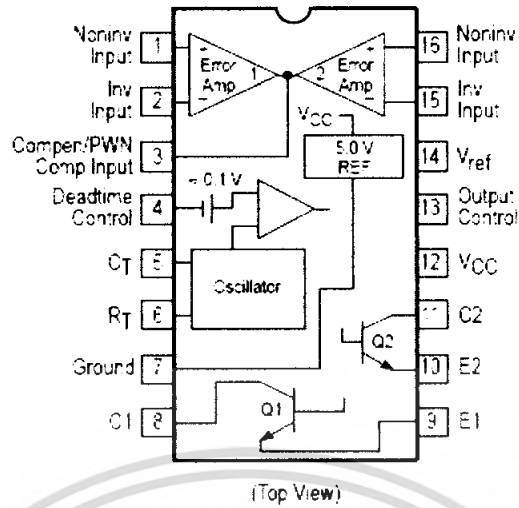
3. แกนเฟอร์ไรต์ (ferrite core) แกนเฟอร์ไรต์กรรมวิธีในการผลิตแตกต่างจากแกนอื่น เพราะวัตถุดิบที่ใช้จะมาจากออกไซด์ของโลหะชนิดต่างๆ เช่น เหล็ก แมงกานีส สังกะสี ซึ่งโดยทั่วไปออกไซด์จะทำหน้าที่เป็นฉนวน เป็นผลทำให้เฟอร์ไรต์มีค่าความต้านทานสูงกว่ากรณีใช้อัลลอยด์ ทำให้เหมาะกับการใช้งานที่ความถี่สูงๆ จนกระทั่งถึงย่านเมกกะเฮิรตซ์ และด้วยกรรมวิธีการผลิตโดยการเผาส่วนผสมจากออกไซด์ของเหล็ก ร่วมกับออกไซด์ของแมงกานีสและสังกะสี ทำให้แกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นสารเซรามิก โดยที่ MnZn ferrite จะใช้กับงานที่มีความถี่ใช้งานสูงถึง 1 – 2 เมกกะเฮิรตซ์ ในขณะที่ NiZn ferrite ซึ่งจะมีค่าความซาบซึมได้ต่ำ และมีค่าความต้านทานไฟฟ้าสูง ทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนต่ำ ซึ่งนิยมใช้ที่ความถี่ตั้งแต่ 1 MHz จนกระทั่งถึงความถี่หลายร้อยเมกกะเฮิรตซ์ โดยทั่วไปค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ของเฟอร์ไรต์จะมีค่าอยู่ระหว่าง 1500 – 3000 เหตุผลที่แกนเฟอร์ไรต์เป็นที่นิยมใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพราะว่า มีราคาถูกและค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะต่ำกว่าแกนที่ทำจากแกนแม่เหล็กชนิดอื่นๆ

2.3.4 อุปกรณ์หลักในวงจรควบคุม

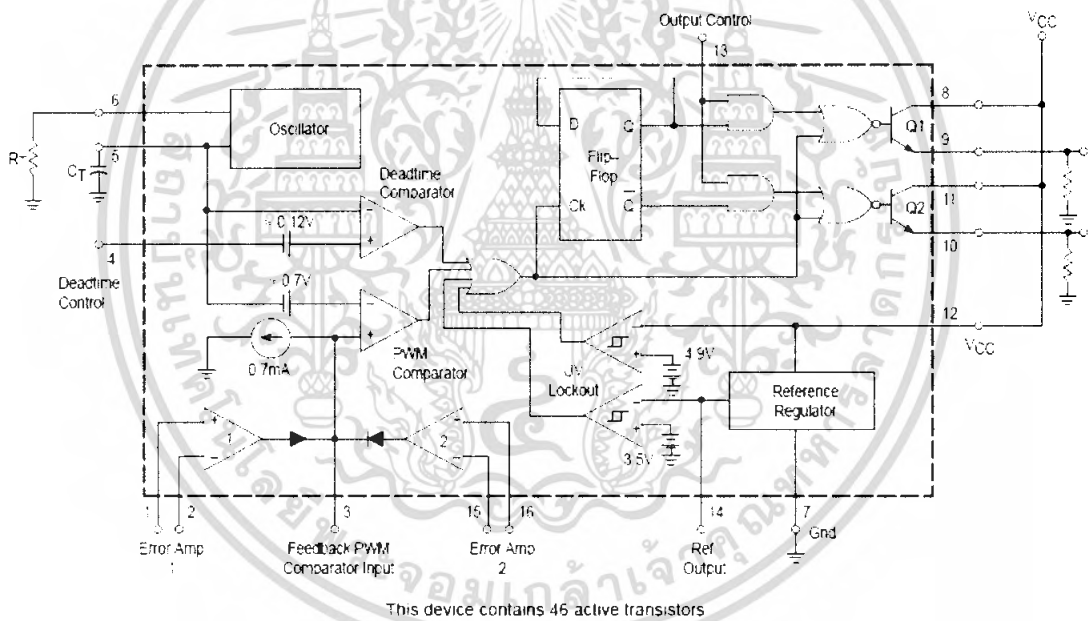
2.3.4.1 ไอซีเบอร์ TL 494

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานในโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งโครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในภาพที่ 2.21 และ ภาพที่ 2.22

PIN CONNECTIONS



ภาพที่ 2.21 ตำแหน่งขาของไอซีเบอร์ TL 494

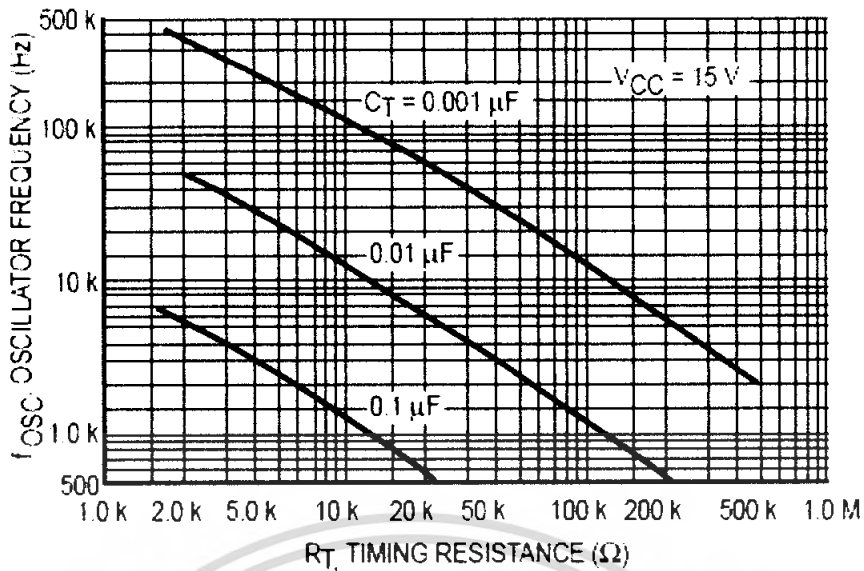


ภาพที่ 2.22 การจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



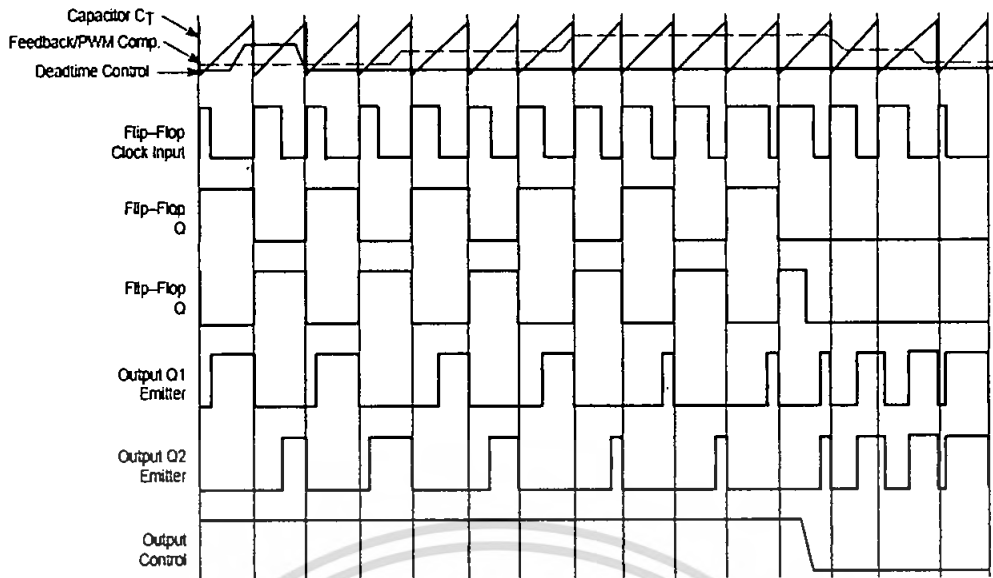
ภาพที่ 2.23 ความสัมพันธ์ของค่า R_T, C_T ในการกำหนดความถี่

การทำงานของไอซี TL 494 ในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

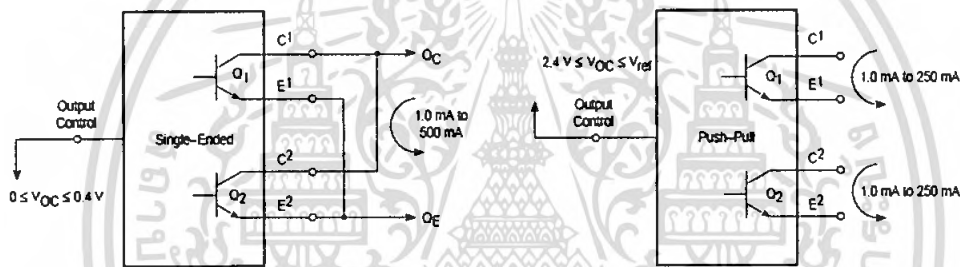
ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรรขยายความแตกต่าง (error amp) ทั้ง 2 ตัวที่ ตัวเปรียบเทียบส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจรรขยายความแตกต่างทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตของพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตของพัลส์ของไอซีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรรขยายความแตกต่างทั้ง 2 ตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ 0-0.3 โวลต์ ถึง $(V_{CC}-2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัว จะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ "High" (active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM ตัวเปรียบเทียบ การต่อกันในลักษณะนี้ วงจรรขยายความต่างตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตต่ำที่สุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

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



ภาพที่ 2.24 รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494



ภาพที่ 2.25 ลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (output control) โดยขณะที่ C_T ดิซชาร์จเอาต์พุตของ Dead-time comparator จะให้พัลส์ออกมา C_k จะมีสถานะเป็น "High" โดยการต่อเข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) Q_1 และ Q_2 จะสลับกับทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้คอนเวอเตอร์แบบพุก-พุล ในกรณีนี้การทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นเลื้อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 เป็น "Low" โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก flip-flop) Q_1 และ Q_2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถ Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการนำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นเลื้อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 % ของค่าคาบเวลา)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

2.6 สรุป

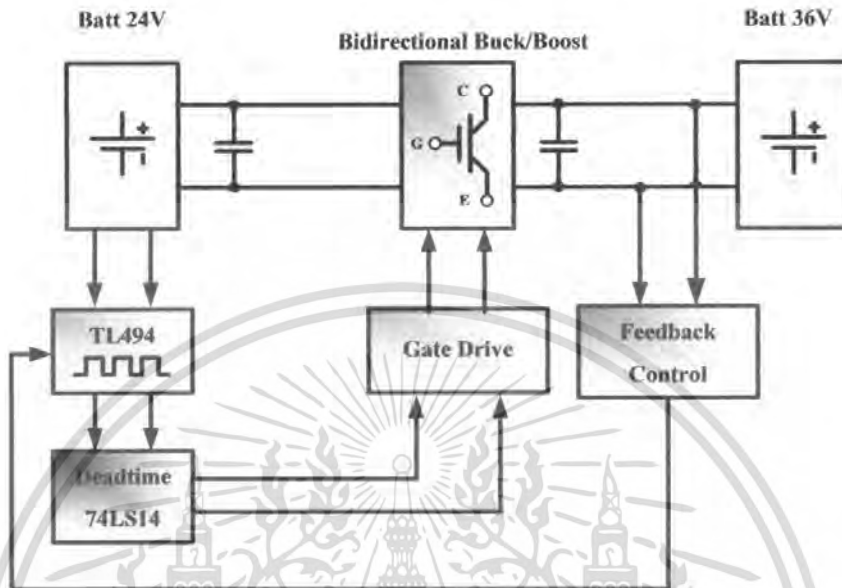
ในบทนี้ได้นำเสนอทฤษฎีต่างๆที่เกี่ยวข้องกับโครงงานนี้ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ อุปกรณ์สวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งได้ใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง รวมไปถึงเพาเวอร์ไดโอด แกนแม่เหล็กความถี่สูงและไอซีเบอร์ TL 494 ซึ่งได้นำความรู้พวกนี้ไปประยุกต์ใช้ในโครงงานนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Pspice



ภาพที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงาน

3.1 ออกแบบวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

ในการออกแบบวงจรให้แรงดันอินพุต 36 V แรงดันเอาต์พุต 28.8 V ความถี่ในการสวิตช์ 20 kHz ripple factor 0.5 เปอร์เซ็นต์ ค่าวนหาค่า L ที่กระแสไหลต่ำสุด โดยใช้ความต้านทานโหลดเท่ากับ 2 โอห์ม

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

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

$$D = 0.8$$

จะได้ตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด (L_{\min})

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 0.5 %

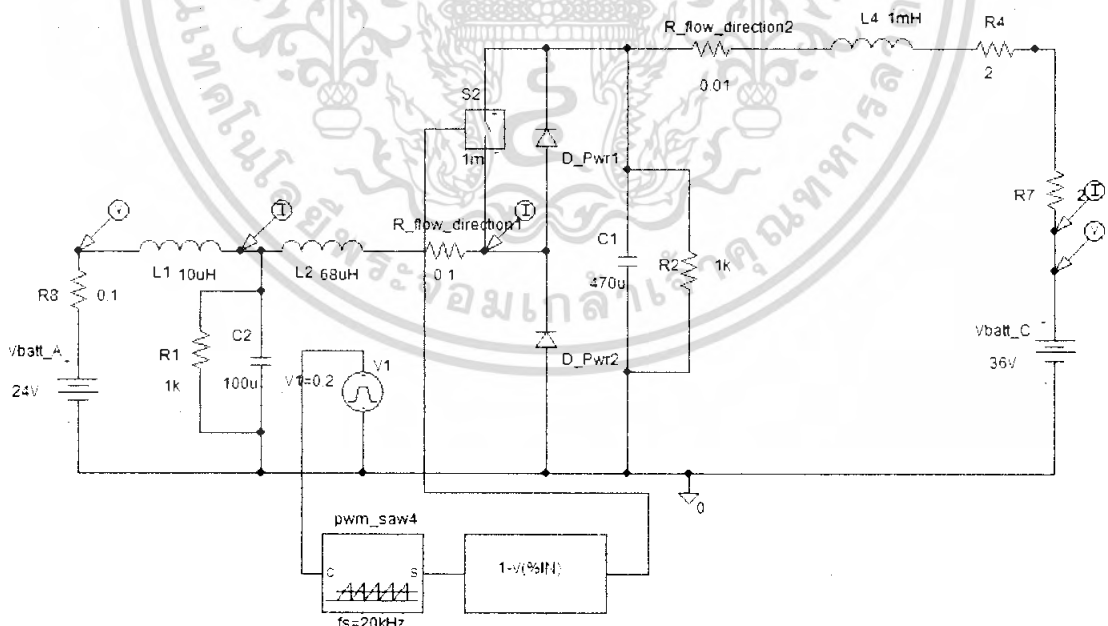
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LCf^2}$$

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

$$C = \frac{(1-0.8)}{8 \times 10 \times 10^{-6} \times (20 \times 10^3)^2 (0.005)}$$

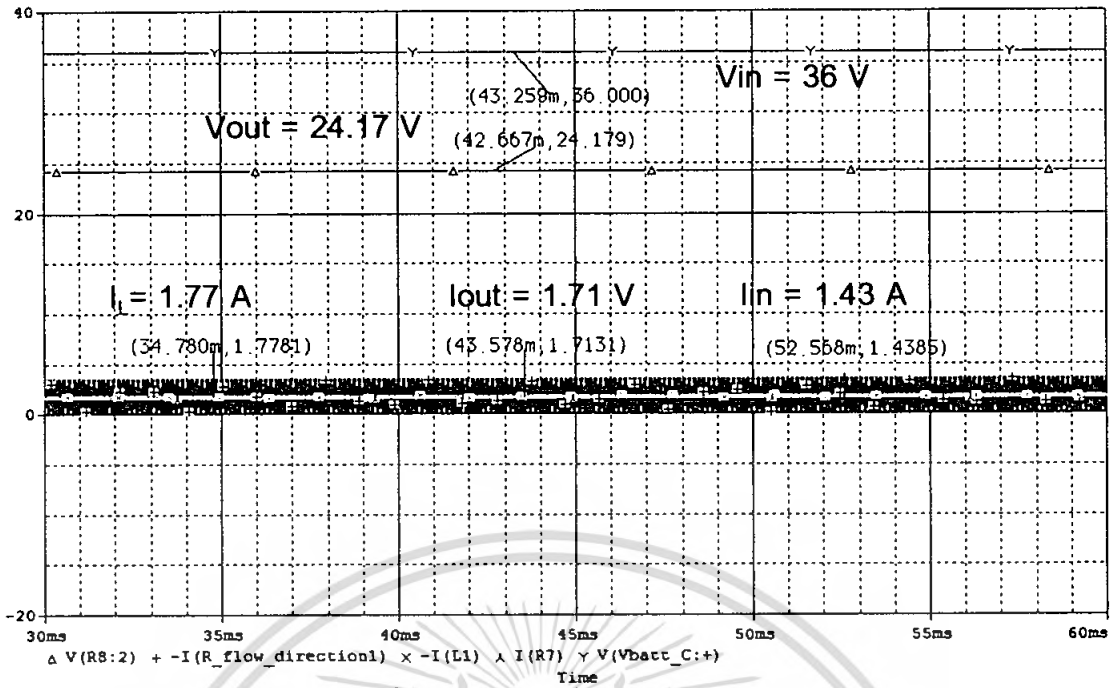
$$C = 125 \mu\text{F}$$

3.1.1 การจำลองวงจร buck คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice การควบคุมแบบ Open Loop ที่ Duty 0.8



ภาพที่ 3.2 วงจร buck คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.3 แสดงผลที่ได้จากการจำลอง

3.2 ออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ในการออกแบบวงจรให้ แรงดันอินพุต 24 V แรงดันเอาต์พุต 38 V ความถี่ในการสวิตช์ 20 kHz ripple factor 0.5 เปอร์เซนต์ คำนวณหาค่า L ที่กระแสไหลต่ำสุด โดยใช้ความต้านทานโหลด เท่ากับ 10 โอห์ม

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

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

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

จะได้ Duty cycle (D)

$$D = 0.37$$

จะได้ตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด (L_{min})

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

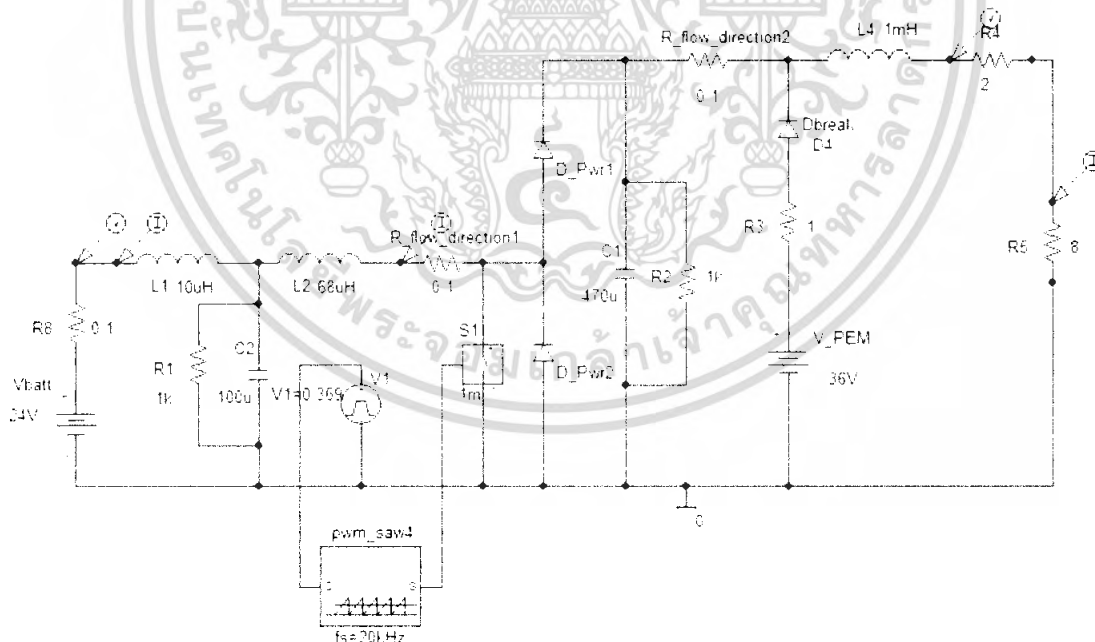
หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 0.5 %

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

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

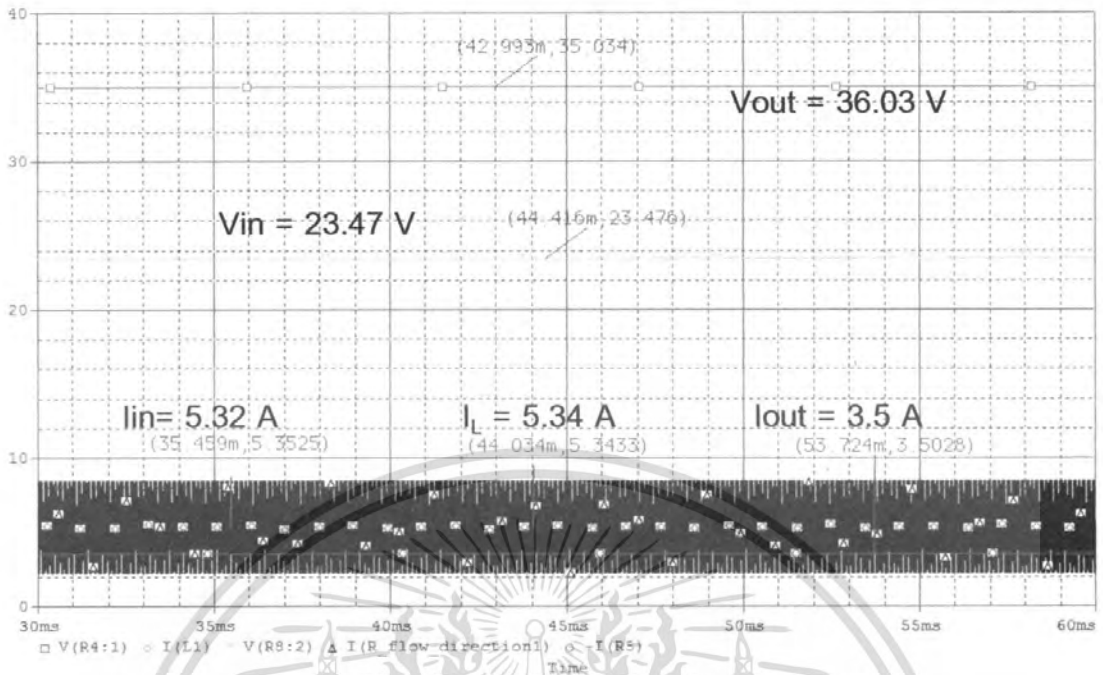
$$C = \frac{0.37}{10 \times 20 \times 10^3 (0.005)} = 370 \mu\text{F}$$

3.2.1 การจำลองวงจรบูตส์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice
การควบคุมแบบ Open Loop ที่ duty 0.37

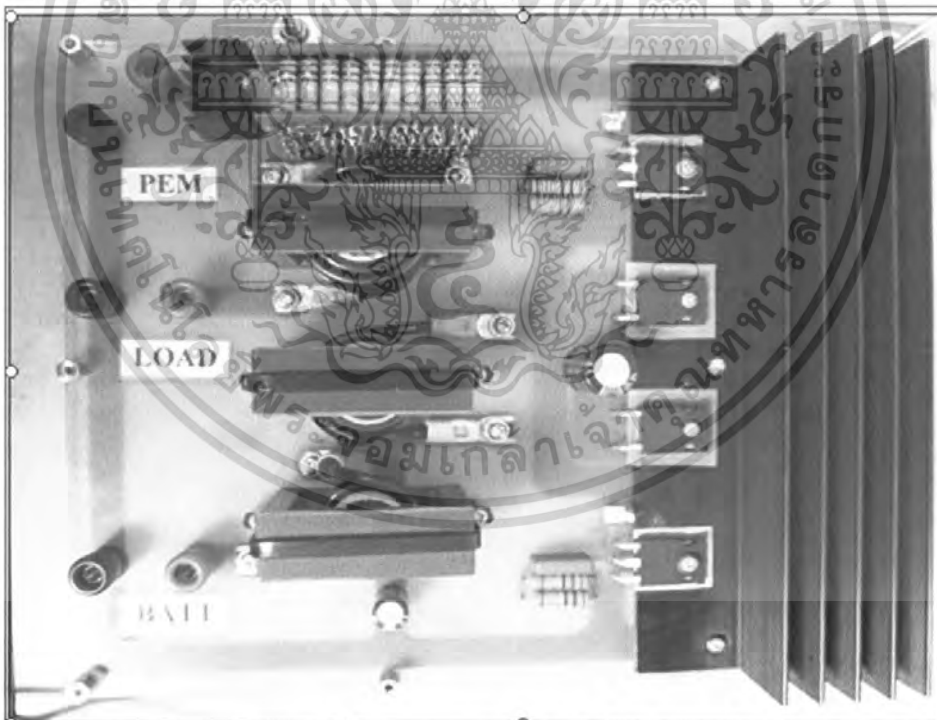


ภาพที่ 3.4 วงจรบูตส์คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม Pspice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.5 แสดงผลที่ได้จากการจำลอง

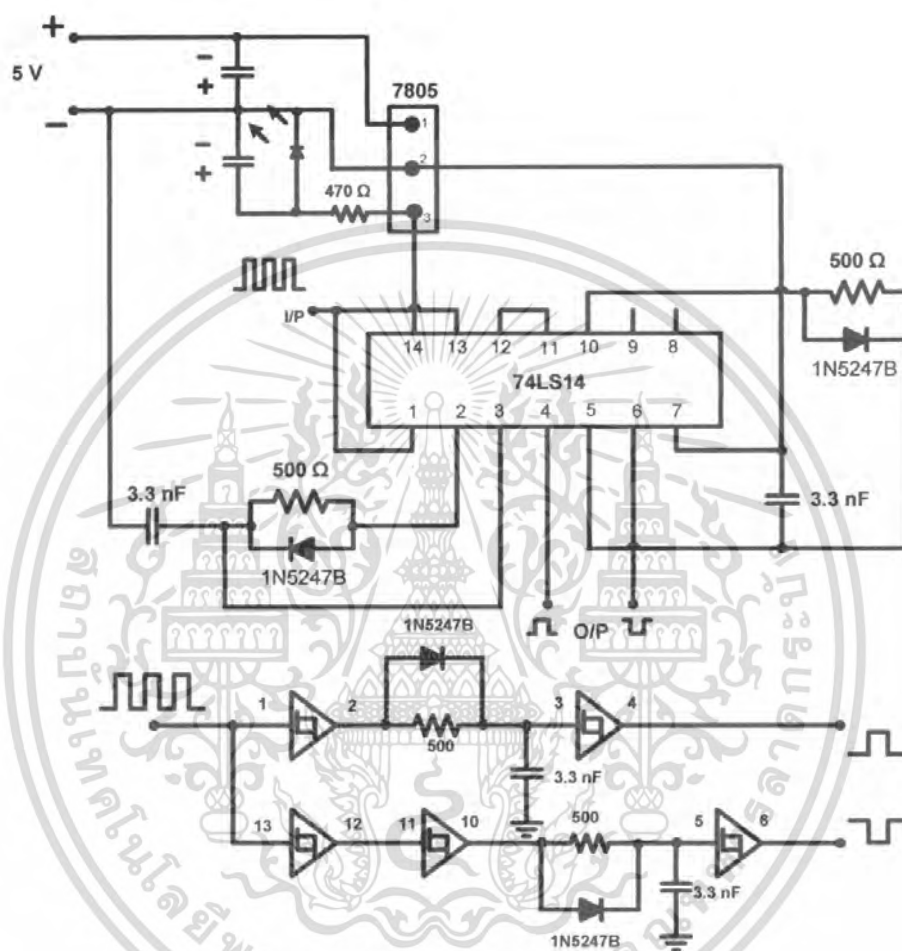


ภาพที่ 3.6 แสดงวงจรกำลังที่สร้าง

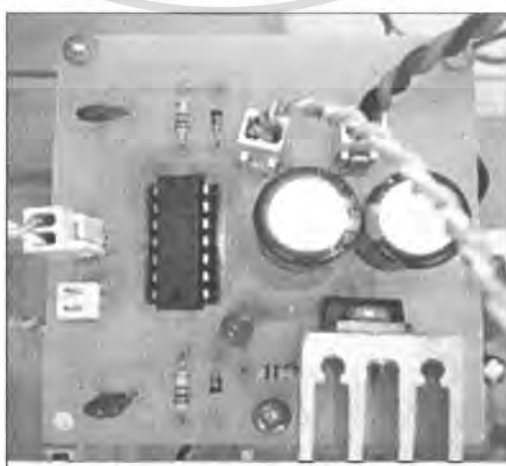
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจรเดดไทม์ (Dead-Time)

เป็นวงจรแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมไอจีบีที โดยวงจรจะทำหน้าที่สร้างเดดไทม์เพื่อป้องกันไม่ให้ไอจีบีทีทั้งสองทำงานพร้อมกันในขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะการทำงาน อันเนื่องมาจากผลของสโตเรจไทม์ของไอจีบีที

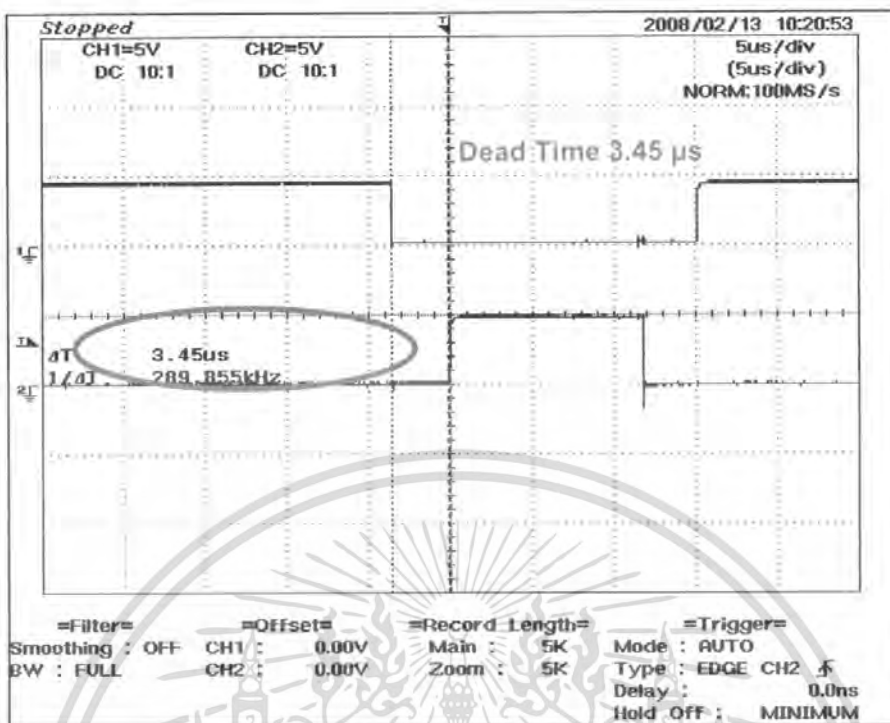


ภาพที่ 3.7 วงจรเดดไทม์



ภาพที่ 3.8 วงจรเดดไทม์ที่สร้างขึ้น

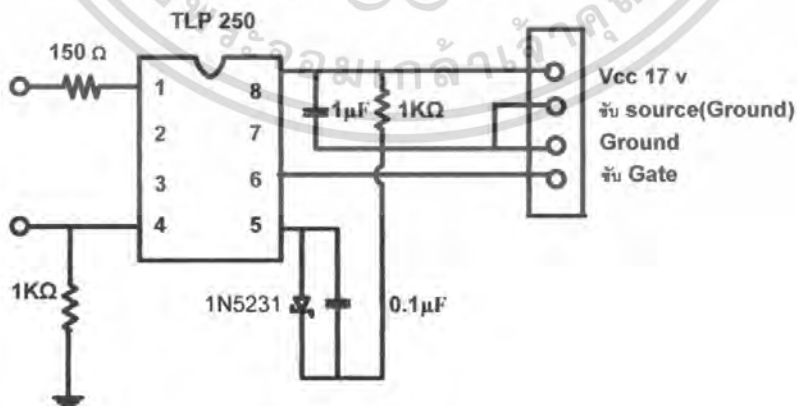
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.9 รูปคลื่นแสดงช่วงเวลาเดดไทม์

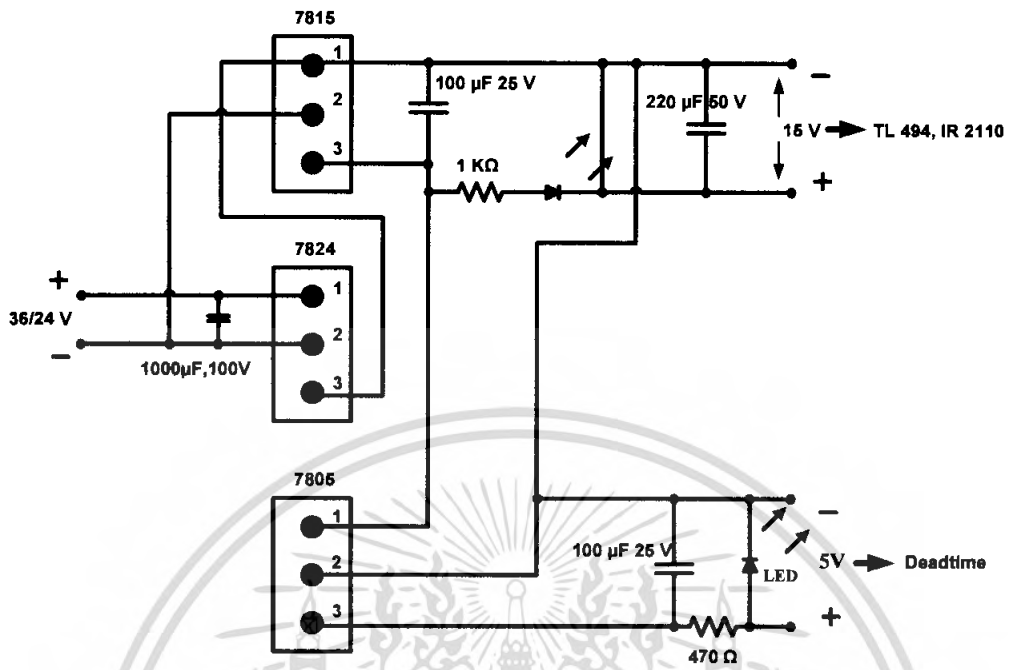
3.4 วงจรขับเกท (Gate drive circuit)

สัญญาณควบคุมการทำงานของไอจีบีทีที่ได้จากวงจรควบคุมจะต้องนำมาผ่านวงจรถับเกทก่อนส่งให้ไอจีบีที และต้องมีการแยกกราวด์ของไอจีบีทีแต่ละตัวออกจากกัน วงจรถับเกทจะรับแรงดัน 5 V มาจากวงจร regulator เพื่อมาจ่ายให้ขา 1 และขา 4 ของไอซีเบอร์ TLP 250 และรับแรงดัน Vcc 17 V มาจากวงจรพุ่ม-พูล เพื่อนำไปขับเกท

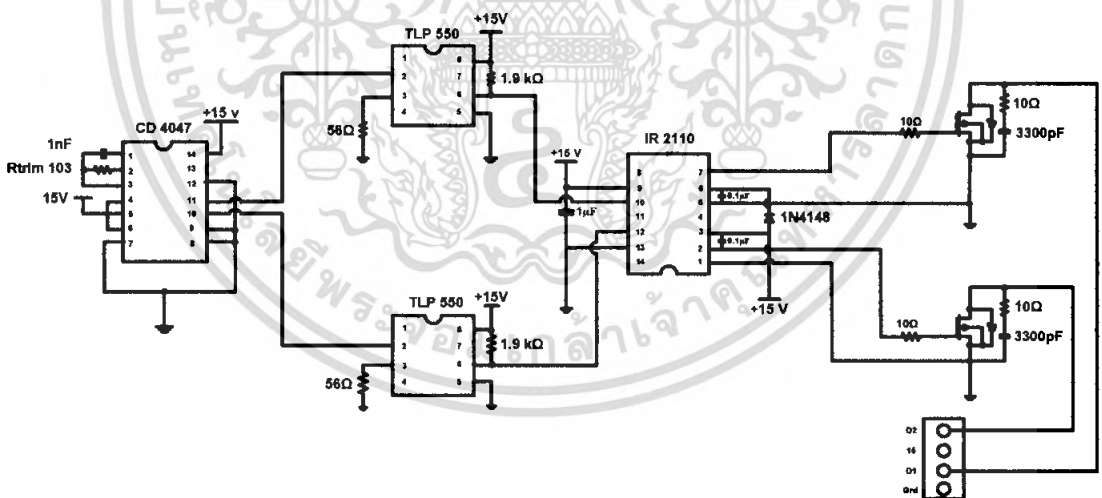


ภาพที่ 3.10 วงจรถับเกท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

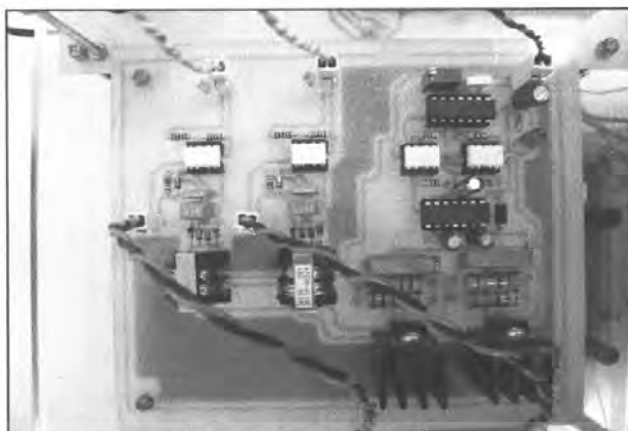


ภาพที่ 3.11 วงจร Regulator



ภาพที่ 3.12 วงจร Push-Pull

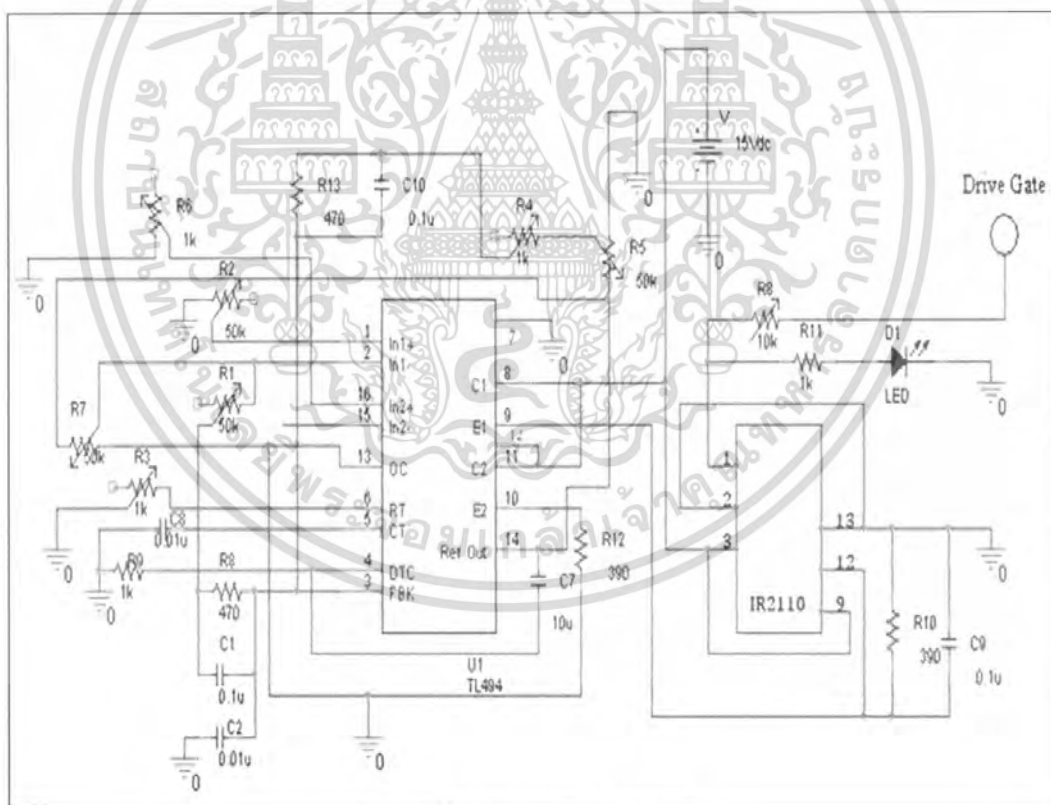
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.13 วงจรขับเกทที่สร้าง

3.5 วงจรสร้างพัลส์

วงจรสร้างพัลส์จะใช้ TL 494 ในการสร้างสัญญาณออกมาเพื่อส่งไปยังไอซีเบอร์ IR 2110 และนำสัญญาณไปขับเกทต่อไป

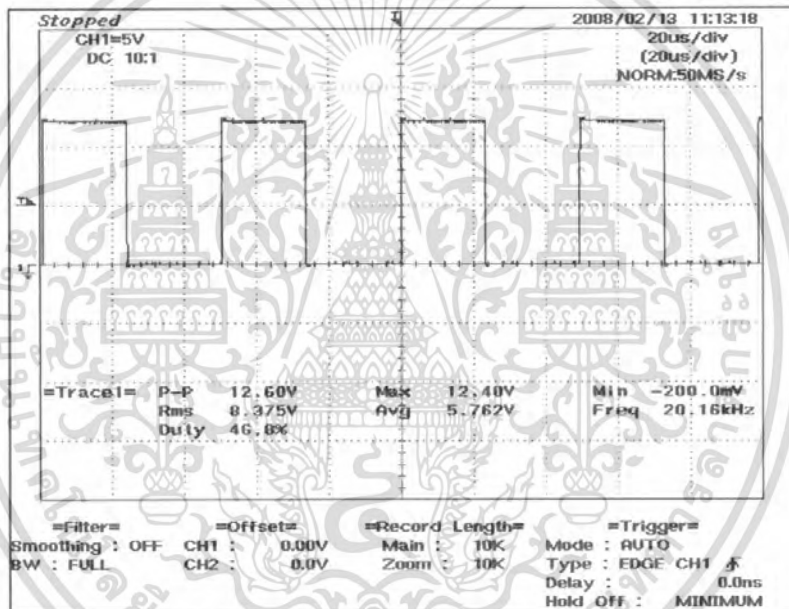


ภาพที่ 3.14 วงจรสร้างพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.15 วงจรสร้างพัลส์ที่สร้าง



ภาพที่ 3.16 รูปคลื่นแสดงพัลส์ที่ TL 494

3.6 สรุป

ในบทนี้เป็นการออกแบบวงจรบังคับมอเตอร์ดีซีที่ชุดชิพคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง โดยได้มีการคำนวณตามทฤษฎีและได้ทำการจำลองวงจรโดยใช้โปรแกรม Pspice ซึ่งใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ที่ความถี่ 20 KHz รวมไปถึงได้ทำการสร้างวงจรกำลังขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 Ammeter , DC Voltmeter
3. Oscilloscope
4. ชุดโพลทดสอบ
5. ชุดแบตเตอรี่ทดลอง

4.3 ขั้นตอนการทดลอง

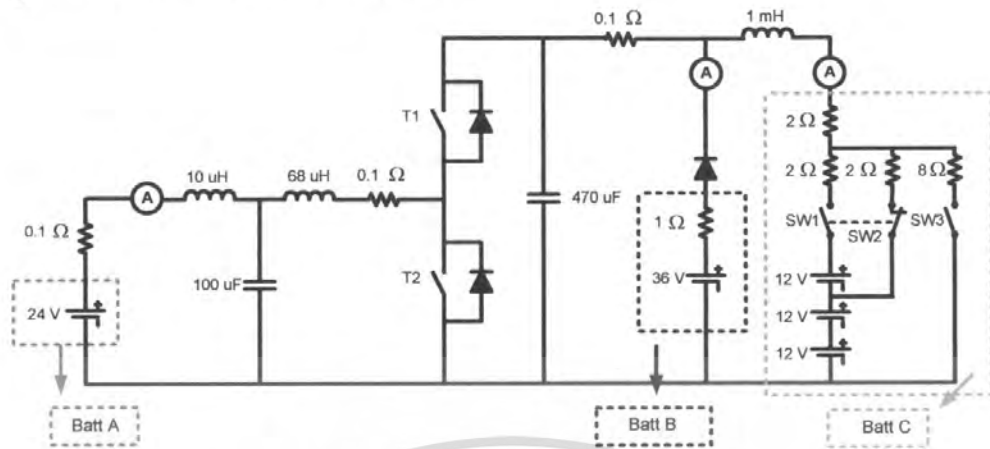
ทำการลอง โดยแบ่งเงื่อนไขออกเป็น 4 กรณี

ตารางที่ 4.1 แสดงเงื่อนไขการทดลองวงจร

	โหมดของคอนเวอร์เตอร์		Switch operation	
	Buck	Boost	IGBT	Selecting SW
1	-	✓ D=0.37	T2	S3 on
2	✓ D=0.80		T1	S3 on
3	-	✓ D=0.37	T2	S2 on
4	✓ D=0.80	-	T1	S1 on

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปวงจรการทำงานของวงจรโดยรวม



ภาพที่ 4.1 วงจรการทำงานโดยรวม



ภาพที่ 4.2 วงจรที่ทำการสร้างจริง

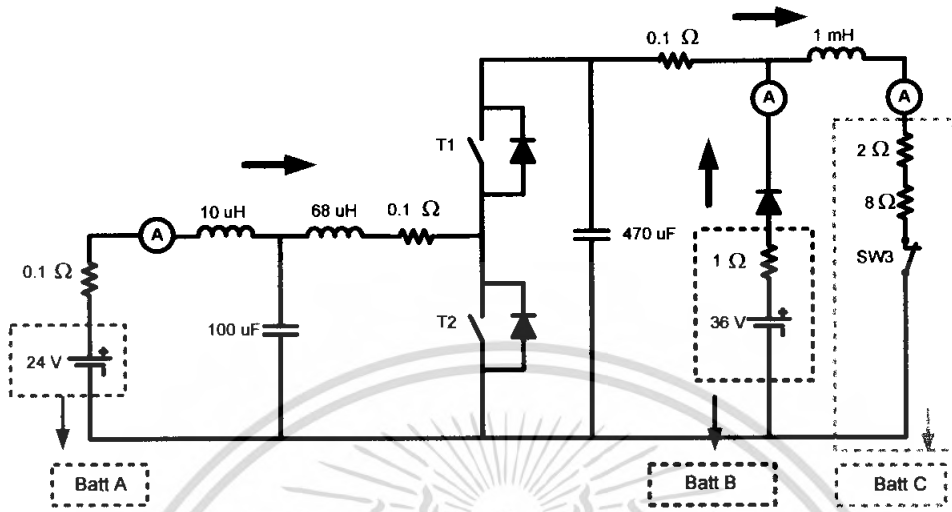


ภาพที่ 4.3 ชุดแบตเตอรี่ที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดลองเงื่อนไขที่ 1

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



ภาพที่ 4.4 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Boost Mode

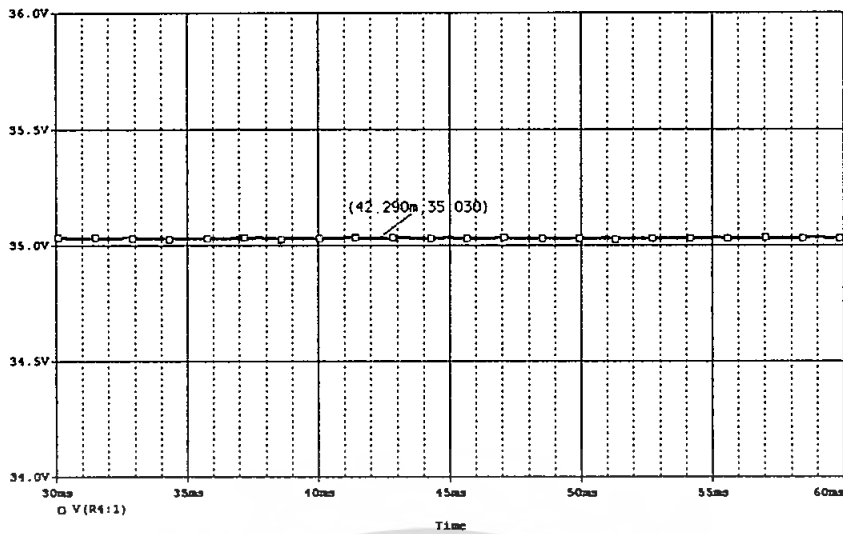
ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 24 โวลท์ ให้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์โดยทำการจ่าย โหลด 10 โอห์ม
2. ตรวจสอบสัญญาณ Drive Gate เพื่อปรับค่า Duty ที่ 37%
3. กด SW3 เพื่อจ่ายโหลด $R = 10 \Omega$
4. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 24 โวลท์ จาก Batt A เข้าสู่ระบบ
5. ทำการจ่ายสัญญาณที่มีค่า Duty ที่ 37% ให้กับ T2 โดยที่ T1 ต้องยังไม่ทำงาน
6. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output

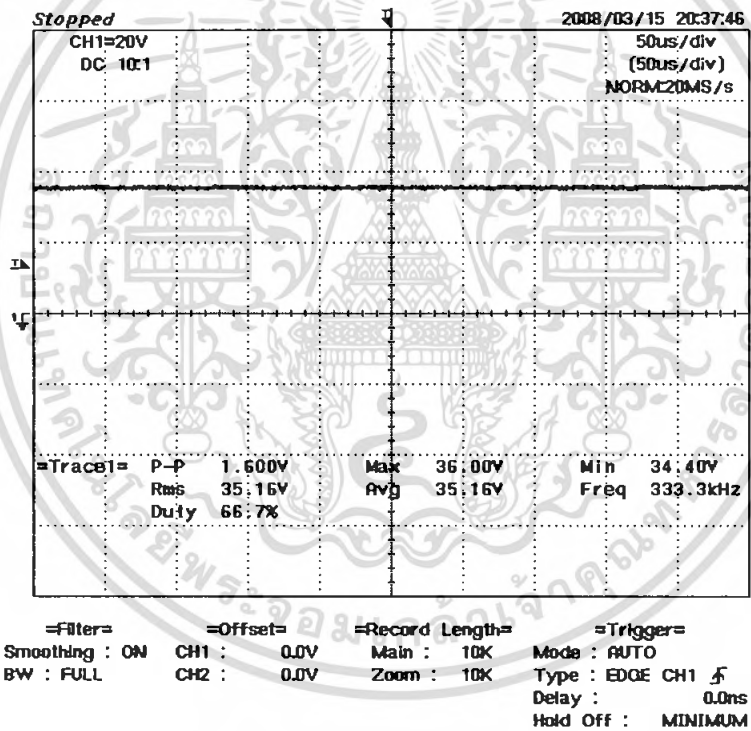
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 1

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

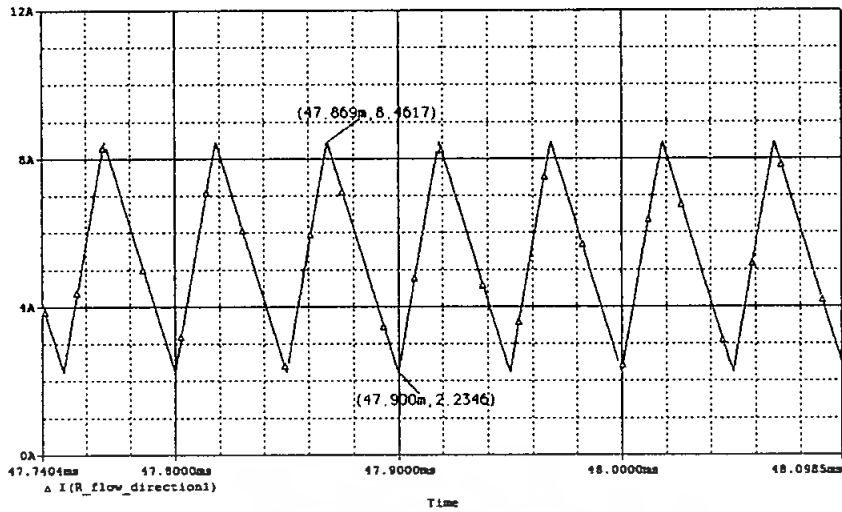


ภาพที่ 4.5 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.37$

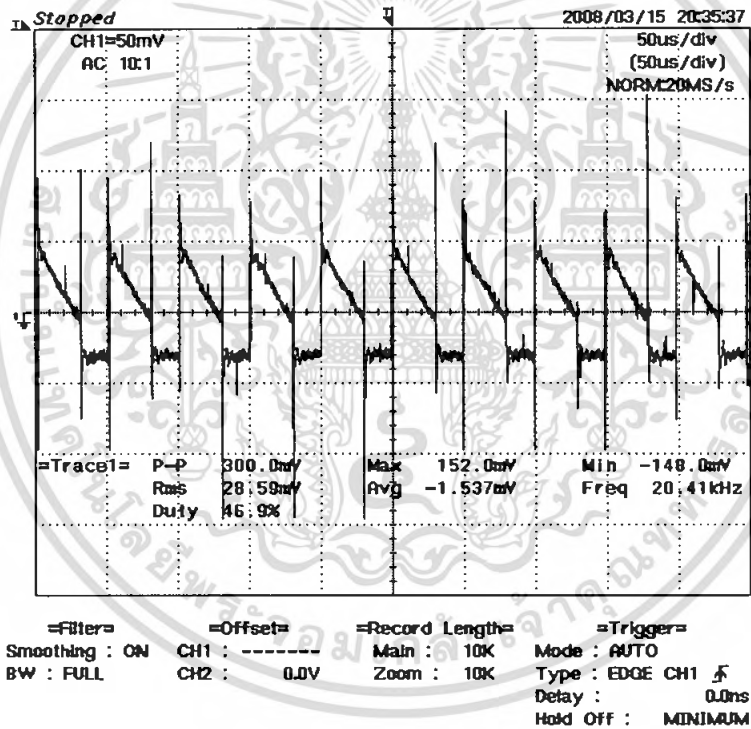


ภาพที่ 4.6 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.37$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

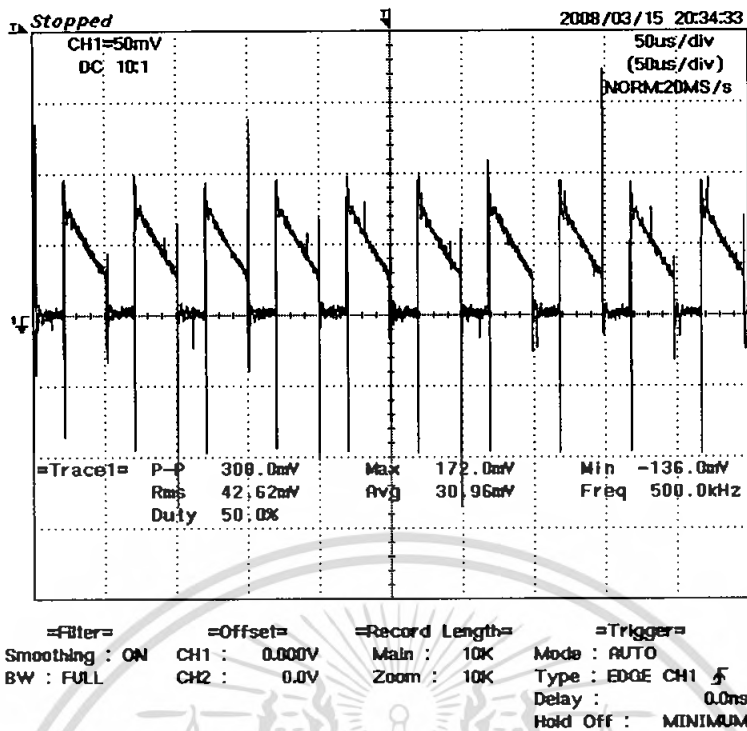


ภาพที่ 4.9 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

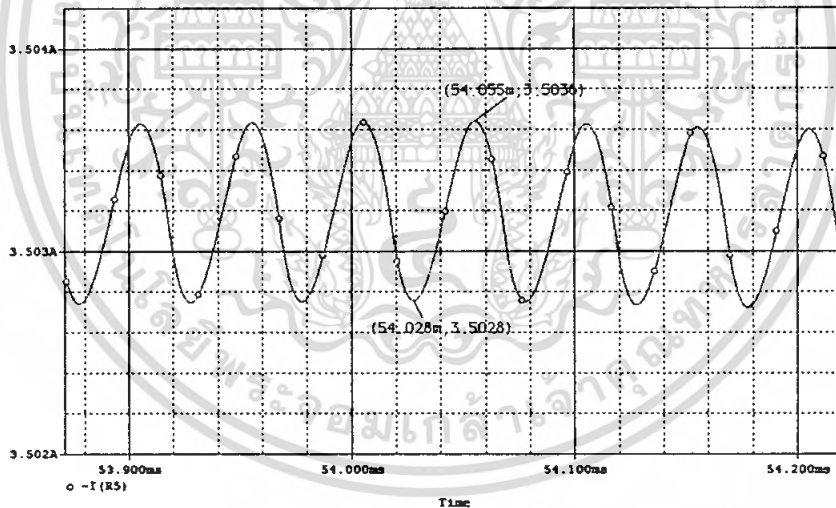


ภาพที่ 4.10 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

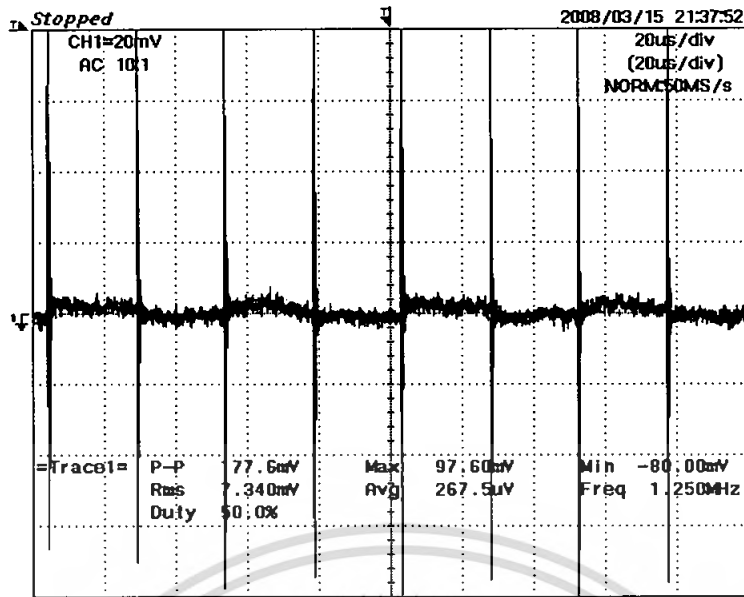


ภาพที่ 4.11 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง



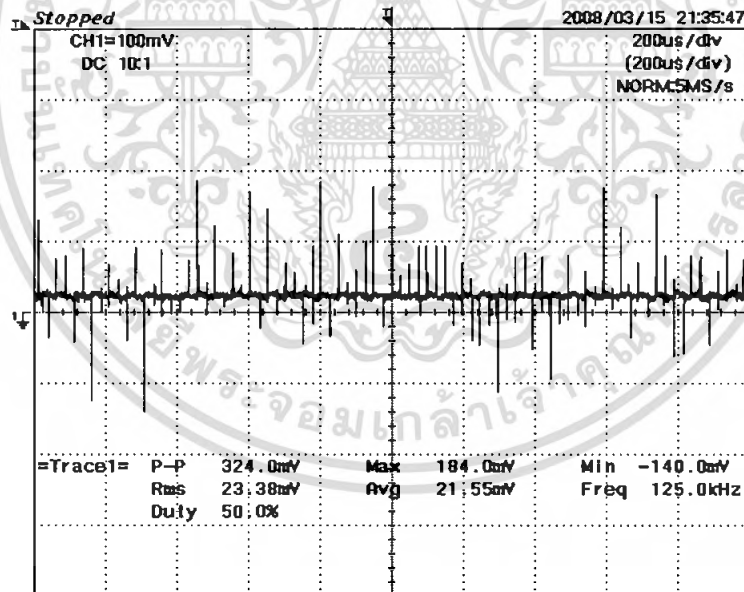
ภาพที่ 4.12 กระแสไฟฟ้า I_{Load} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=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

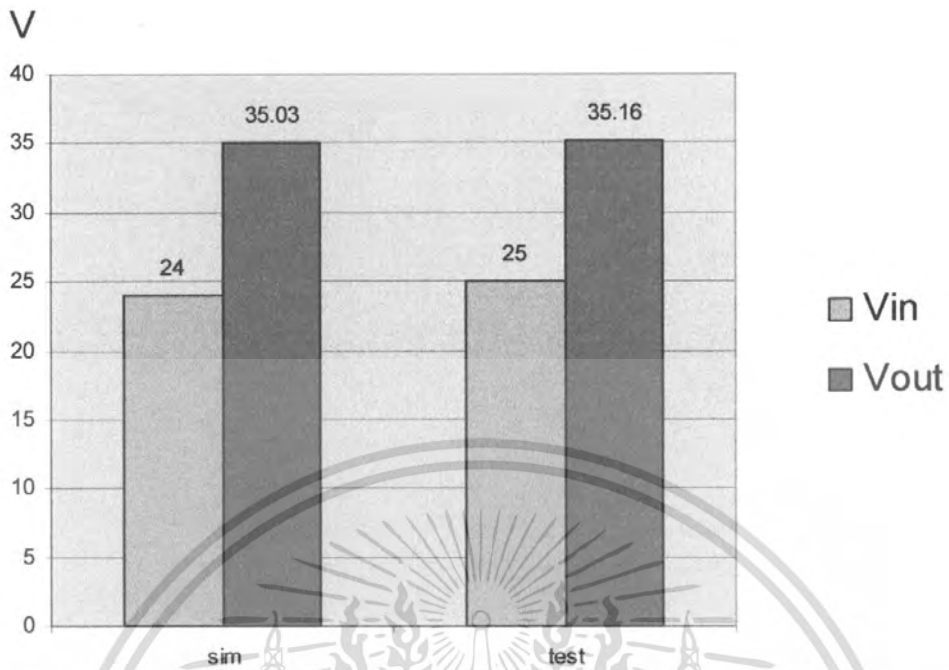
ภาพที่ 4.13 กระแสไฟฟ้า I_{Load} (โหมด AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง



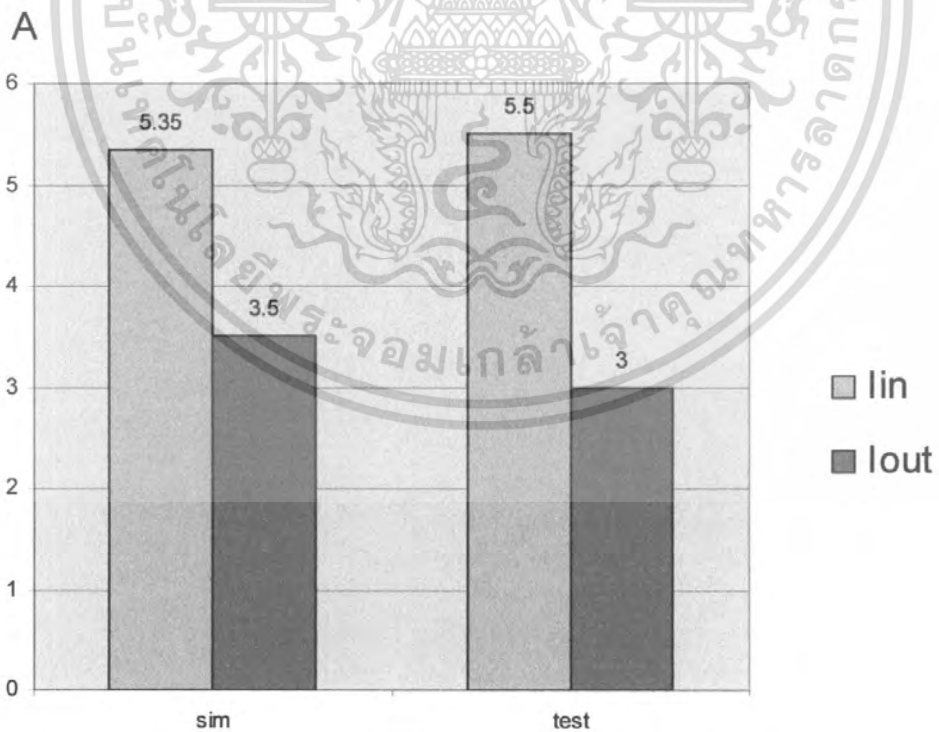
=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : ON CH1 : 0.000V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 \downarrow
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

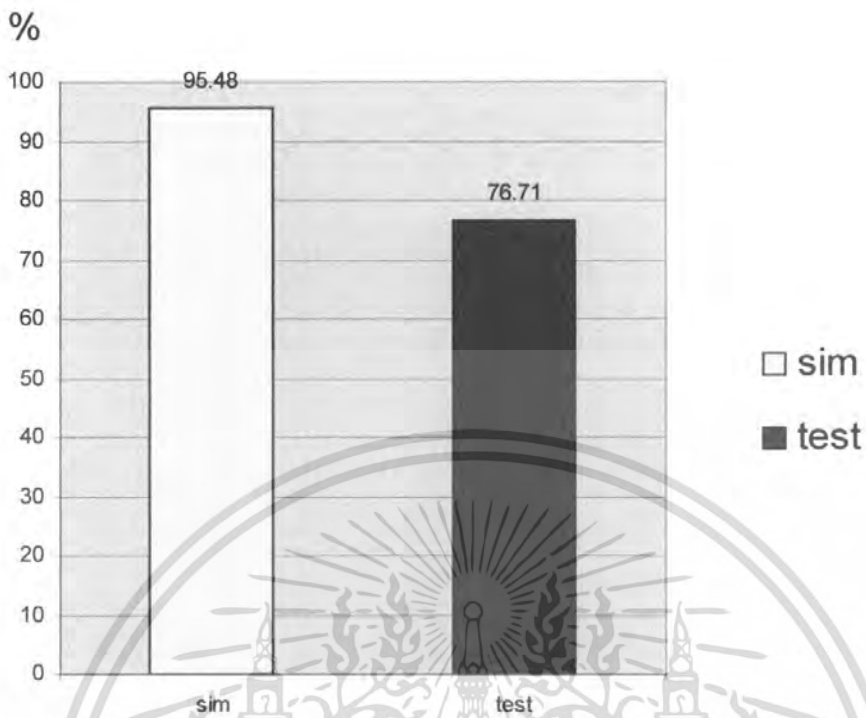


ภาพที่ 4.15 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง



ภาพที่ 4.16 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง

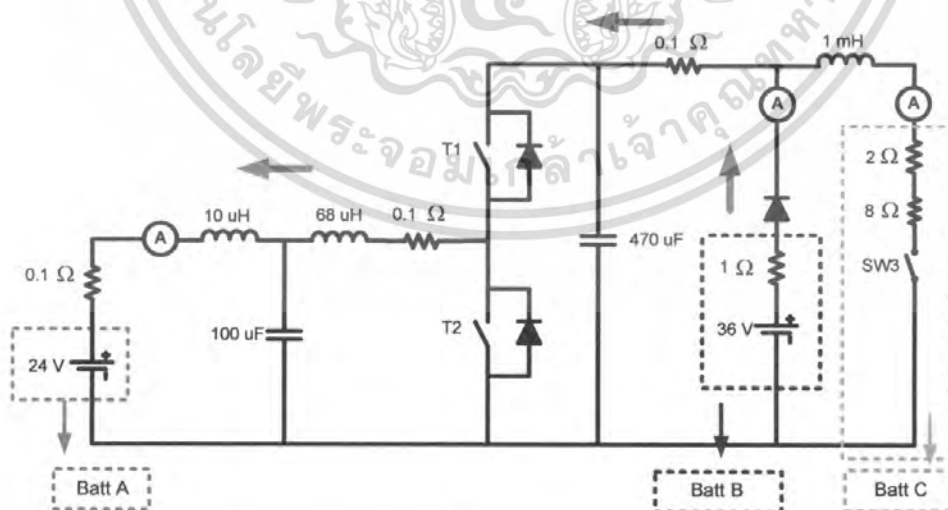
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.17 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง

4.5 การทดลองเงื่อนไขที่ 2

ทดลองการทำงานของ Bidirectional ในส่วนของ Buck Mode เพื่อดูว่า Batt A กับ Batt B ทำงาน Bidirectional เป็นอย่างไร ขณะชาร์จแบตเตอรี่ เมื่อทำการปลดโหลด $R = 10 \Omega$



ภาพที่ 4.18 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Buck Mode

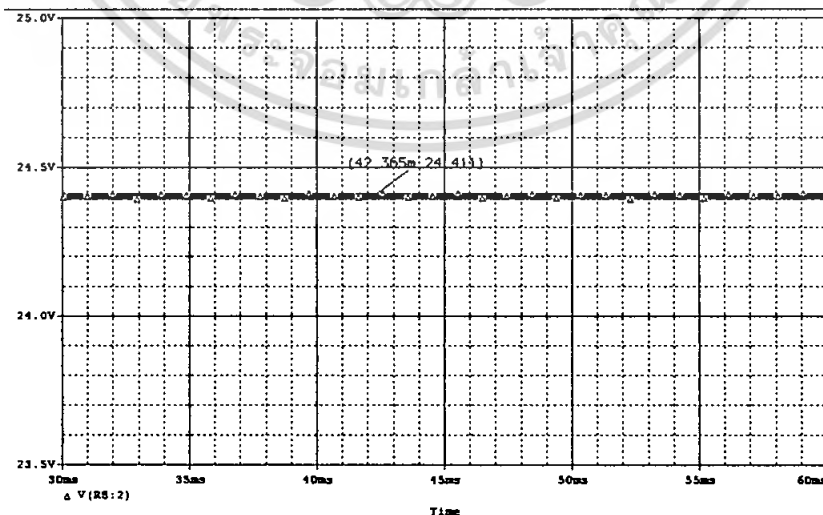
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

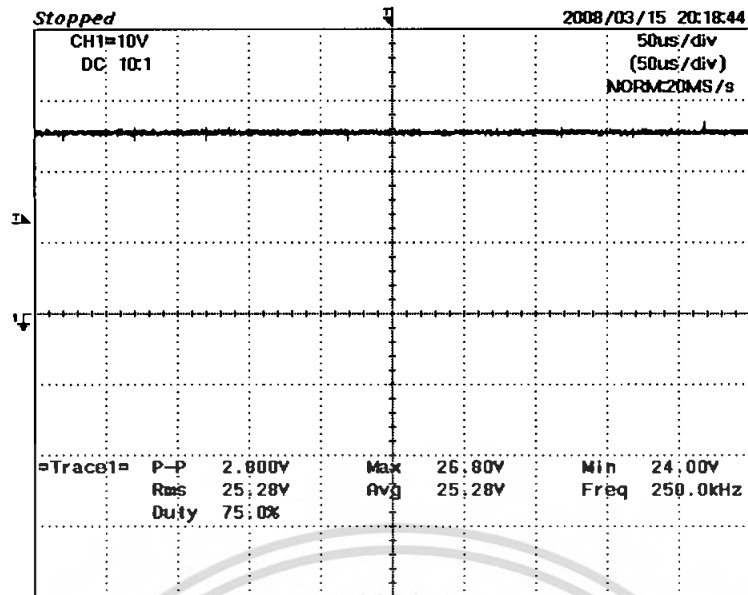
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 2

Buck Mode	Duty	Output (Batt A)			Input (Batt B)			Output (Load)			η (%)
		V (V)	I (A)	P (W)	V (V)	I (A)	P (W)	V (V)	I (A)	P (W)	
T1 ON SW3 ON	0.80	25	1	25	35.83	4	143.32	30	3	90	17.40
T1 ON SW3 OFF	0.80	25.28	1.5	38.7	35	1.5	52.5	33	0	0	72.06



ภาพที่ 4.19 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.8$

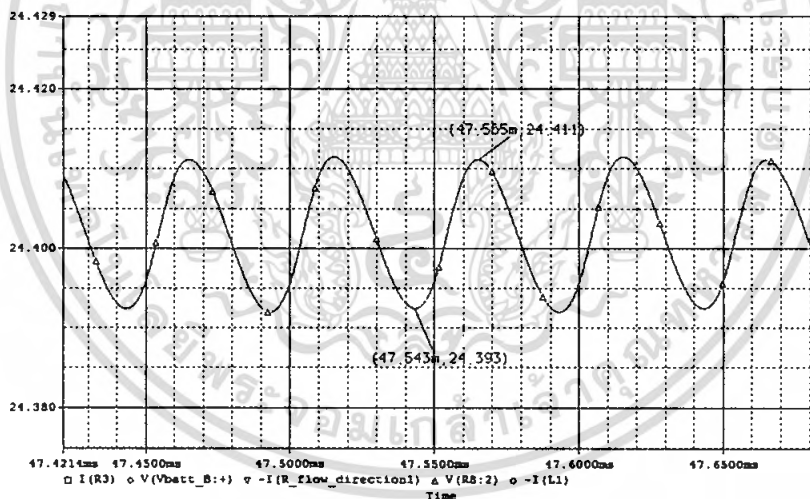
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : ON CH1 : 0.0V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1

Delay : 0.0ms
Hold Off : MINIMUM

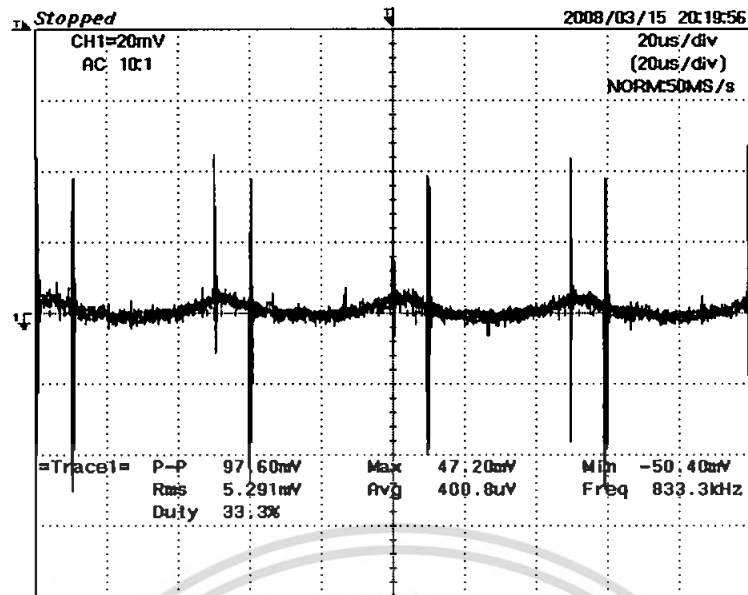
ภาพที่ 4.20 แรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการวัดจริง ที่ D = 0.8



ภาพที่ 4.21 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการจำลอง

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

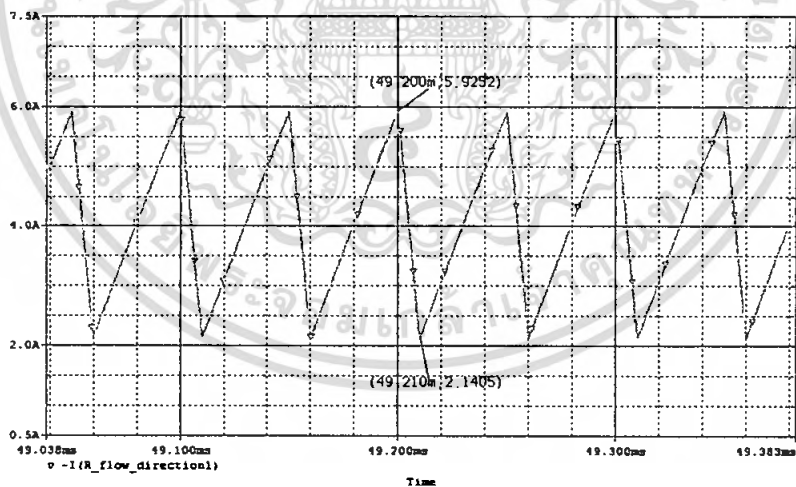
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

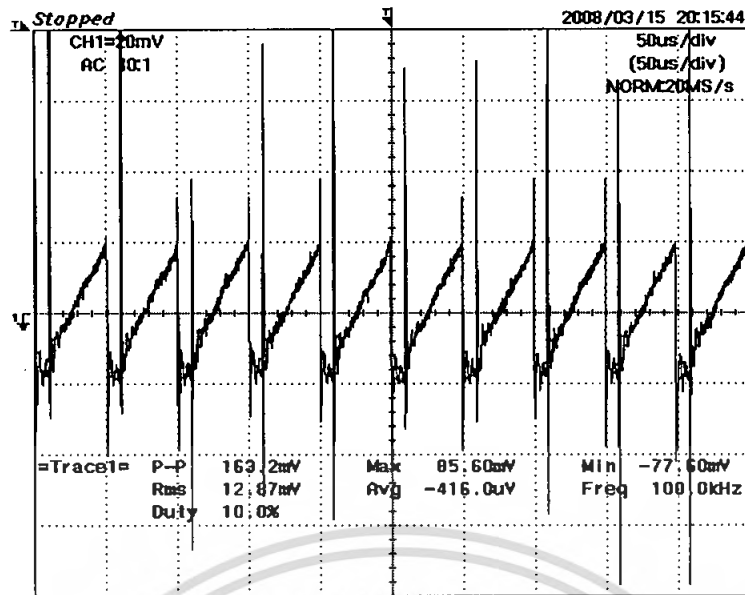
ภาพที่ 4.22 ระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจากการวัดจริง

$$Ripple = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{47.2mV - (-50.4mV)}{25.28V} \times 100 \times 20mV = 0.007\%$$



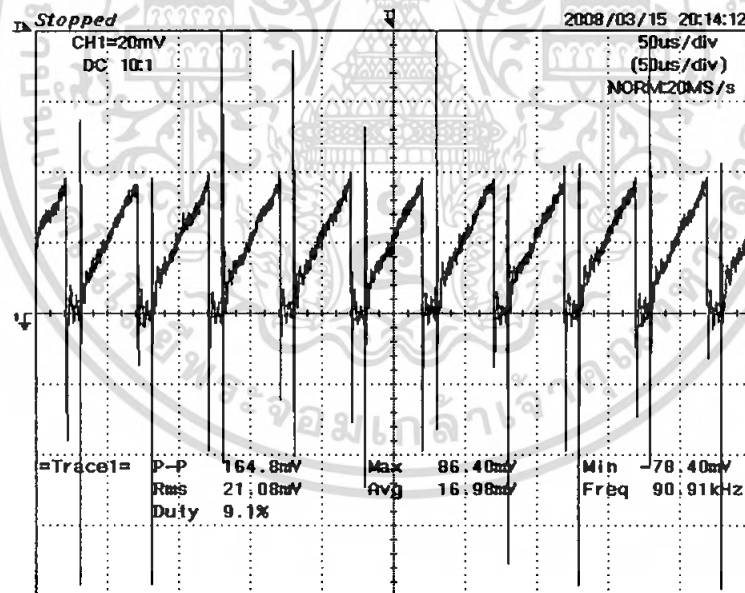
ภาพที่ 4.23 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=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

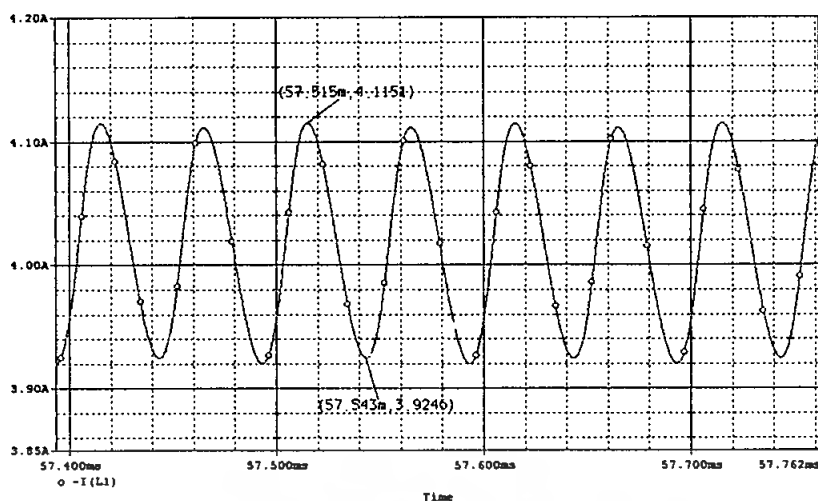
ภาพที่ 4.24 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง



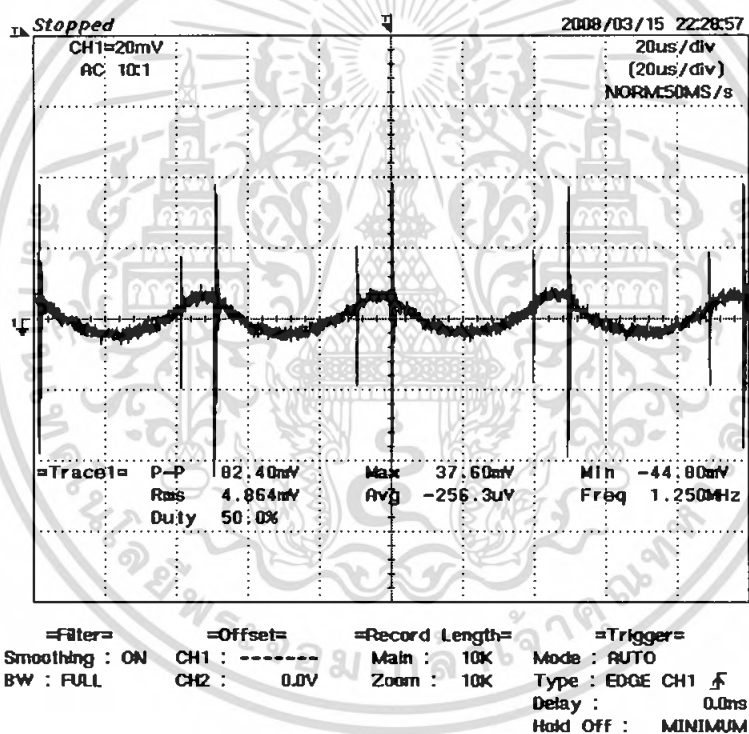
=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
Smoothing : ON CH1 : 0.000V Main : 10K Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 \uparrow
Delay : 0.0ns
Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.25 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

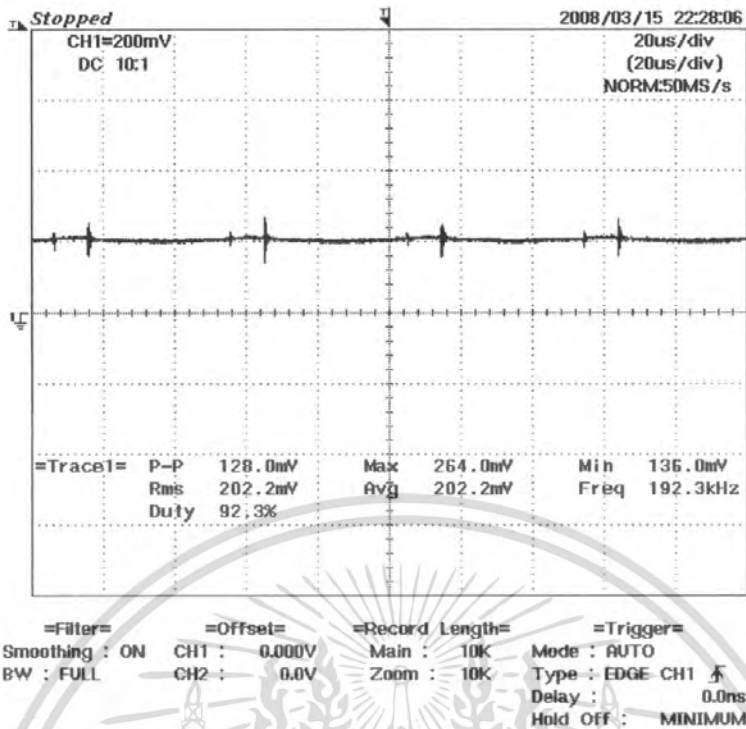


ภาพที่ 4.26 กระแสไฟฟ้า I_{charge} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

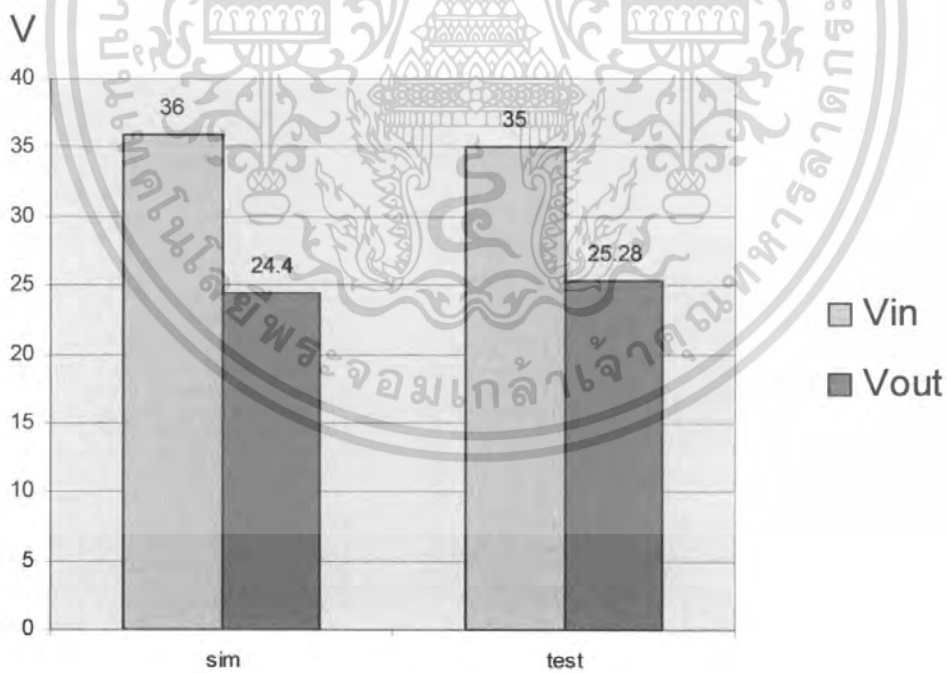


ภาพที่ 4.27 กระแสไฟฟ้า I_{charge} (โหมด AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

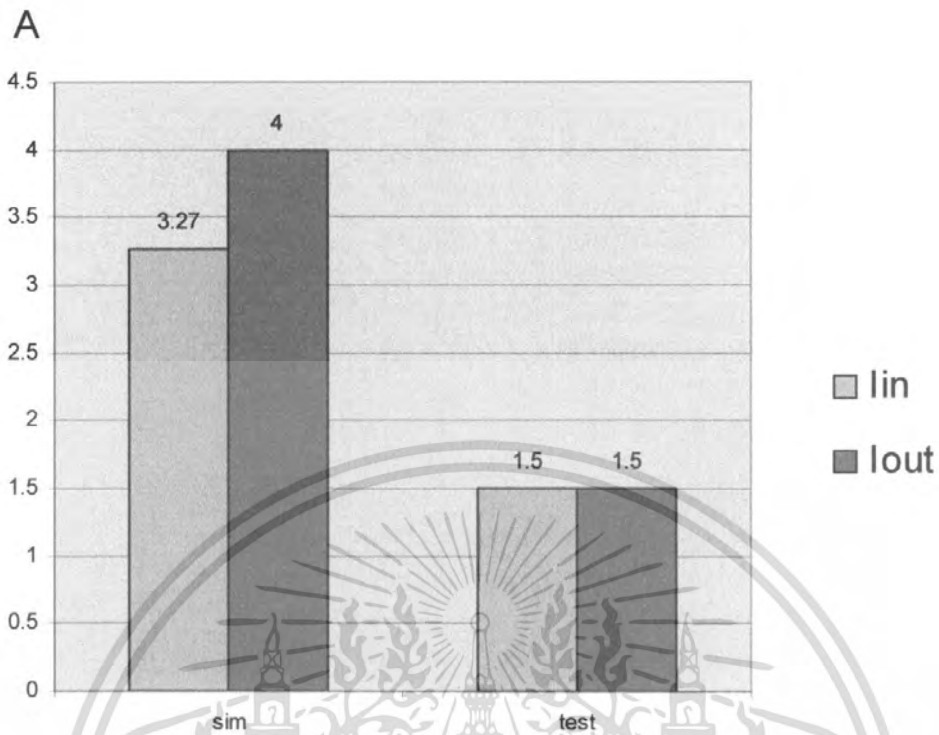


ภาพที่ 4.28 กระแสไฟฟ้า I_{charge} (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

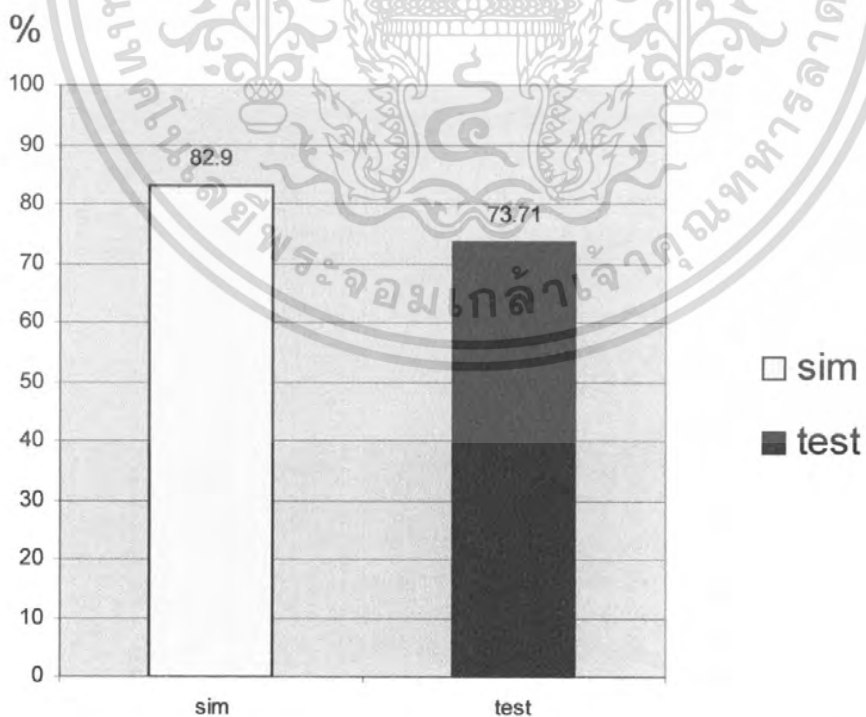


ภาพที่ 4.29 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.30 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง

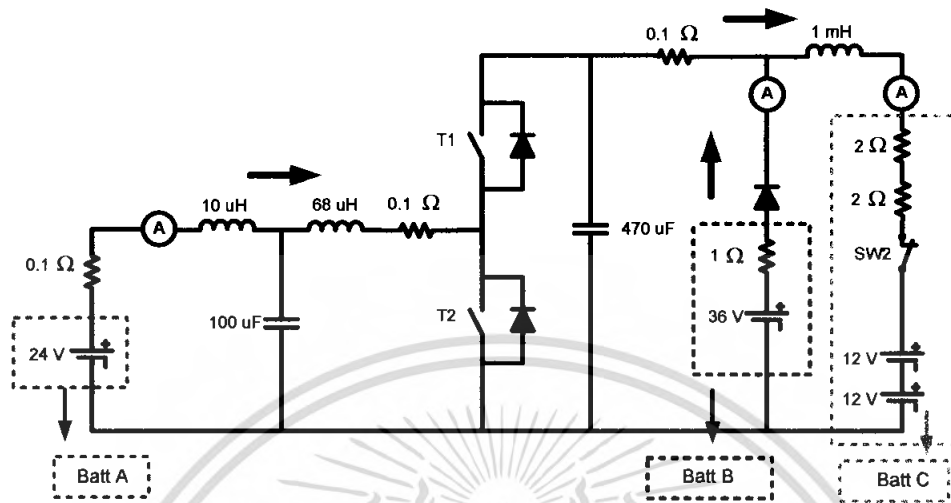


ภาพที่ 4.31 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 การทดลองเงื่อนไขที่ 3

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



ภาพที่ 4.32 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Boost Mode

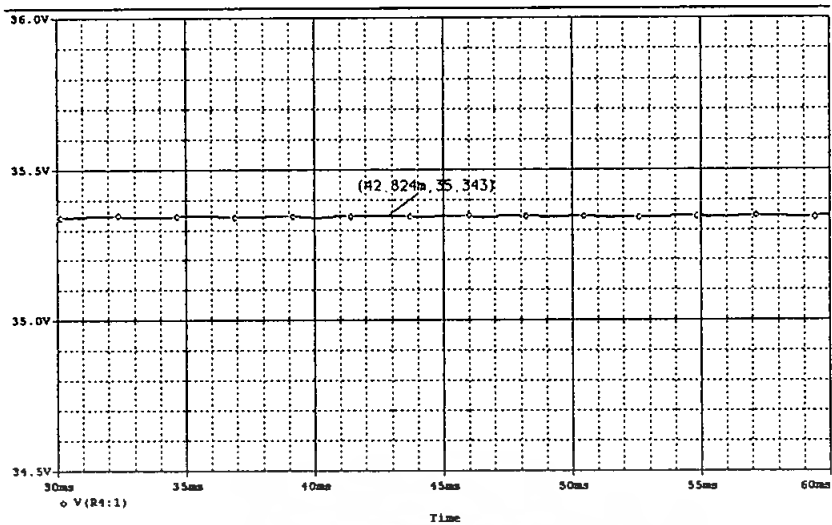
ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 24 โวลต์ จาก Batt A และไฟฟ้ากระแสตรงจาก Batt B เท่ากับ 36 โวลต์
2. ตรวจสอบสัญญาณ Drive Gate เพื่อปรับค่า Duty ที่ 37%
3. กด SW2 เพื่อจ่ายโหลดจำลองชุด Batt B
4. ทำการ ON Batt B เพื่อจ่ายแรงดันให้กับโหลด
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 24 โวลต์ จาก Batt A เข้าสู่ระบบ
6. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output

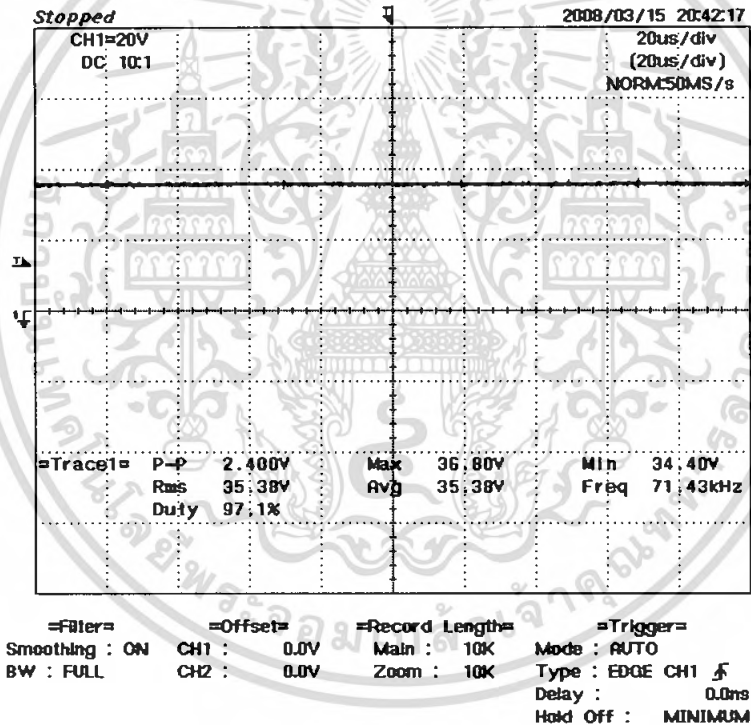
ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 3

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

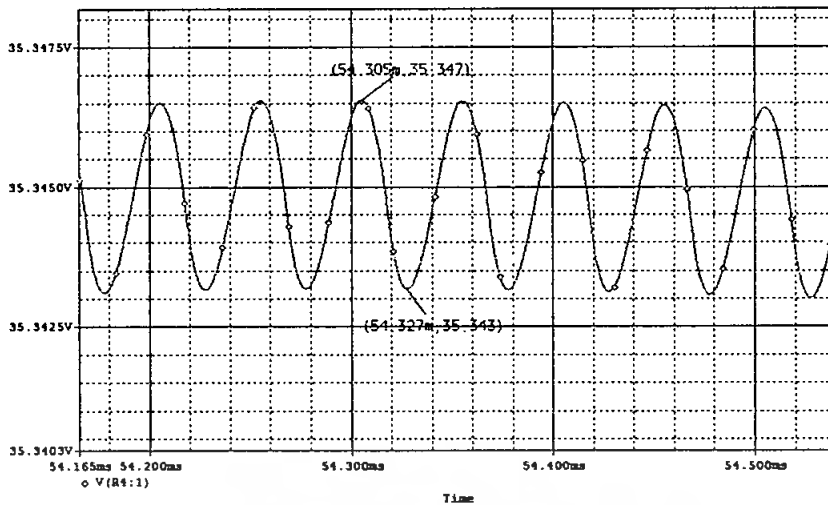


ภาพที่ 4.33 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.37$



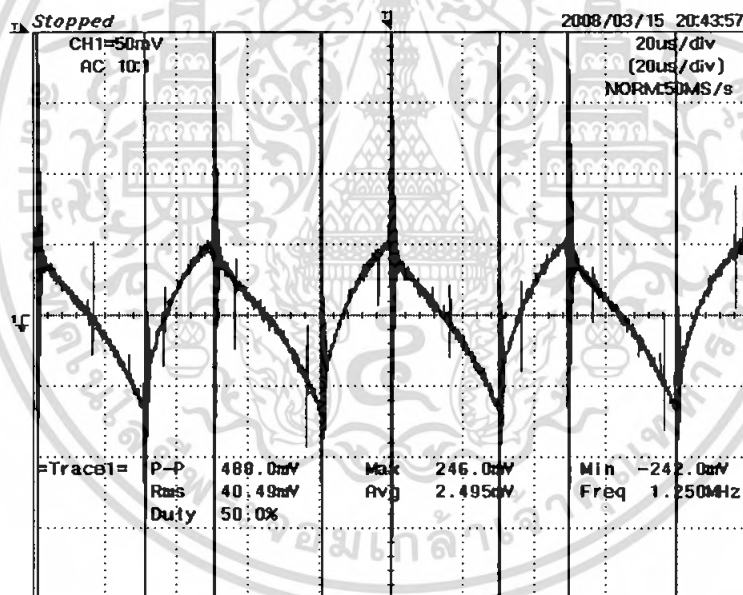
ภาพที่ 4.34 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.37$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.35 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการจำลอง

$$Ripple = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{35.347V - (35.343V)}{35.343V} \times 100 = 0.011\%$$



=Filter= Smoothing : ON
BW : FULL

=Offset= CH1 : -----
CH2 : 0.0V

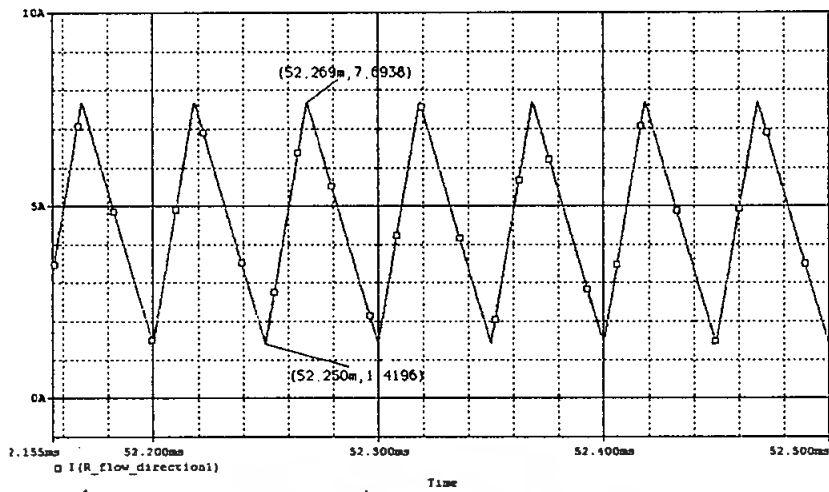
=Record Length= Main : 10K
Zoom : 10K

=Trigger= Mode : AUTO
Type : EDGE CH1 \uparrow
Delay : 0.0ms
Hold Off : MINIMUM

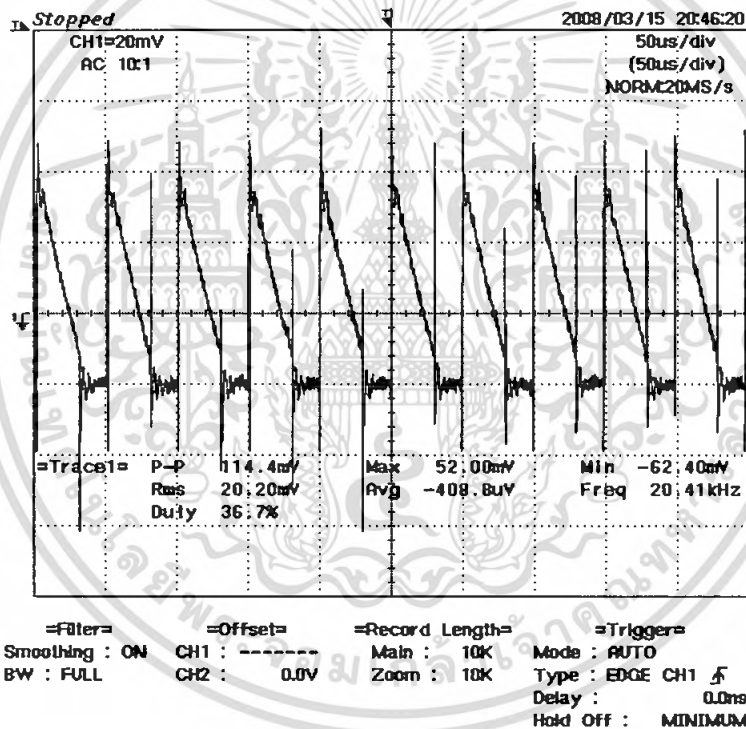
ภาพที่ 4.36 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากการวัดจริง

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

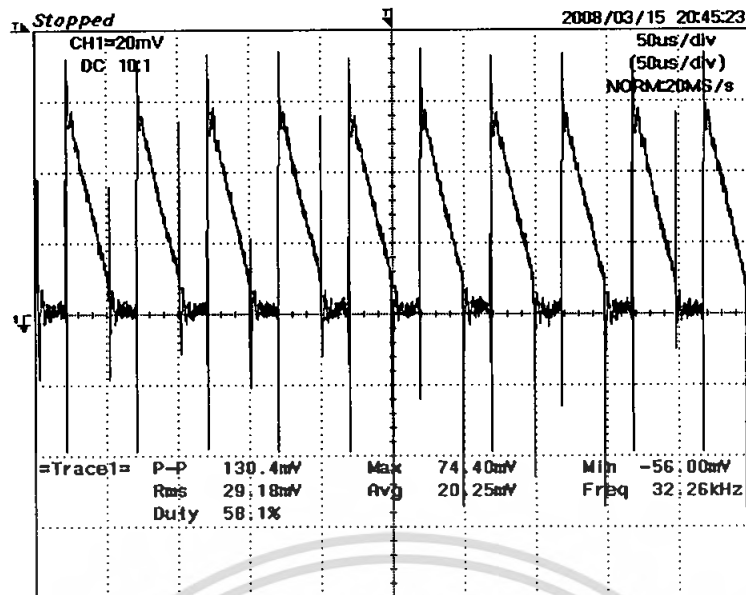


ภาพที่ 4.37 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน



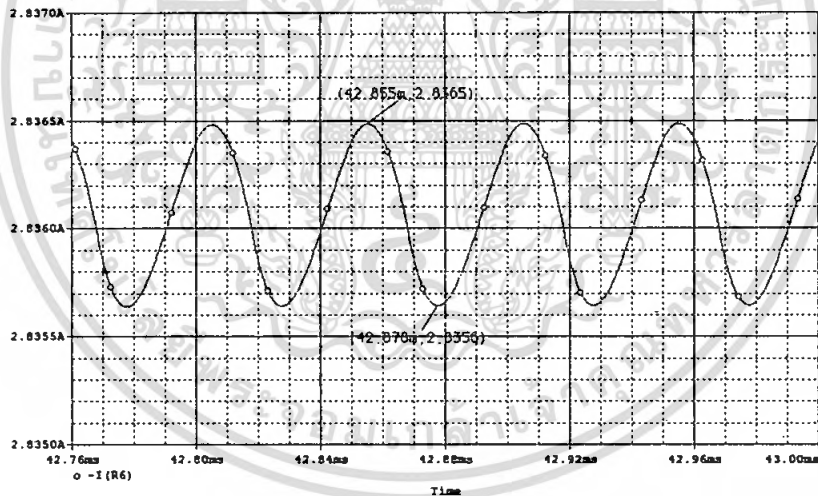
ภาพที่ 4.38 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมต AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



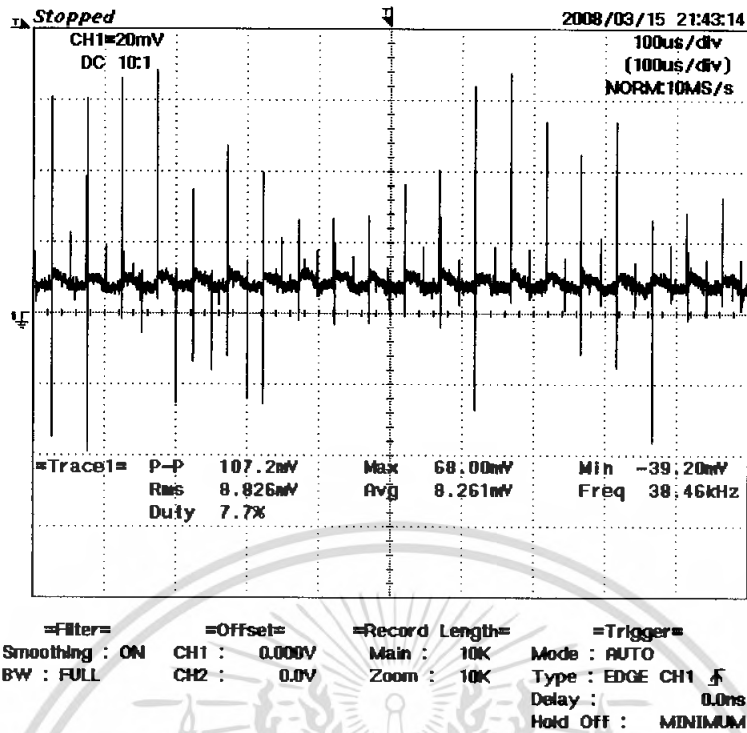
=Filter= Smoothing : ON BW : FULL
 =Offset= CH1 : 0.000V CH2 : 0.0V
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 10K
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.39 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

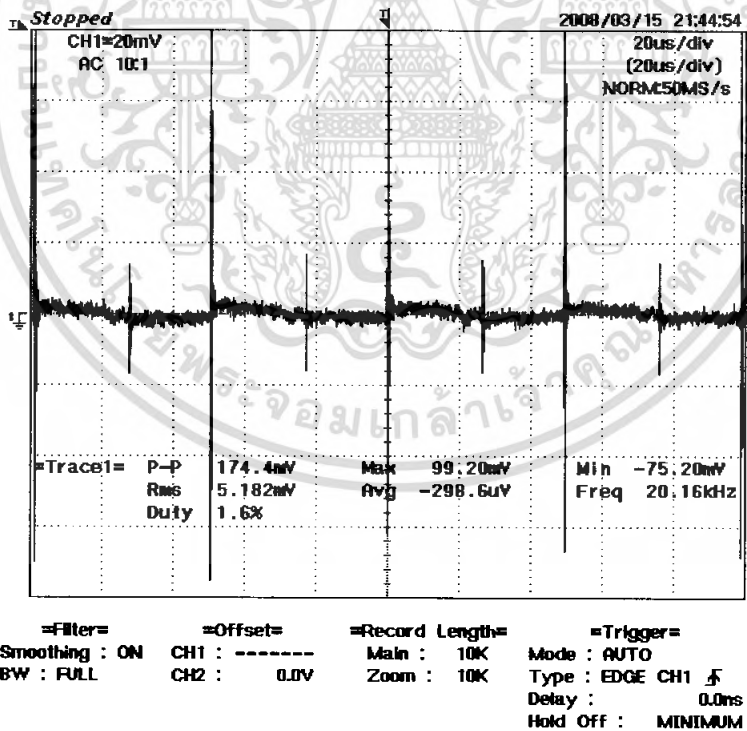


ภาพที่ 4.40 กระแสไฟฟ้า I_{Load} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

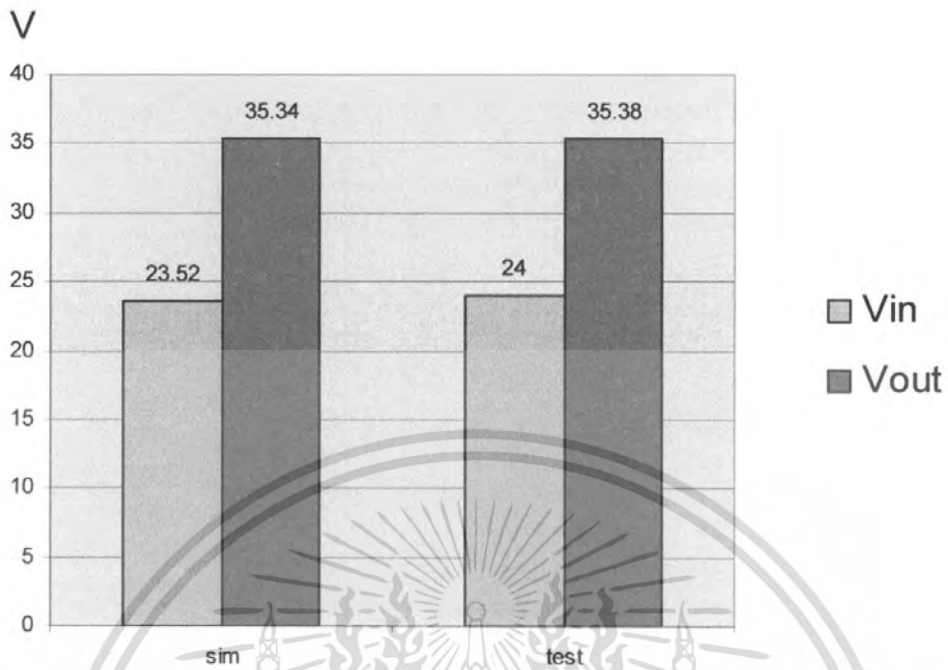


ภาพที่ 4.41 กระแสไฟฟ้า I_{Load} (โหมด AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

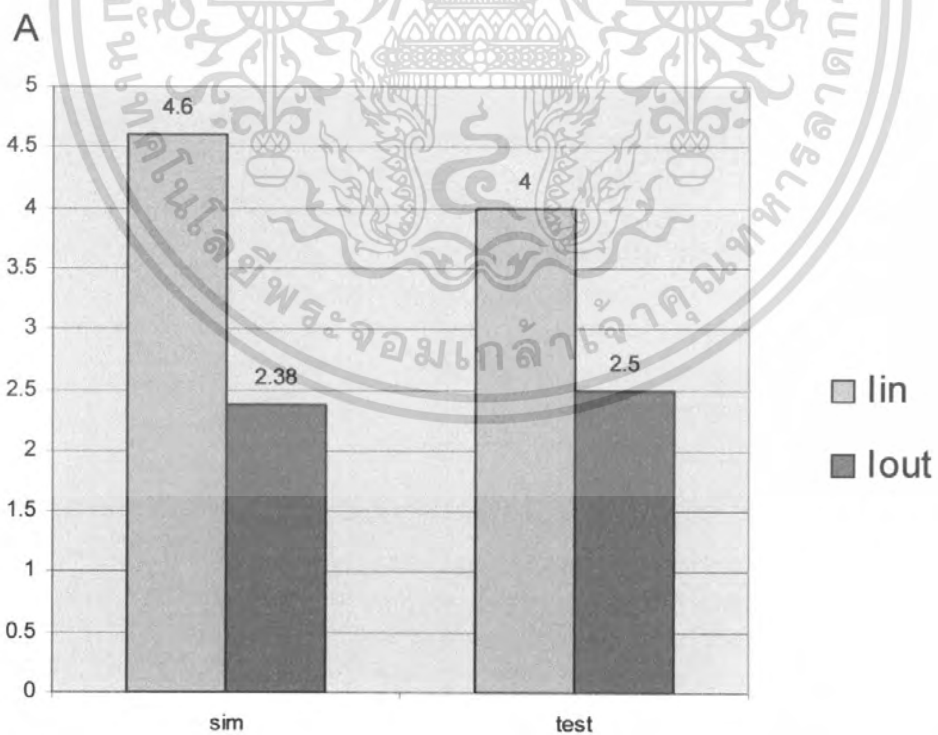


ภาพที่ 4.42 กระแสไฟฟ้า I_{Load} (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

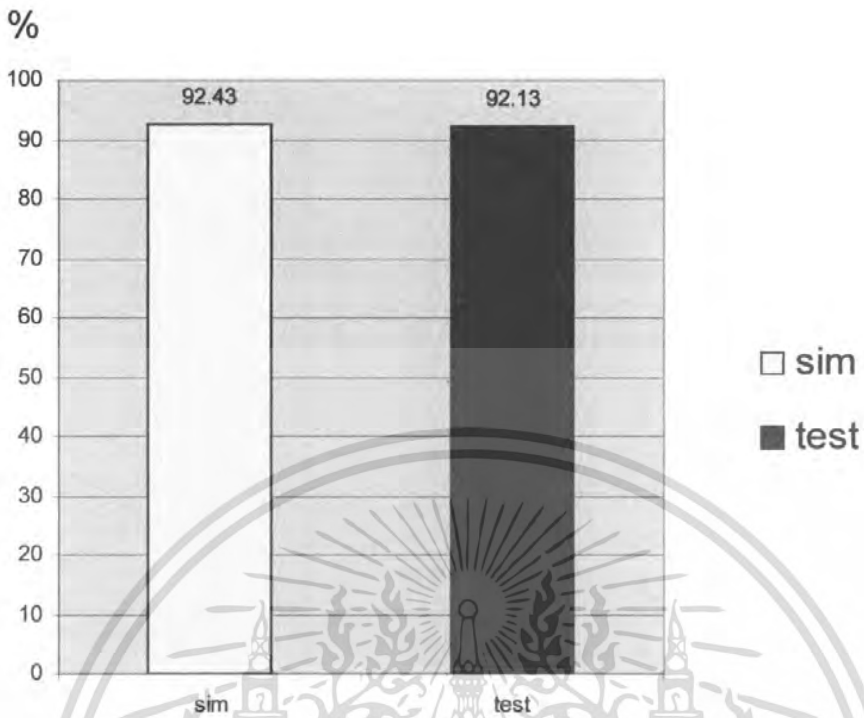


ภาพที่ 4.43 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง



ภาพที่ 4.44 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง

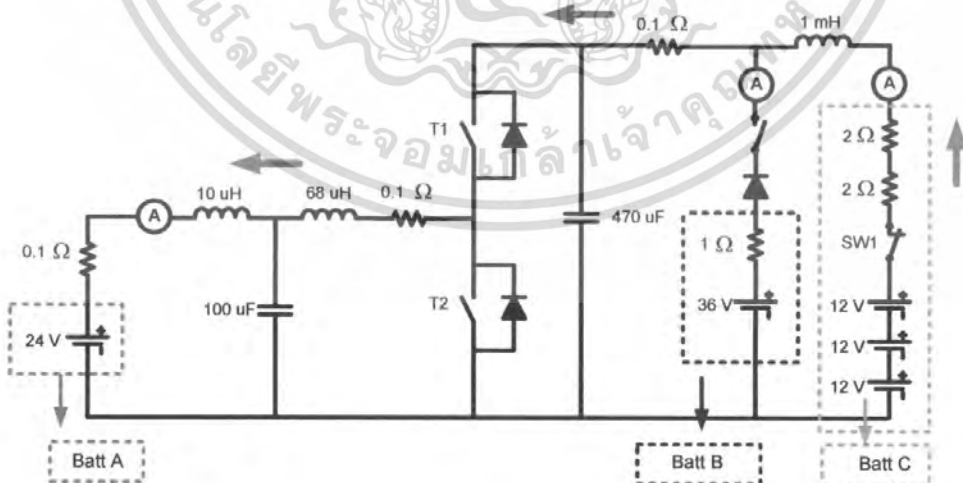
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.45 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง

4.7 การทดลองเงื่อนไขที่ 4

ทดลองการทำงานของ Bidirectional ในส่วนของ Buck Mode เพื่อดูว่า Batt A กับ Batt C ทำงาน Bidirectional โดยให้ สวิตช์ S1 on



ภาพที่ 4.46 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Buck Mode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

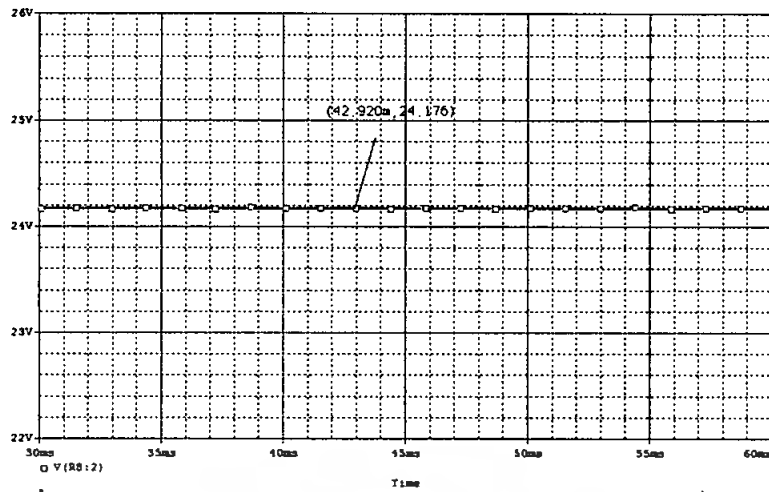
ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจาก Batt B เท่ากับ 36 โวลต์
2. ตรวจสอบสัญญาณ Drive Gate เพื่อปรับค่า Duty ที่ 80%
3. ทำการ ON Batt B เข้าสู่ระบบ
4. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 24 โวลต์ 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

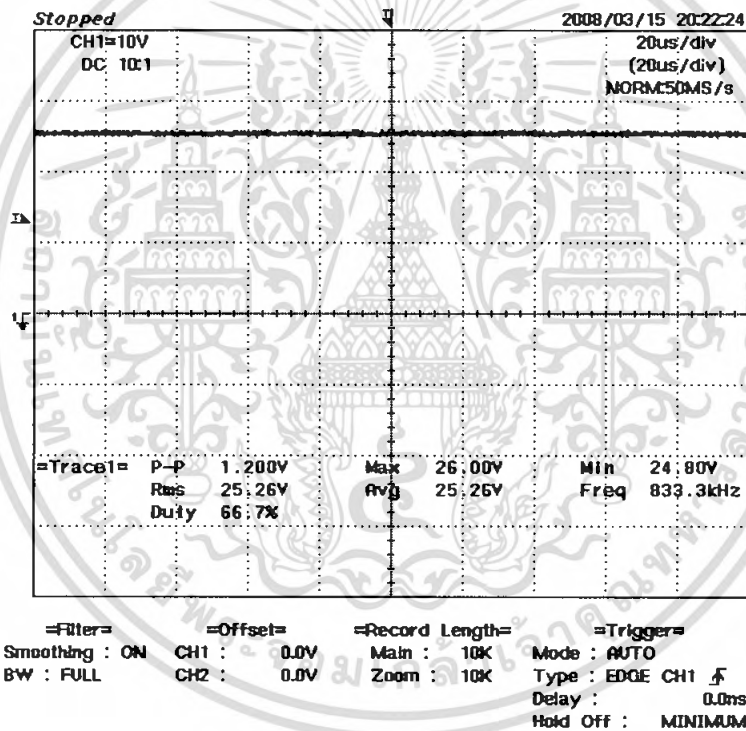
ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 4

Buck Mode	Duty	Output (Batt A)			Batt B			Input (Batt C)			η (%)
		V (V)	I (A)	P (W)	V (V)	I (A)	P (W)	V (V)	I (A)	P (W)	
T1 ON SW1 OFF	0.80	25	2	50	35.81	2	71.62	0	0	0	69.80
T1 ON SW1 ON	0.80	25.26	1	25.26	36.19	0	0	33	1	33	76.54
T1 ON SW1 ON	0.80	26	3	78	35.84	1.5	53.76	33	1	33	73.47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

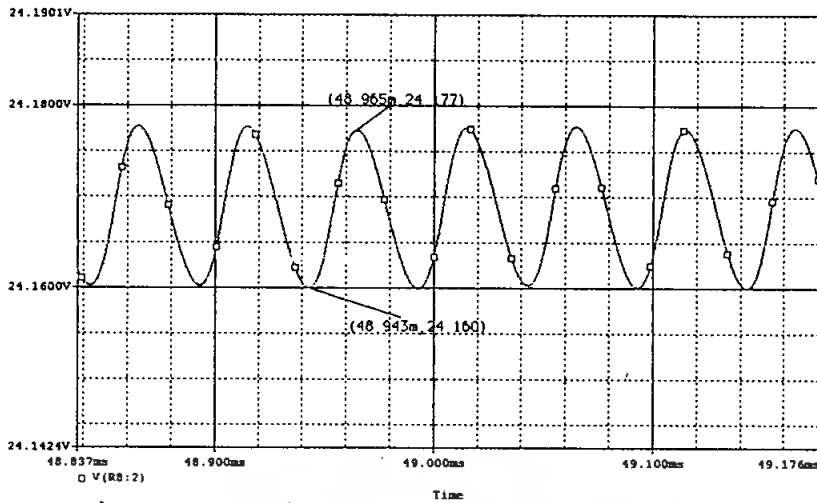


ภาพที่ 4.47 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลองการทำงาน ที่ $D = 0.8$



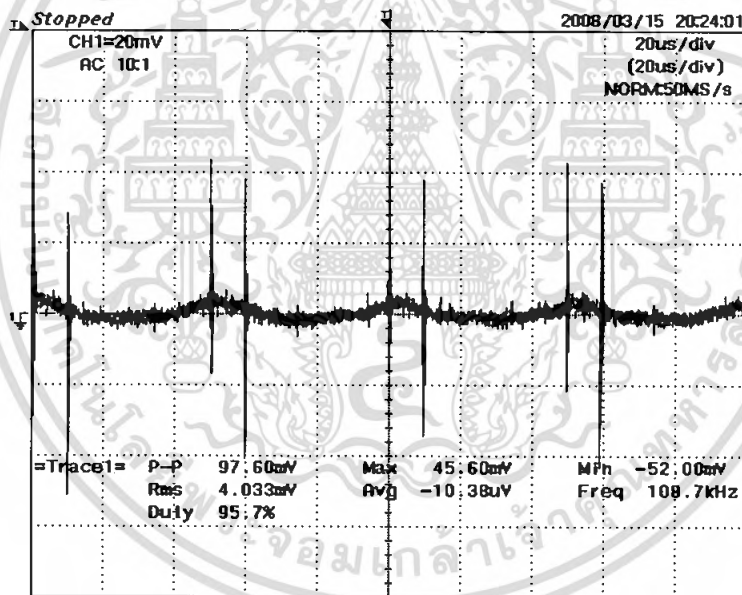
ภาพที่ 4.48 แรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง ที่ $D = 0.8$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.49 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการจำลอง

$$Ripple = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{24.177V - (24.16V)}{24.176V} \times 100 = 0.07\%$$

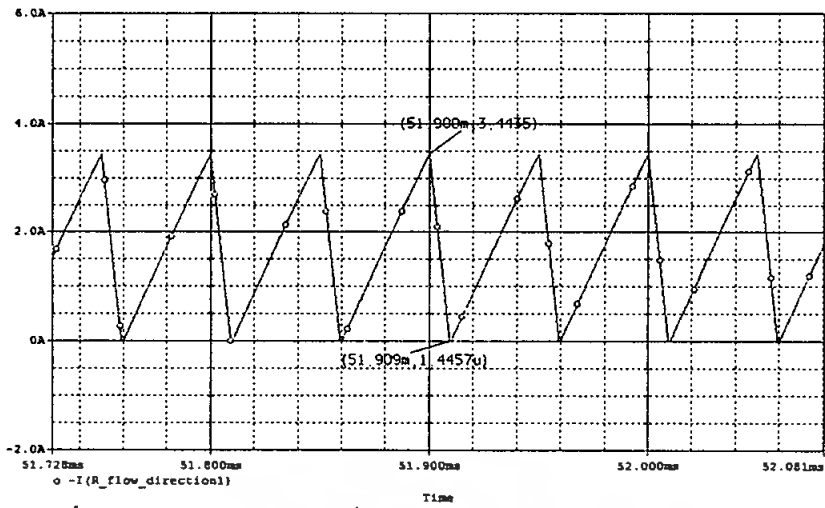


=Filter=	=Offset=	=Record Length=	=Trigger=
Smoothing : ON	CH1 : -----	Main : 10K	Mode : AUTO
BW : FULL	CH2 : 0.0V	Zoom : 10K	Type : EDGE CH1 \bar{f}
			Delay : 0.0ns
			Hold Off : MINIMUM

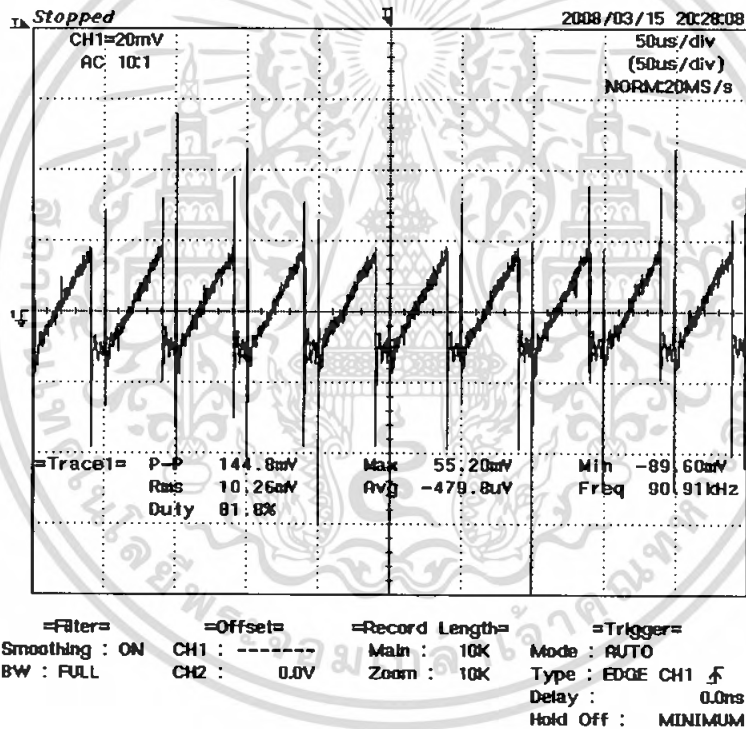
ภาพที่ 4.50 ะลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านนอกจากการวัดจริง

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

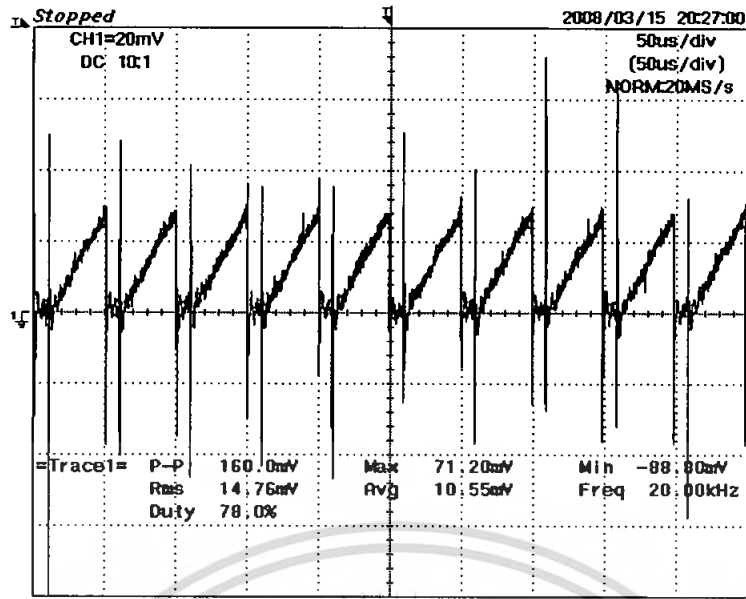


ภาพที่ 4.51 กระแสไฟฟ้า I_L ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

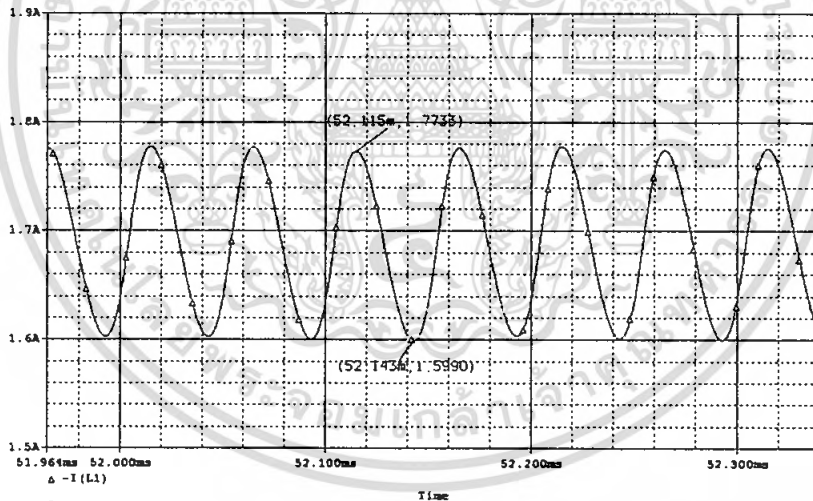


ภาพที่ 4.52 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

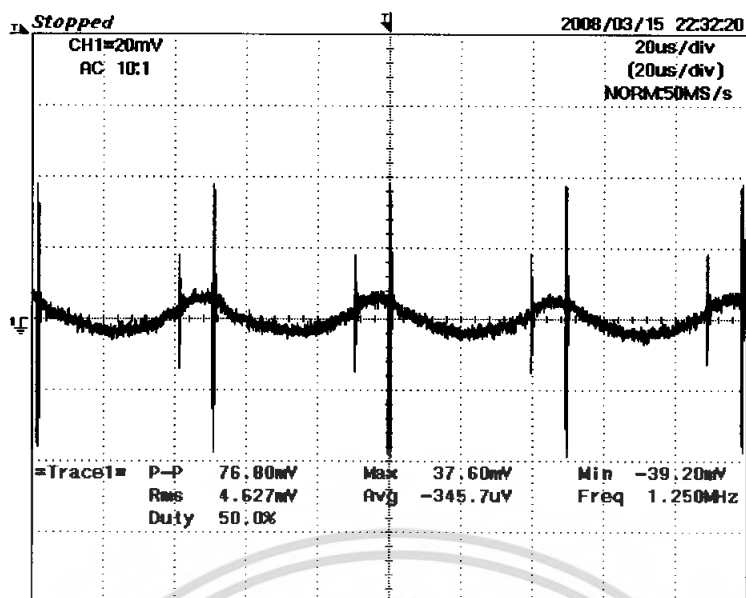


ภาพที่ 4.53 กระแสไฟฟ้า I_L (โหลด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง



ภาพที่ 4.54 กระแสไฟฟ้า I_{charge} ที่ไหลผ่านวงจรจากการจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

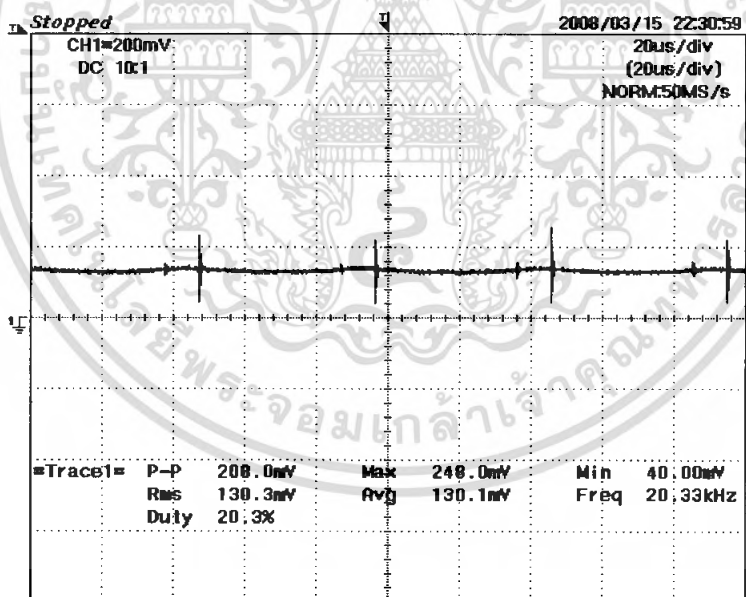


=Filter= Smoothing : ON CH1 : ----- CH2 : 0.0V
BW : FULL

=Offset= Main : 10K Zoom : 10K

=Record Length= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.55 กระแสไฟฟ้า I_{charge} (โหมด AC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดจริง



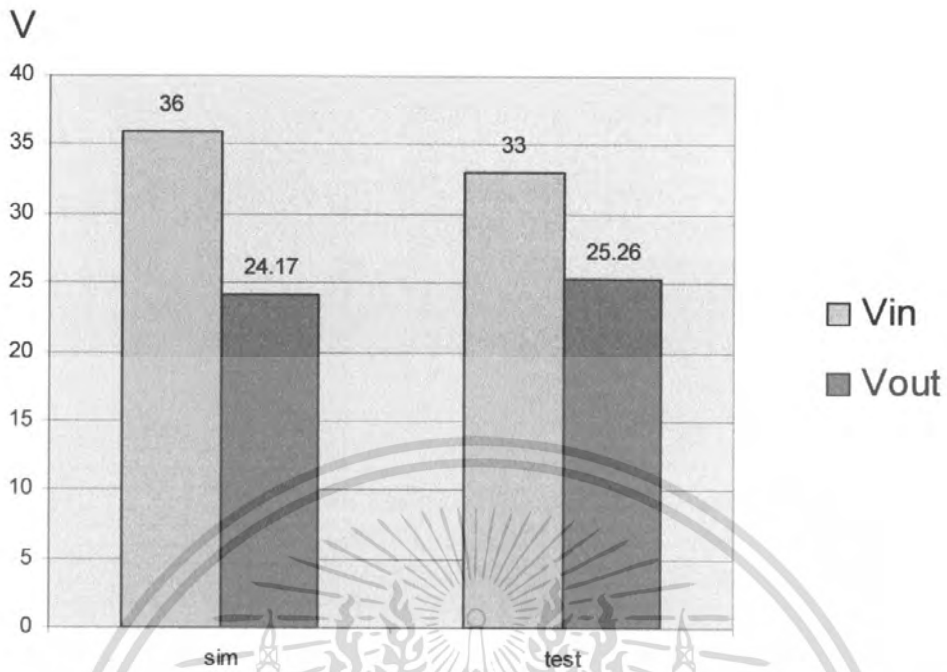
=Filter= Smoothing : ON CH1 : 0.000V CH2 : 0.0V
BW : FULL

=Offset= Main : 10K Zoom : 10K

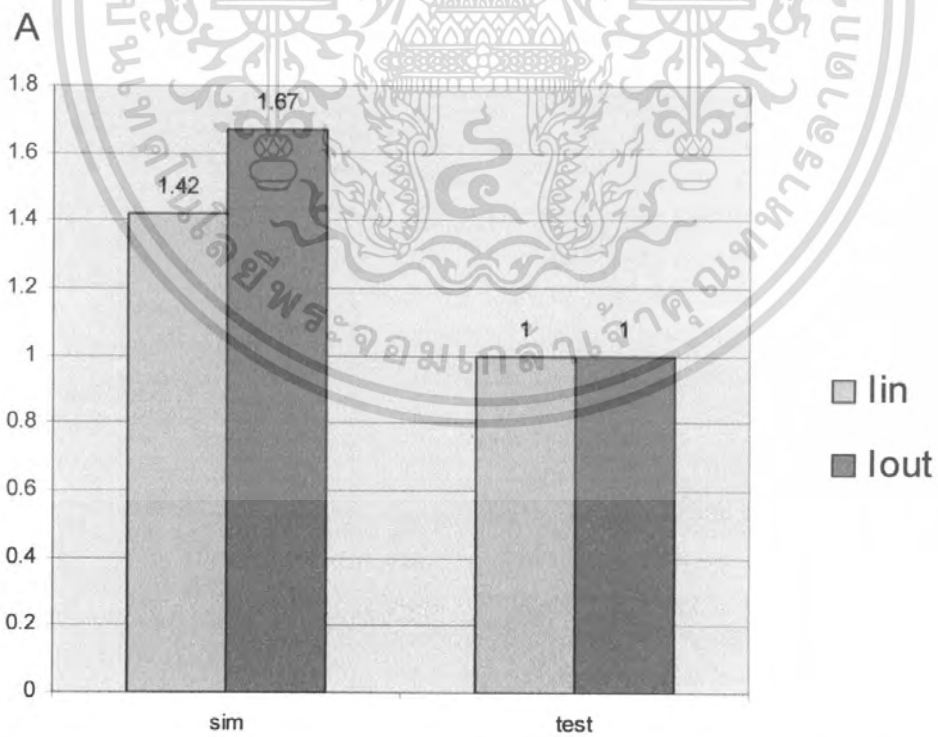
=Record Length= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

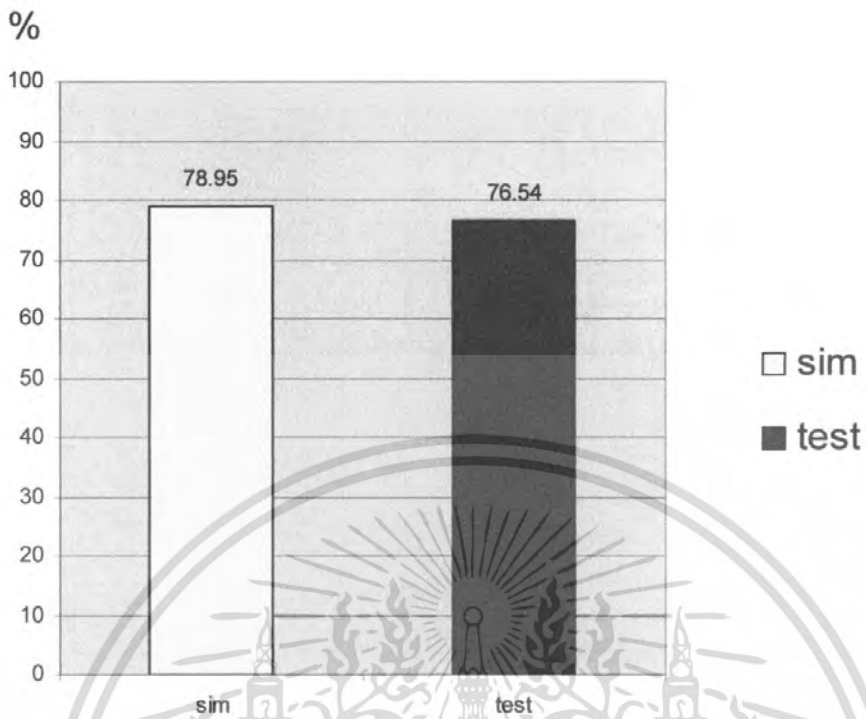


ภาพที่ 4.57 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง

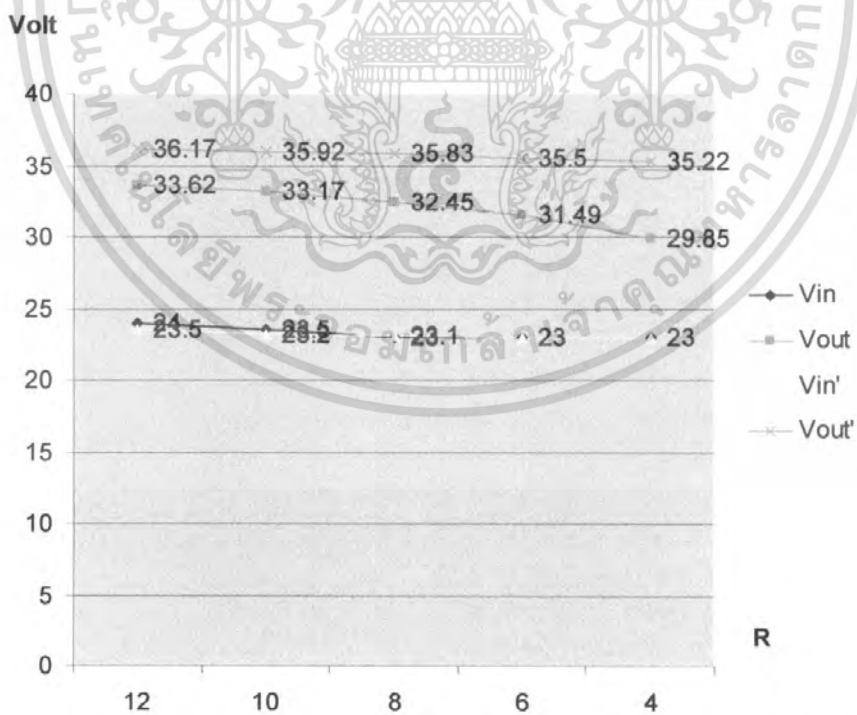


ภาพที่ 4.58 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.59 แผนภูมิแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพระหว่างการซิมูเลชันและการทดลอง



ภาพที่ 4.60 แสดงแรงดันเอาต์พุตกรณีที่มีการควบคุมแบบ feed back และกรณีที่ไม่มีการควบคุมแบบ feed back ในช่วง Boost Mode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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)

$$\text{ประสิทธิภาพ } (\% \eta) = \frac{\text{output}}{\text{input}} \times 100\%$$

การทดลองที่ 1

T2 ON, SW3 ON

$$\eta = \frac{105.48}{137.5} \times 100 = 76.71\%$$

การทดลองที่ 2

T1 ON, SW3 ON

$$\eta = \frac{25}{143.32} \times 100 = 17.40\%$$

T1 ON, SW3 OFF

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

การทดลองที่ 3

T2 ON, SW2 ON

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 แสดงสถานะกรณีค่าประสิทธิภาพ (% η)

เงื่อนไข การ ทดลอง	การ ทดลอง 1 T2 ON SW3 ON	การทดลอง 2		การทดลอง 3 T2 ON SW2 ON	การทดลอง 4		
		T1 ON SW3 ON	T1 ON SW3 OFF		T1 ON SW1 OFF	T1 ON SW1 ON	T1 ON SW1 ON
η	76.17%	17.40%	73.71%	92.13%	69.80%	76.54%	73.47%

4.10 สรุป

จากการทดลองพบว่าผลที่ได้จากการทดลองในส่วนของแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า กำลังไฟฟ้า และประสิทธิภาพที่ได้จะมีความใกล้เคียงกันกับผลที่ได้จากการใช้โปรแกรม Pspice มาช่วยในการจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งอาจมีผลของคลาดเคลื่อนบ้าง ด้วยเหตุที่เบดเดอวีร์ เมื่อทำการชาร์จประจุจนเต็ม แรงดันที่เบดเดอวีร์จะมีขนาดมากกว่าพิกัด อาจทำให้ผลการทดสอบที่ได้มีความแตกต่างจากการใช้โปรแกรม Pspice ในการจำลอง และเมื่อทำการทดลองอย่างต่อเนื่อง ประจุในตัวเบดเดอวีร์จะลดลงเรื่อย ๆ ก็มีผลให้การทดสอบเกิดความคลาดเคลื่อนได้

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.2 เป็นการจำลองการจ่ายโหลดความต้านทานที่ 10 โอห์มในส่วนของโหมตบัสต์ เพื่อดูผลของแรงดันและกระแสไฟฟ้า โดยทำการปรับค่า duty ratio เท่ากับ 0.37 จะทำการตรวจสอบในส่วนของ Input และ Output เพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของการทำงานในขณะที่เป็นโหมตของบัสต์

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

จากการทดลองจะได้ค่าด้าน Input (Batt A) และทางด้าน Output (Load) ซึ่งจะสามารถนำมาพิจารณาหาค่าประสิทธิภาพในส่วนของบัสต์โหมตตามสมการ

$$\eta(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\%$$

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.3 เป็นการจำลองการจ่ายพลังงานย้อนกลับของ Batt B ในส่วนของโหมตบัสต์เพื่อดูผลของแรงดันและกระแสไฟฟ้าโดยทำการปรับค่า duty ratio เท่ากับ 0.80 จะทำการตรวจสอบในส่วนของ Input และ Output เพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของการทำงานในขณะที่เป็นโหมตของบัสต์

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

เพื่อจำกัดแรงดันที่จะนำไปชาร์จแบตเตอรี่ขนาดพิกัด 24 โวลต์ โดยการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพเพื่อทำการชาร์จแบตเตอรี่ในขณะที่มีการจ่ายโหลดจากการทดลองนำมาเปรียบเทียบกับกรณีที่จำลองการทำงานการจ่ายโหลดของโปรแกรม Pspice โดยทำการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของทั้งสองกรณี จะเห็นได้ว่าการที่ไม่ต่อโหลดจะทำให้ประสิทธิภาพในการชาร์จแบตเตอรี่จะดีกว่าการที่ต่อโหลดในช่วงที่มีการชาร์จแบตเตอรี่

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.4 เป็นการทดสอบการทำงานในสภาวะของบวมืดโหมดจ่ายให้กับโหลดที่จำลองที่พิกัดแบตเตอรี่ 24 โวลต์ต่ออนุกรมกับความต้านทานภายใน 4 โอห์มเพื่อดูผลของแรงดัน และกระแสไฟฟ้า ในส่วนของ Input และ Output เพื่อคำนวณหาประสิทธิภาพในสภาวะการทำงานของบวมืดโหมดซึ่งในกรณีมี feed back จะทำให้แรงดันด้านออกไม่มีการเปลี่ยนแปลงมาก สามารถรักษาระดับแรงดันด้านออกที่ดีกว่ากรณีที่ไม่มี feed back ซึ่งไม่สามารถคงระดับแรงดันด้านออกได้เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.5 เป็นการทดลองในสภาวะของโหมดบัก ในส่วนของการคืนกลับของพลังงานจาก (Batt C 36 V 4 Ω) เพื่อนำไปชาร์จจิ้ง (Batt A)

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหมดการทำงานในแต่ละช่วงค่า duty ratio จะมีการเปลี่ยนแปลงเป็นผลให้มีค่ารีปเปิ้ลเปลี่ยนแปลงไปด้วย ซึ่งในโหมดของกระแสต่อเนื่องมาอยู่ในกระแสไม่ต่อเนื่องโดยที่พิกัดทางด้านออกเท่าเดิม duty ratio ลดลงเป็นผลให้ค่าของแรงดันรีปเปิ้ลลดลงพิสูจน์ได้จากสมการโดยให้ตัวแปรอื่นคงที่เช่นเดียว กันกับบวมืดคอนเวอร์เตอร์

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

ซึ่งเราสามารถดูตัวแปรตัวอื่นที่มีผลต่อแรงดันรีปเปิ้ลโดยเราพิจารณาที่ละตัวแล้วให้ตัวแปรตัวอื่นมีค่าคงที่ซึ่งสามารถทดสอบเปรียบเทียบกันได้

5.2 บทวิจารณ์

ในการวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาหลักการทำงานของวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC Converter พร้อมทั้งทำการออกแบบและสร้างชุดทดลองเพื่อทำการศึกษาหลักการทำงานจริงโดยทำการแยกออกเป็น ส่วนกำลังและส่วนควบคุม ซึ่งจากการศึกษาวงจรเรายังใช้โปรแกรม Pspice มาช่วยในการจำลองวงจรก่อนนำมาสร้างวงจรใช้งานจริงและยังนำมาเปรียบเทียบผลที่ได้กับการทดลอง เข้าใจหลักการทำงานของกระแสโหมดต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

5.3 ข้อเสนอแนะ

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

ในส่วนของวงจร close loop เมื่อต้องการแรงดันด้านออกค่าใหม่ต้องทำการตั้งค่าในส่วนของ close loop ใหม่เสมอในกรณีบวมืดโหมด ก่อนที่จะทำการทดลองควรทำการตรวจสอบในส่วนของวงจรควบคุมก่อนว่าสามารถทำงานได้หรือไม่ ในส่วนจุดที่ใช้วัดค่าต่างๆ อาจจะมีวัดลำบากเนื่องจากการติดตั้งซึ่งควรจะต้องสายออกมาจากจุดที่ต้องการวัดเพื่อให้สะดวกถ้าต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัดค่าต่างๆ พร้อมกันควรใช้ differential probe เพื่อป้องกันการเกิดโอเวอร์โวลต์เดจในขณะที่ทำการทดลองบูสต์โหมด ต้องทำการต่อโหลดทุกครั้งเพราะถ้าไม่มีโหลดต่ออยู่จะเกิดแรงดันที่สูงมากออกมาทางด้านออกทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเกิดความเสียหายได้

5.4 สิ่งที่ต้องดำเนินการต่อ

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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] วีระเชษฐ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิ์รเศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง**, พิมพ์ครั้งที่ 5, กรุงเทพฯ, ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ.พรินติ้ง, 2550

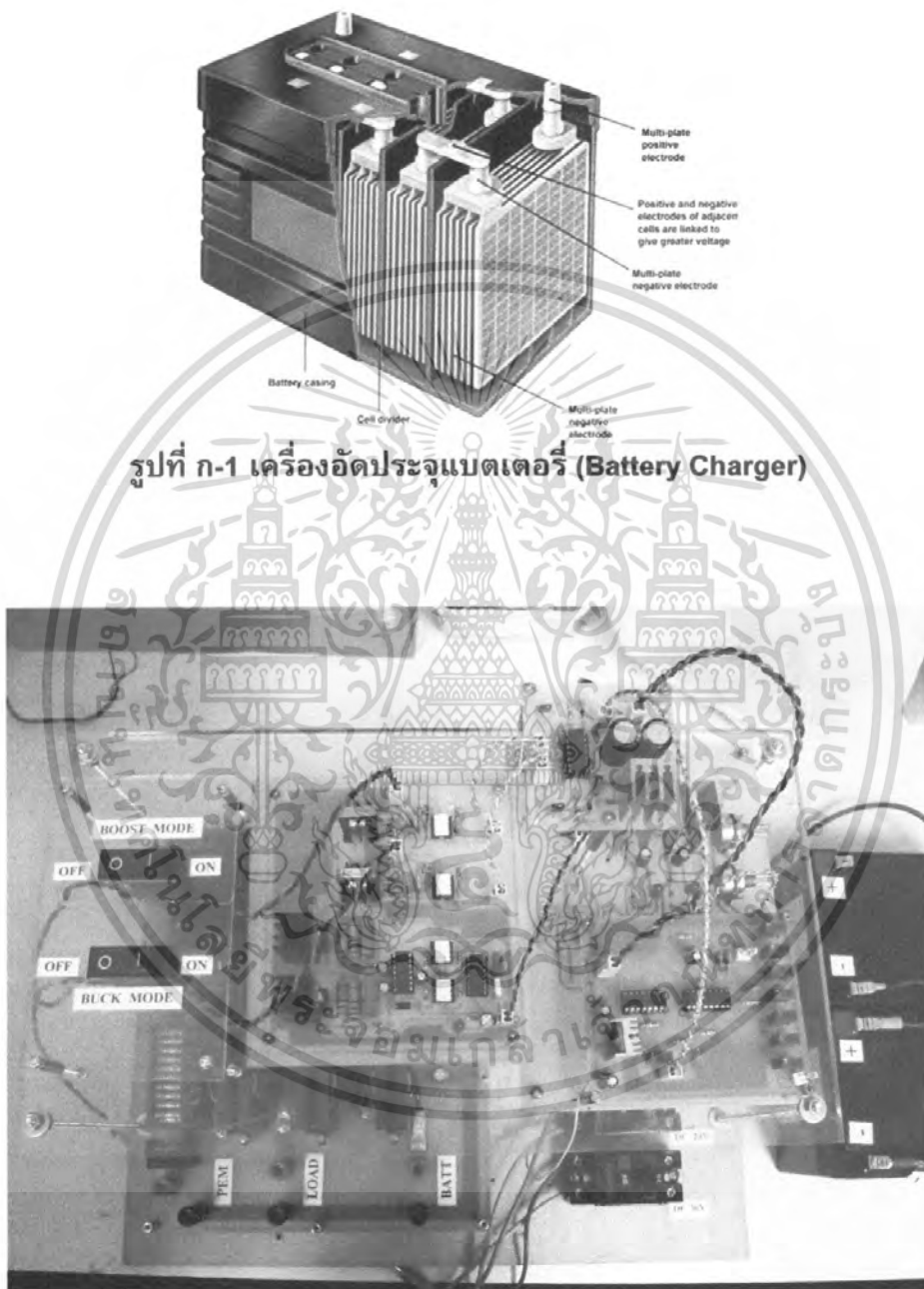


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



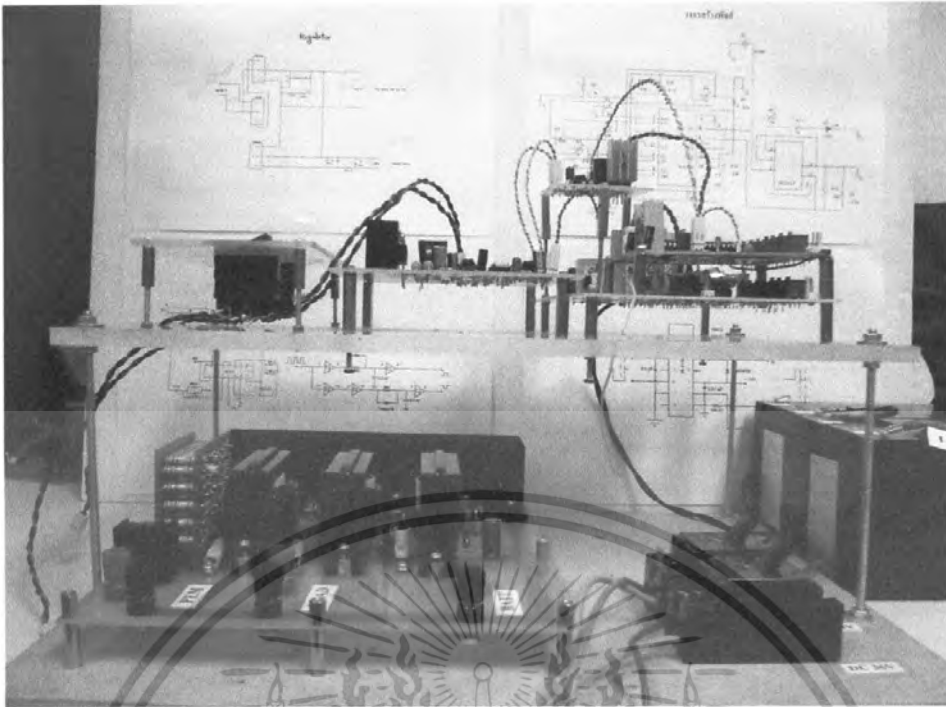
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-1 เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่ (Battery Charger)

รูปที่ ก-2 วงจรการทำงานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

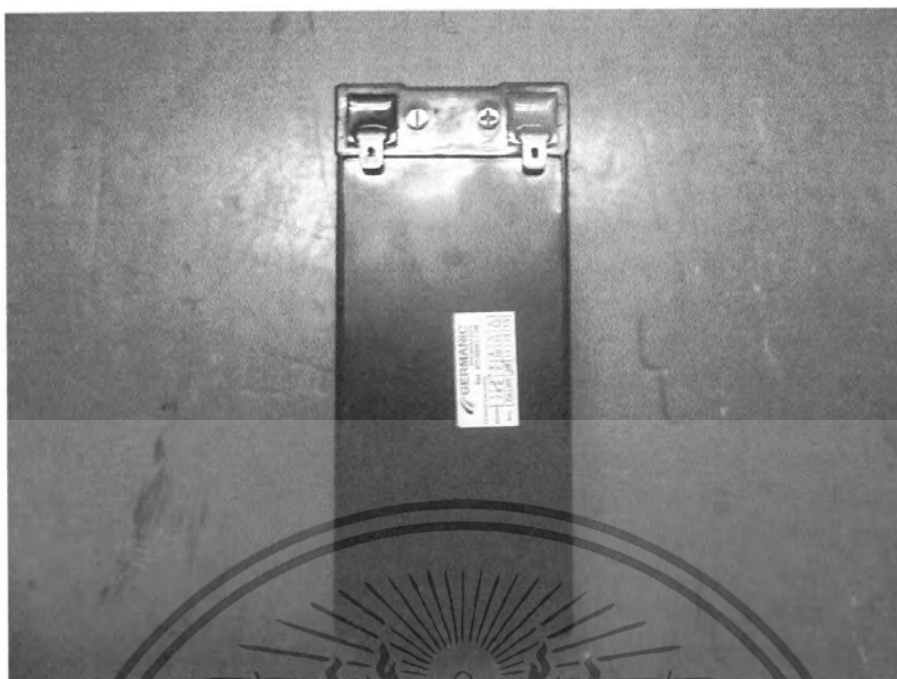


รูปที่ ก-3 วงจรการทำงานจริง



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

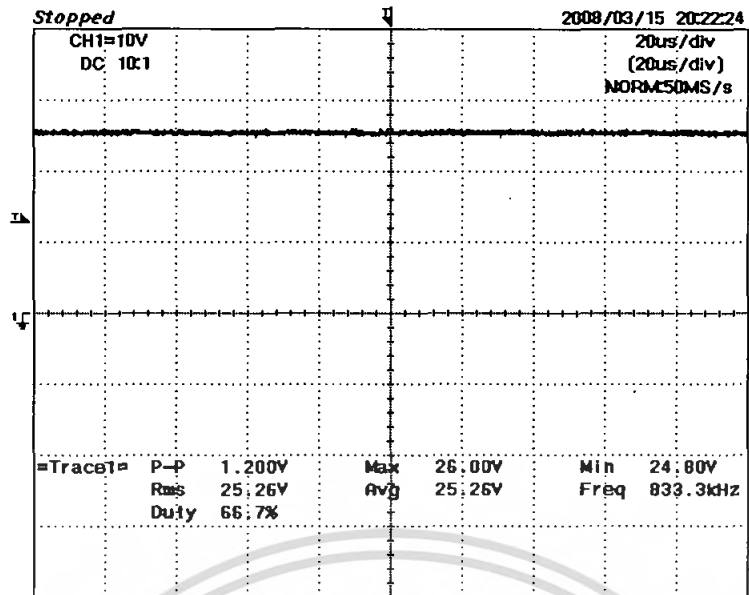


รูปที่ ก-5 แบตเตอรี่ที่ใช้ทดลอง 12 V 9Ah/20HR



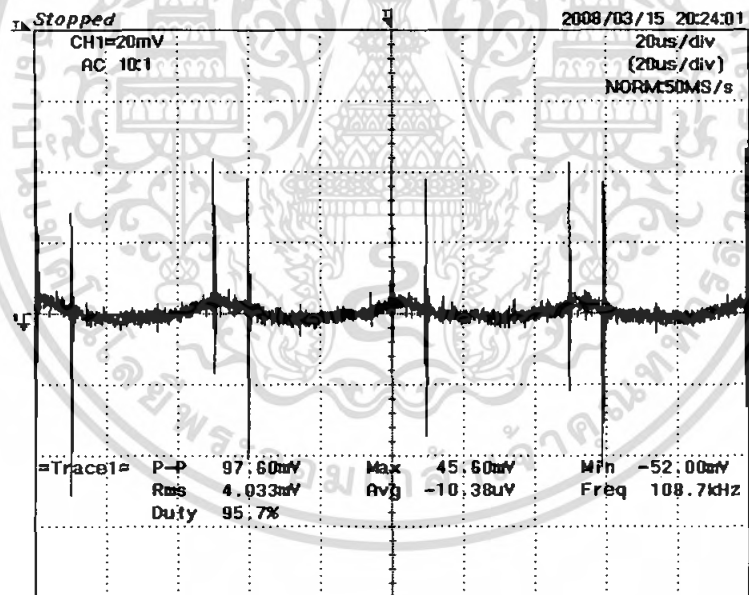
รูปที่ ก-6 แบตเตอรี่ที่ใช้ทดลอง 24 V 9Ah/20HR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

รูปที่ ก-7 แรงดันขณะชาร์จแบตเตอรี่

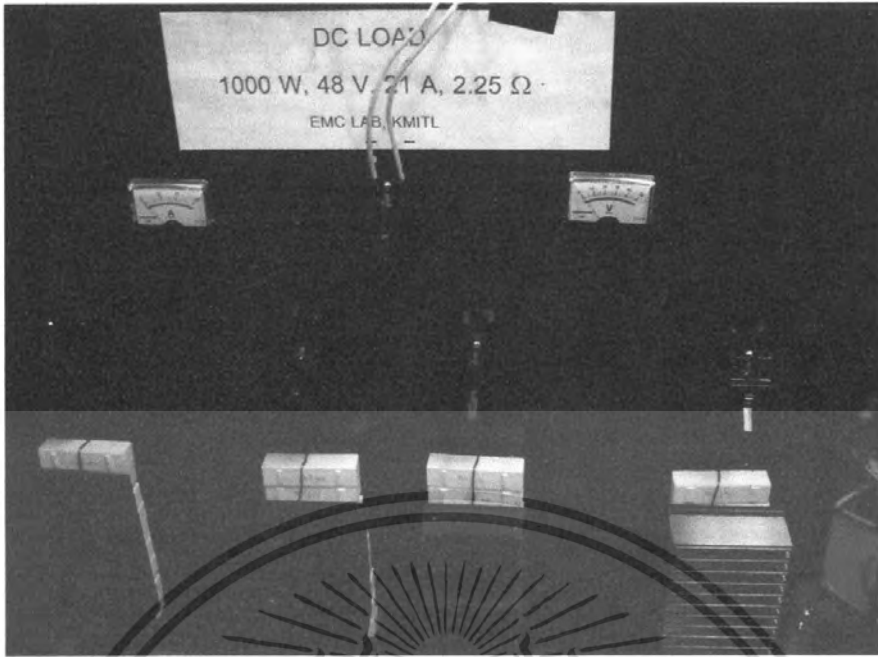


=Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
 Smoothing : ON CH1 : ----- Main : 10K Mode : AUTO
 BW : FULL CH2 : 0.0V Zoom : 10K Type : EDGE CH1 \uparrow
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

รูปที่ ก-8 แรงดันrippleขณะชาร์จแบตเตอรี่

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

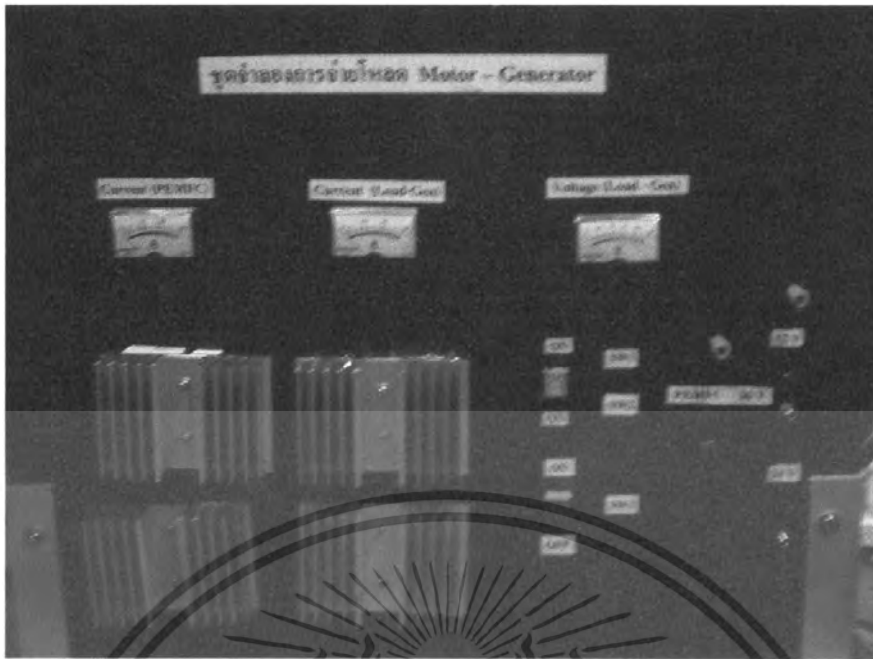


รูปที่ ก-9 แผงโหลดทดลอง DC Load 1000 W, 48 V, 21A, 2.25 Ω

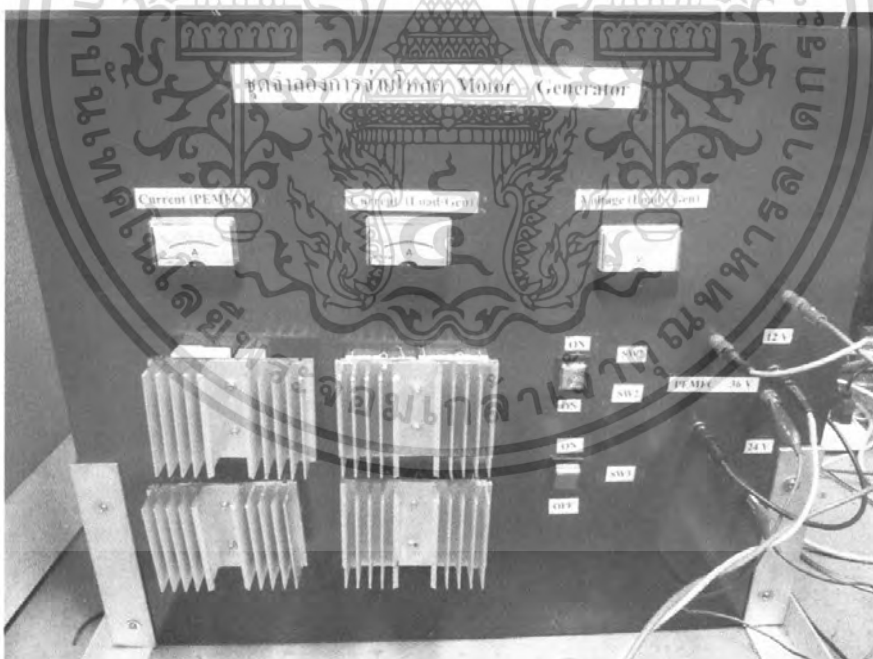


รูปที่ ก-10 แผงโหลดทดลอง DC Load 1000 W, 48 V, 21A, 2.25 Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก-11 แผงโหลดชุดจำลองการจ่ายโหลด 10 Ω, 4Ω, 2Ω



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Order this document by TL494/D

TL494

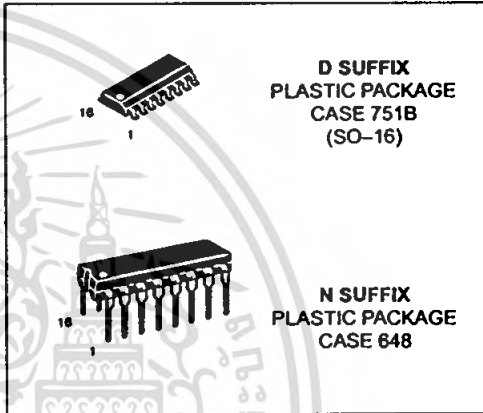
SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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 Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

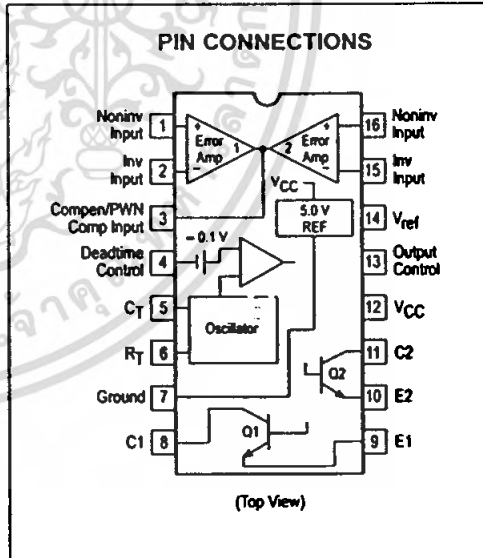
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42		V
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	T _A	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T _A	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V)	Reg_{line}	-	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA)	Reg_{load}	-	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V)	I_{SC}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V)	$I_{C(off)}$	-	2.0	100	μ A
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V)	$I_{E(off)}$	-	-	-100	μ A
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common-Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter-Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	-	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	-	10 0.2	- 3.5	μ A mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_r	-	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_f	-	25 40	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.)

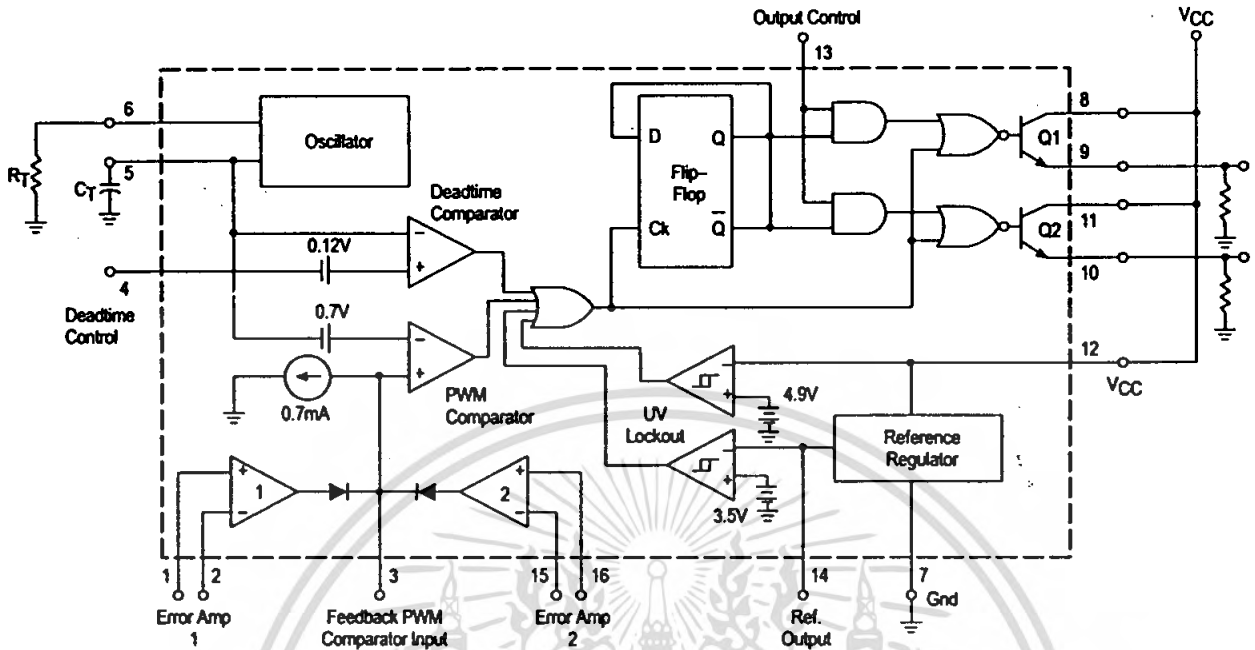
For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

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) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)} = 0.7\text{ V}$)	I_{L-}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$ to 5.25 V)	I_{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45	48	50	%
		–	45	50	
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	–	2.8	3.3	V
		0	–	–	
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V , $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$)	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} . All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	–	5.5	10	mA
		–	7.0	15	
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, $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$

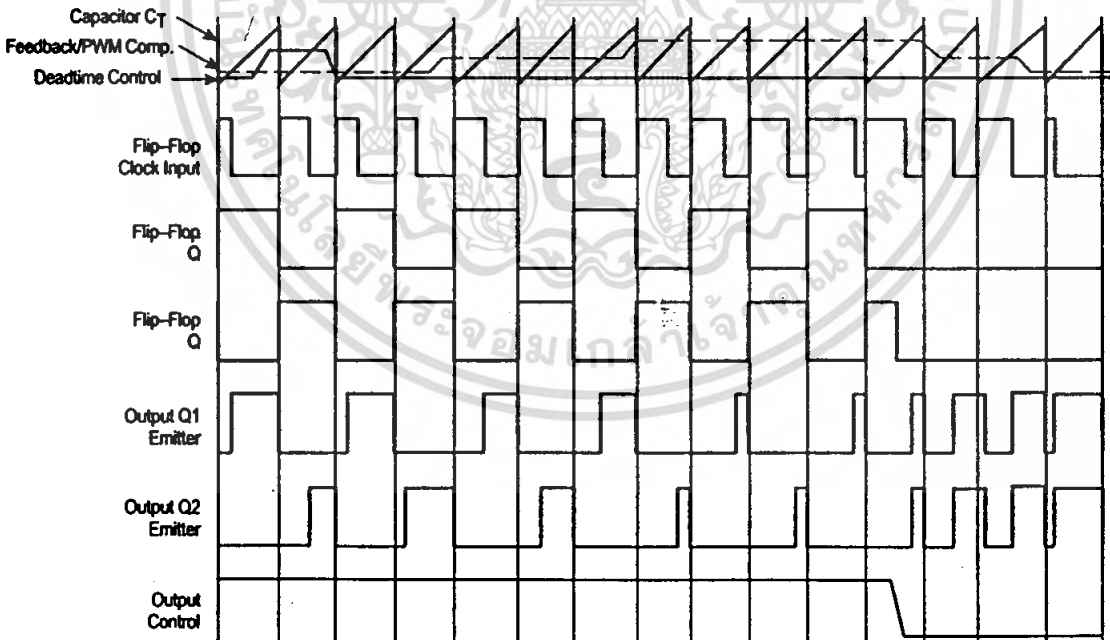
TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



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 time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

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

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, 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-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

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

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

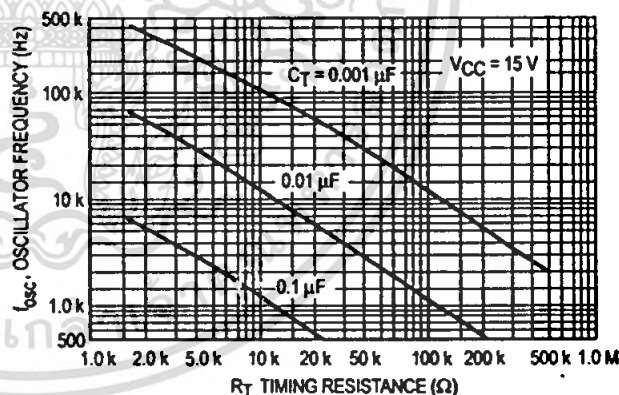


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

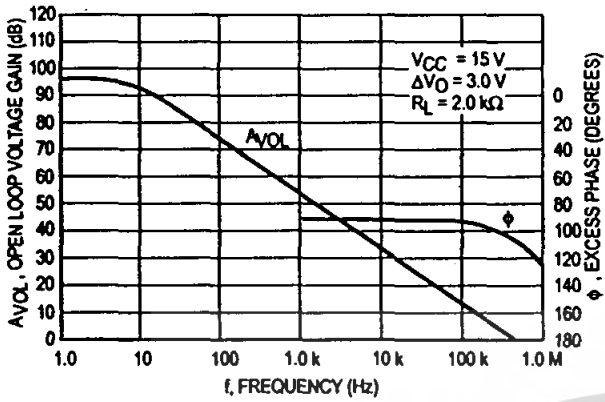


Figure 5. Percent Dearthime versus Oscillator Frequency

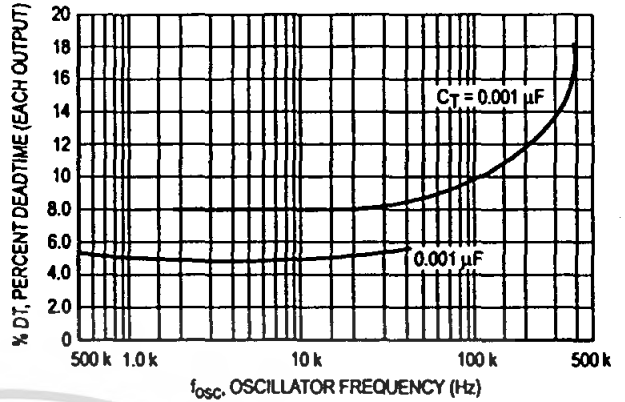


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Dearthime Control Voltage

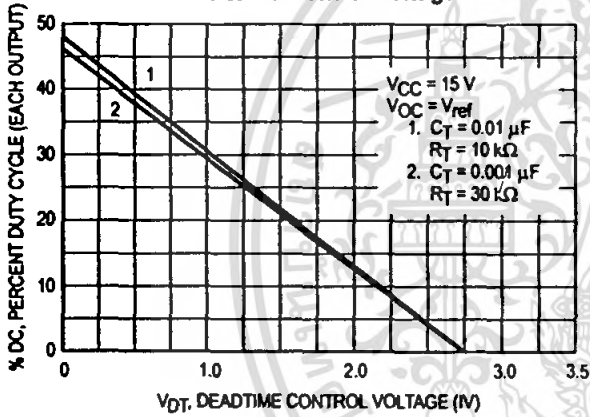


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

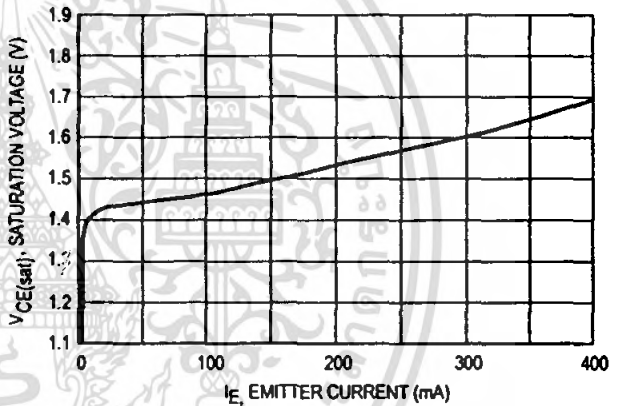


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

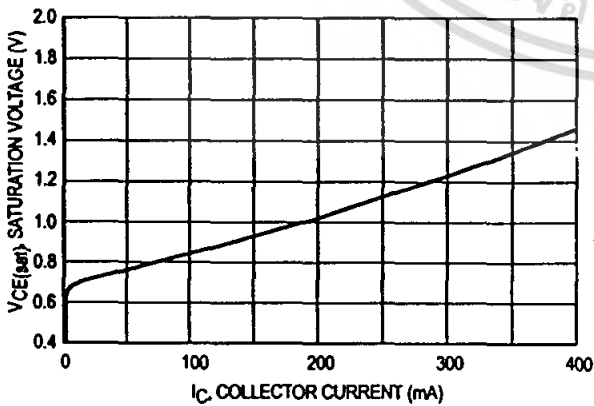


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

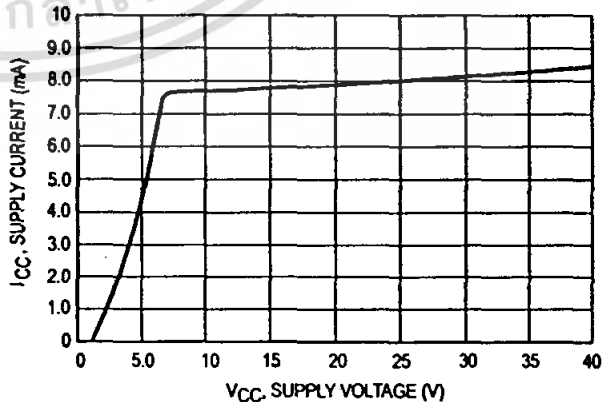


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

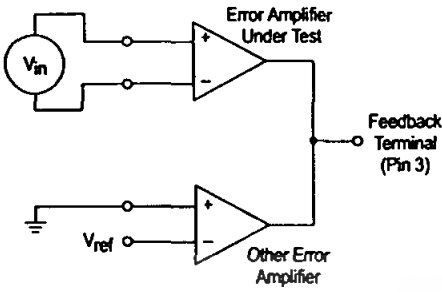


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

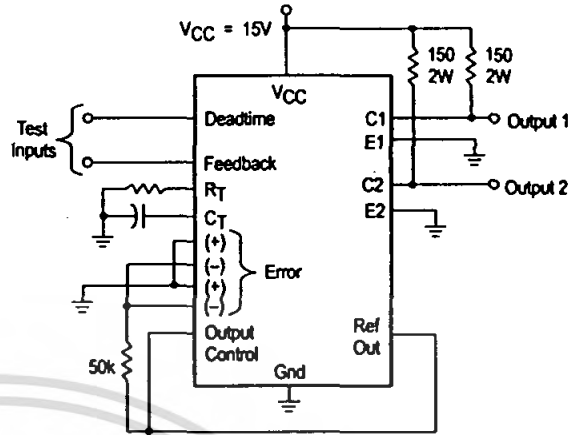


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

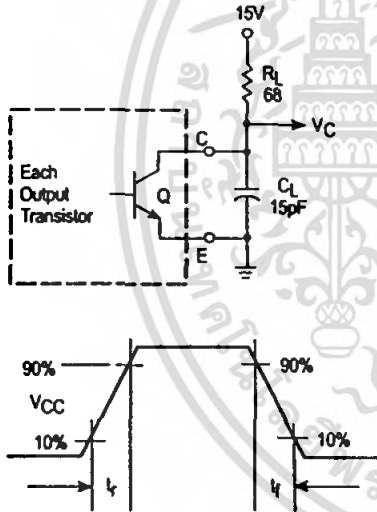


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

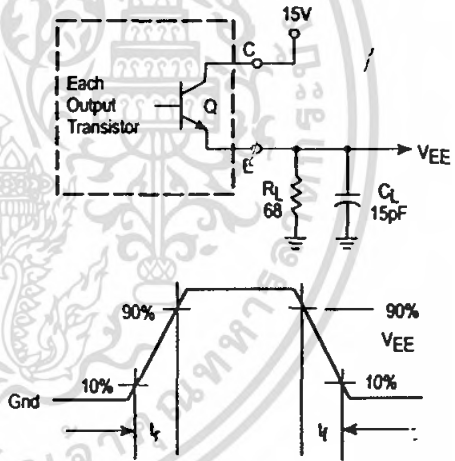


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

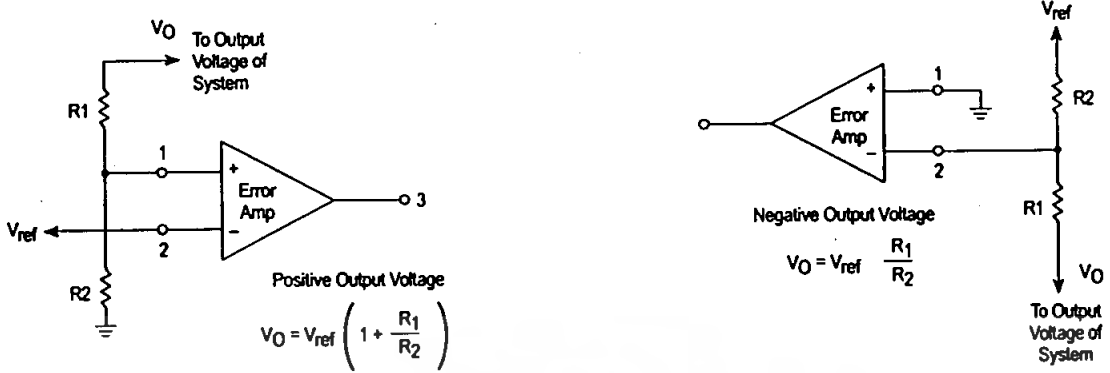


Figure 15. Deadtime Control Circuit

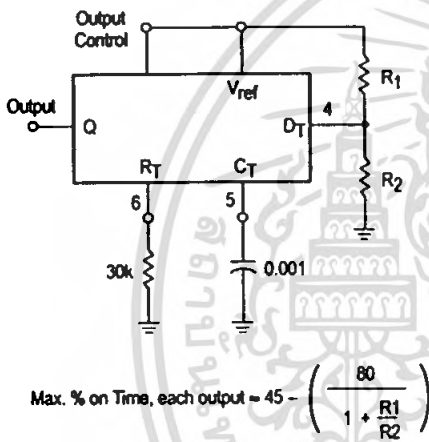


Figure 16. Soft-Start Circuit

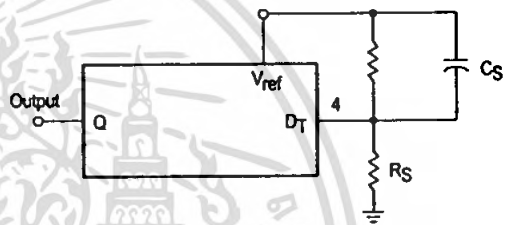
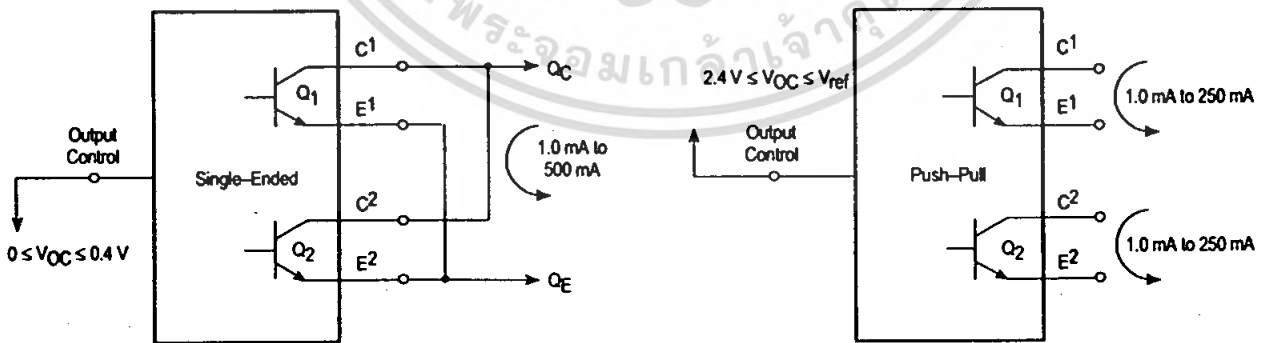


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

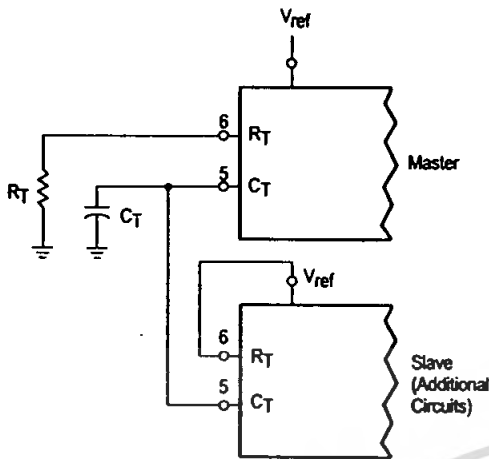


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

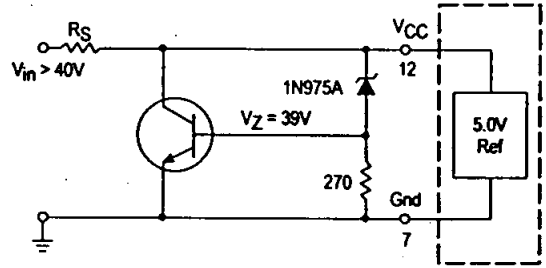
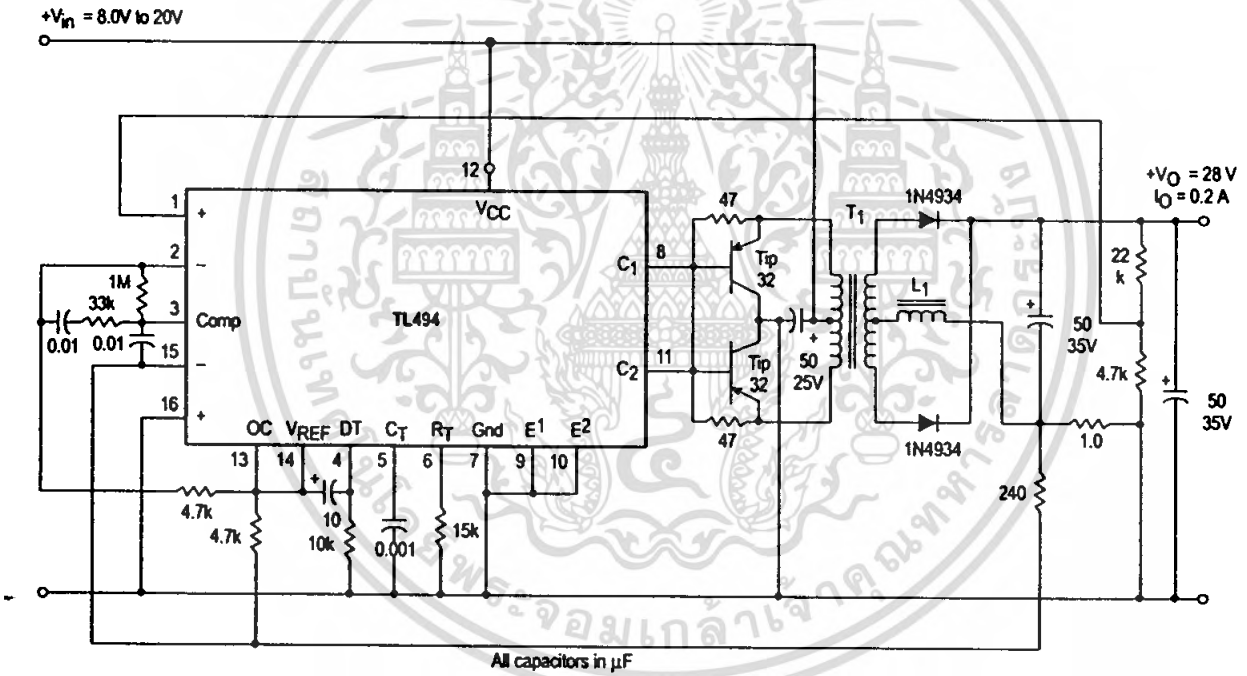


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

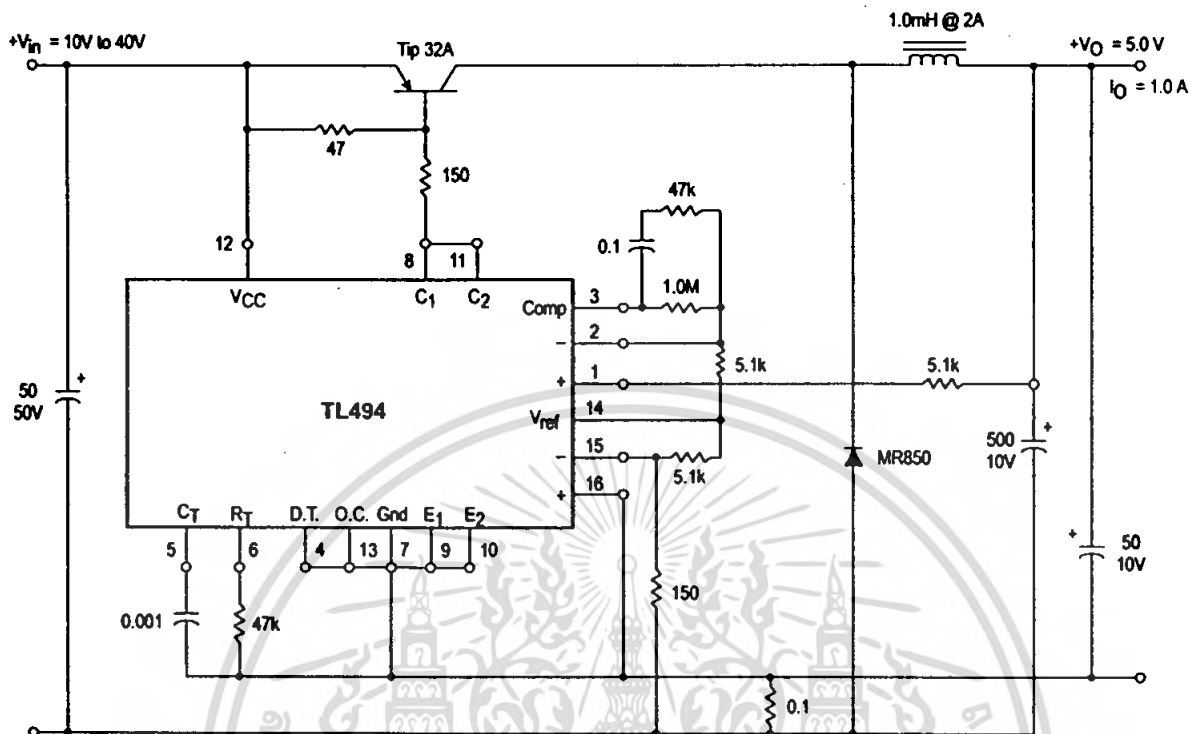


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V, }I_O = 1.0\text{ mA to }1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V, }I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V, }R_L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

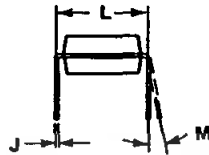
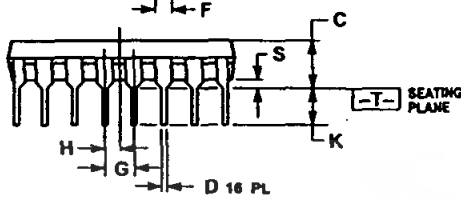
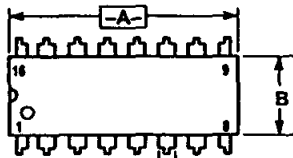
Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter



Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	72%

TL494 OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R



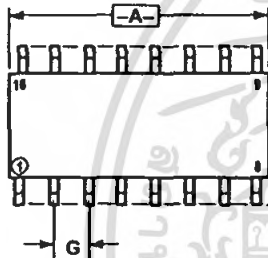
⊕ 0.25 (0.010) Ⓜ T A Ⓜ

NOTES:

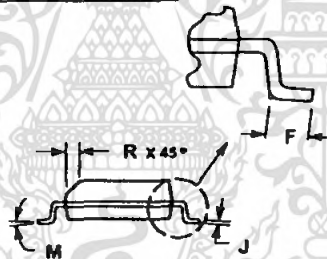
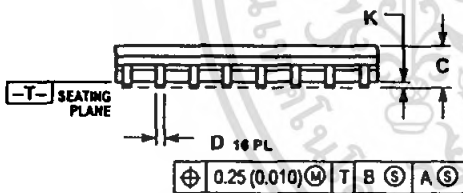
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

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	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	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

D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751B-05 (SO-16) ISSUE J



⊕ 0.25 (0.010) Ⓜ B Ⓜ



⊕ 0.25 (0.010) Ⓜ T B Ⓜ A Ⓜ

NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	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 TA49041.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
RHRG30120	TO-247	RHRG30120

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol



Features

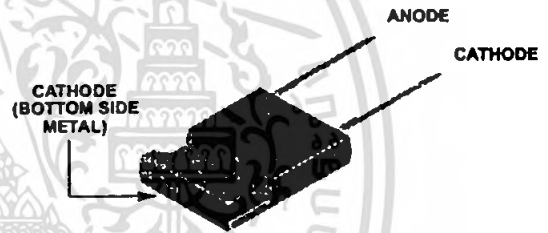
- Hyperfast with Soft Recovery <65ns
- Operating Temperature 175°C
- Reverse Voltage 1200V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supplies
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging

JEDEC STYLE TO-247



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$

	RHRG30120	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM} 1200	V
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM} 1200	V
DC Blocking Voltage	V_R 1200	V
Average Rectified Forward Current	$I_{F(AV)}$ 30	A
($T_C = 78^\circ\text{C}$)		
Repetitive Peak Surge Current	I_{FRM} 60	A
(Square Wave, 20kHz)		
Nonrepetitive Peak Surge Current	I_{FSM} 300	A
(Halfwave, 1 Phase, 60Hz)		
Maximum Power Dissipation	P_D 125	W
Avalanche Energy (See Figures 7 and 8)	E_{AVL} 30	mJ
Operating and Storage Temperature	$T_{STG} T_J$ -65 to 175	°C

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 voltage ($p_w = 300\mu\text{s}$, $D = 2\%$).

I_R = Instantaneous reverse current.

t_{rr} = Reverse recovery time (See Figure 6), summation of $t_a + t_b$.

t_a = Time to reach peak reverse current (See Figure 6).

t_b = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 6).

$R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction to case.

p_w = pulse width.

D = duty cycle.

Typical Performance Curves

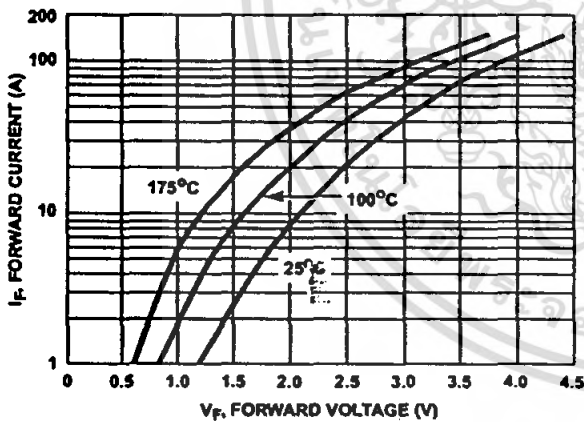


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

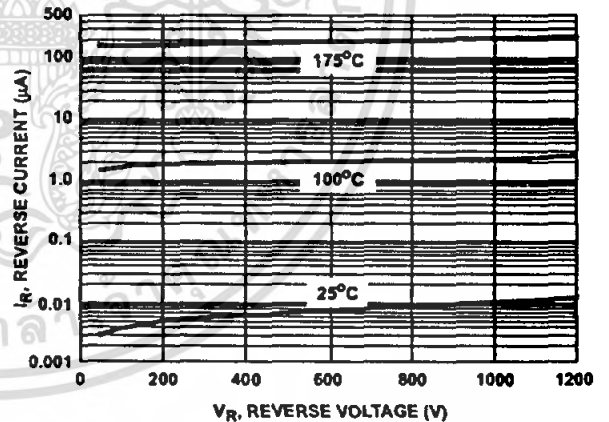


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

Typical Performance Curves (Continued)

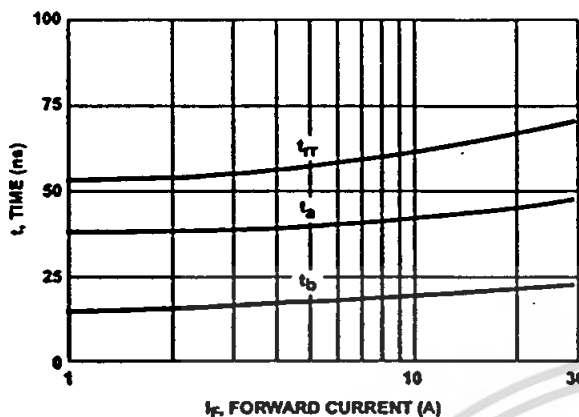


FIGURE 3. t_{tr} , t_a AND t_b CURVES vs FORWARD CURRENT

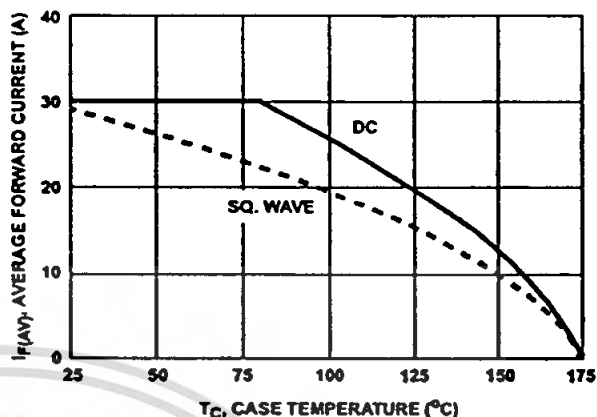


FIGURE 4. CURRENT DERATING CURVE

Test Circuits and Waveforms

V_{GE} AMPLITUDE AND R_G CONTROL $\frac{di_f}{dt}$
 t_1 AND t_2 CONTROL i_f

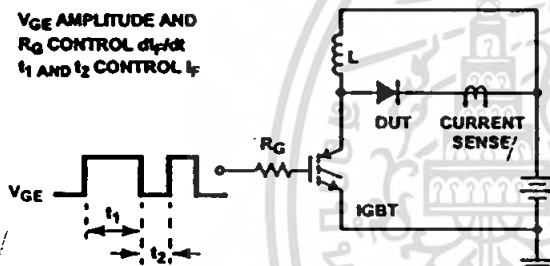


FIGURE 5. t_{tr} TEST CIRCUIT

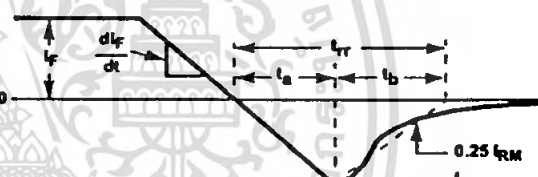


FIGURE 6. t_{tr} WAVEFORMS AND DEFINITIONS

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

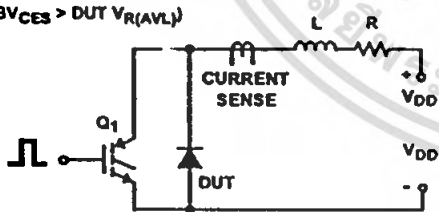


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

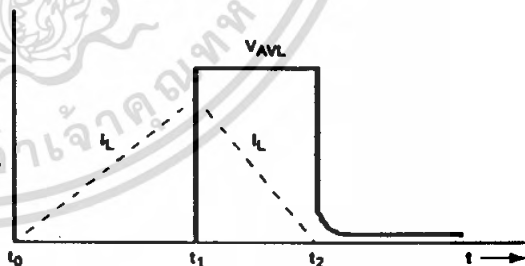


FIGURE 8. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS

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.

ACE _x ™	FAST >	OPTOLOGIC™	SMART START™	VCX™
Bottomless™	FAST _r ™	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 under license

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

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

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

Rev. H4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 switching applications operating at moderate frequencies where low conduction losses are essential.

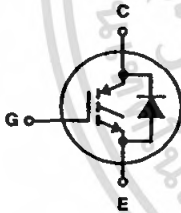
Formerly Developmental Type TA49014.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG30N60C3D	TO-247	G30N60C3D

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol

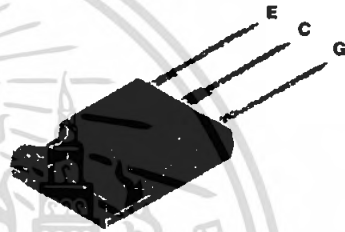


Features

- 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 IGBT PRODUCT IS COVERED BY ONE OR MORE OF THE FOLLOWING U.S. PATENTS

4,364,073	4,417,385	4,430,792	4,443,931	4,466,176	4,516,143	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	

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 2) at $V_{GE} = 10\text{V}$	15	μs

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

1. Repetitive Rating: Pulse width limited by maximum junction temperature.
2. $V_{CE(PK)} = 360\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$, $R_G = 25\Omega$.

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Collector to Emitter Breakdown Voltage	BV_{CES}	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	600	-	-	V	
Emitter to Collector Breakdown Voltage	BV_{ECS}	$I_C = 10\text{mA}$, $V_{GE} = 0\text{V}$	15	25	-	V	
Collector to Emitter Leakage Current	I_{CES}	$V_{CE} = BV_{CES}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	-	-	250	μA	
		$V_{CE} = BV_{CES}$, $T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	3.0	mA	
Collector to Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = I_{C110}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	-	1.5	1.8	V	
		$T_C = 150^\circ\text{C}$	-	1.7	2.0	V	
Gate to Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 250\mu\text{A}$, $V_{CE} = V_{GE}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	3.0	5.2	6.0	V	
Gate to Emitter Leakage Current	I_{GES}	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA	
Switching SOA	SSOA	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $R_G = 3\Omega$, $L = 100\mu\text{H}$	$V_{CE(PK)} = 480\text{V}$	200	-	-	A
			$V_{CE(PK)} = 600\text{V}$	60	-	-	A
Gate to Emitter Plateau Voltage	V_{GEP}	$I_C = I_{C110}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	-	8.1	-	V	
On-State Gate Charge	$Q_{G(ON)}$	$I_C = I_{C110}$, $V_{CE} = 0.5 BV_{CES}$	$V_{GE} = 15\text{V}$	-	162	180	nC
			$V_{GE} = 20\text{V}$	-	216	250	nC
Current Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_{CE} = I_{C110}$, $V_{CE(PK)} = 0.8 BV_{CES}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $R_G = 3\Omega$, $L = 100\mu\text{H}$	-	40	-	ns	
Current Rise Time	t_r		-	45	-	ns	
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	320	400	ns	
Current Fall Time	t_f		-	230	275	ns	
Turn-On Energy	E_{ON}		-	1050	-	μJ	
Turn-Off Energy (Note 3)	E_{OFF}		-	2500	-	μJ	
Diode Forward Voltage	V_{EC}	$I_{EC} = 30\text{A}$	-	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

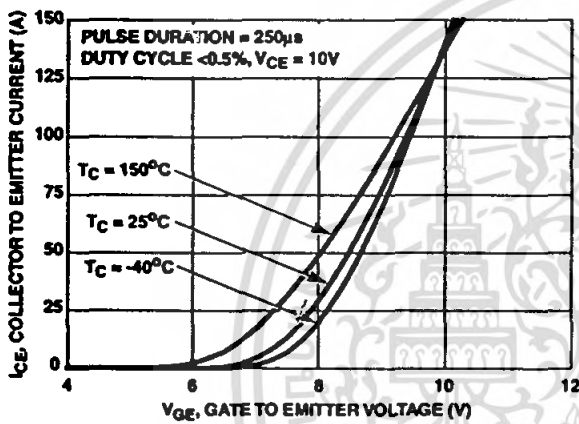


FIGURE 1. TRANSFER CHARACTERISTICS

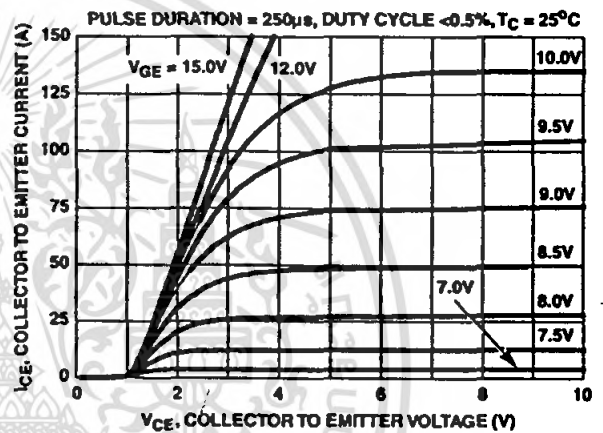


FIGURE 2. SATURATION CHARACTERISTICS

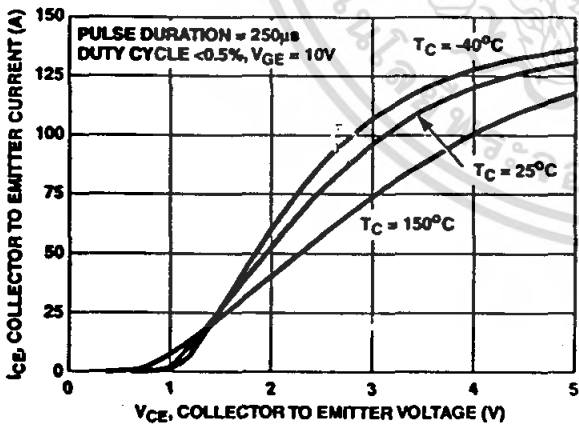


FIGURE 3. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

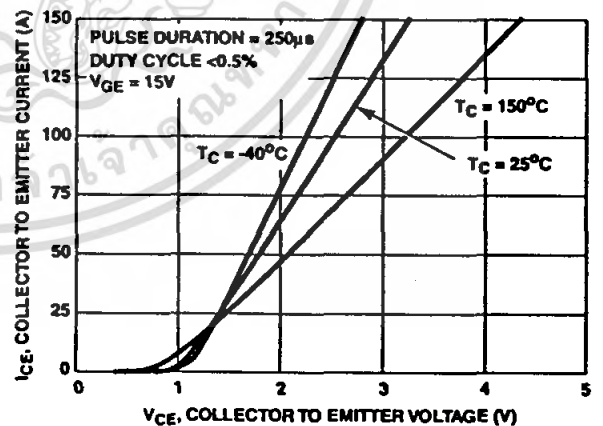


FIGURE 4. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

Typical Performance Curves (Continued)

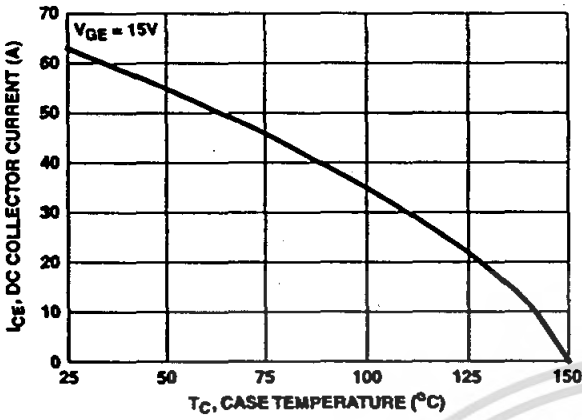


FIGURE 5. MAX. DC COLLECTOR CURRENT vs CASE TEMPERATURE

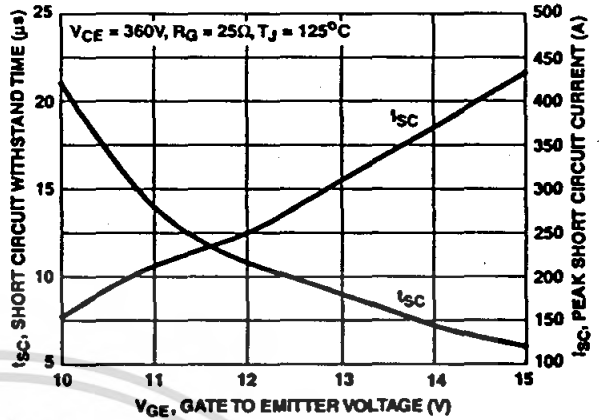


FIGURE 6. SHORT CIRCUIT WITHSTAND TIME

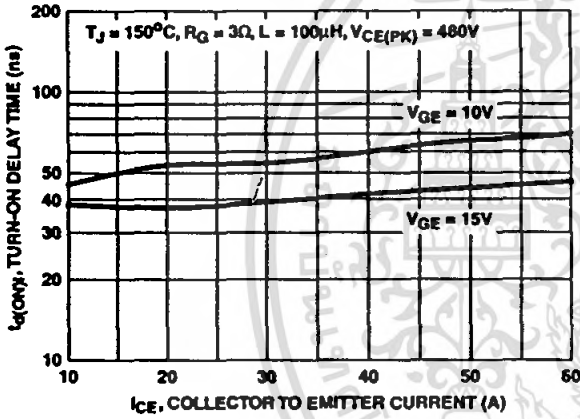


FIGURE 7. TURN-ON DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

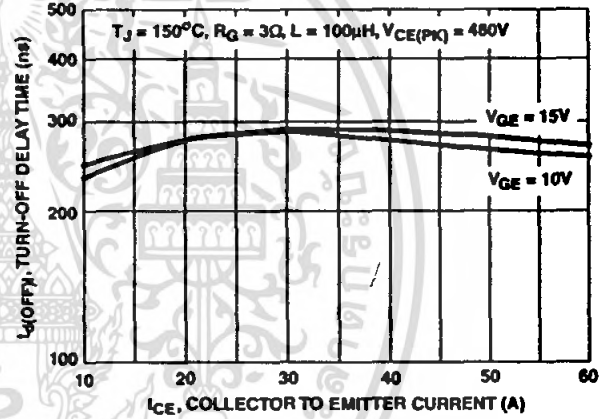


FIGURE 8. TURN-OFF DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

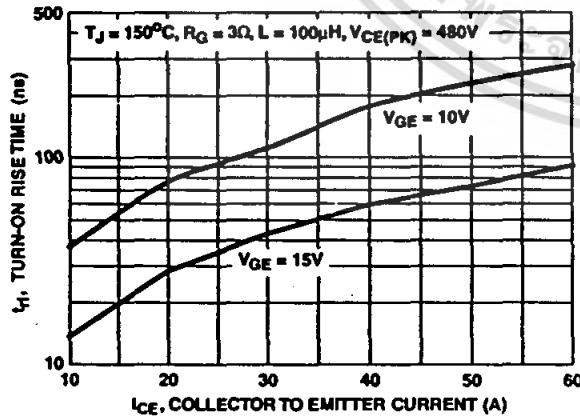


FIGURE 9. TURN-ON RISE TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

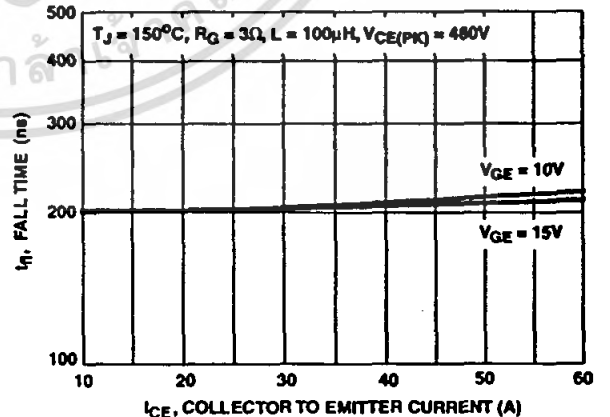


FIGURE 10. TURN-OFF FALL TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves (Continued)

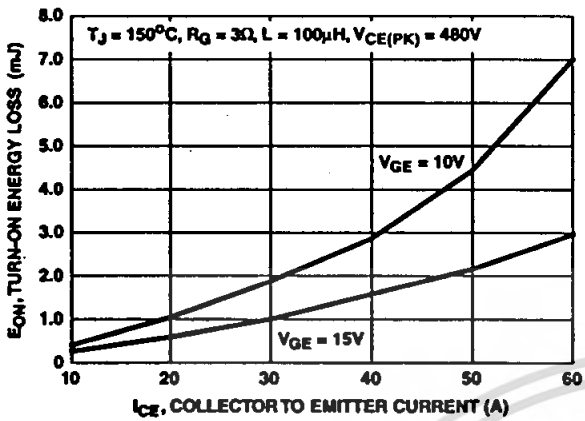


FIGURE 11. TURN-ON ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

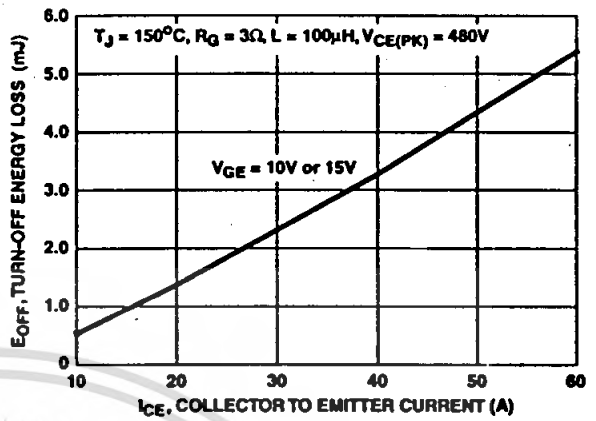


FIGURE 12. TURN-OFF ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

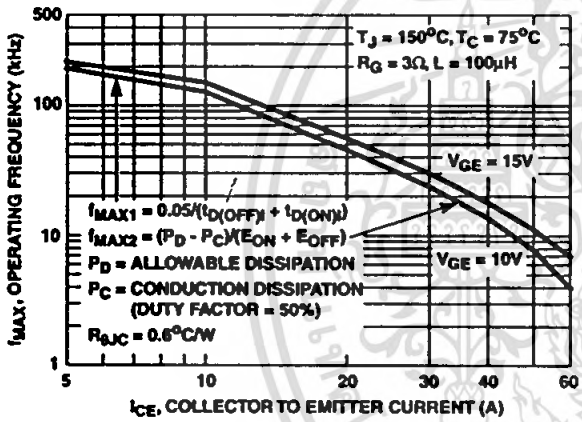


FIGURE 13. OPERATING FREQUENCY vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

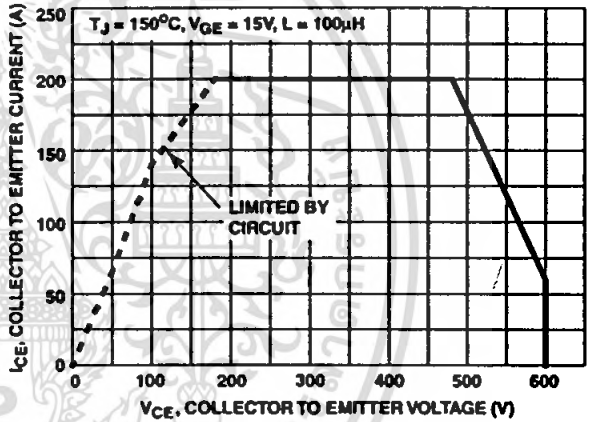


FIGURE 14. SWITCHING SAFE OPERATING AREA

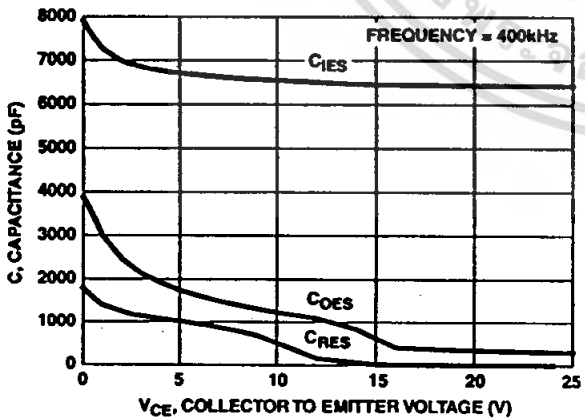


FIGURE 15. CAPACITANCE vs COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE

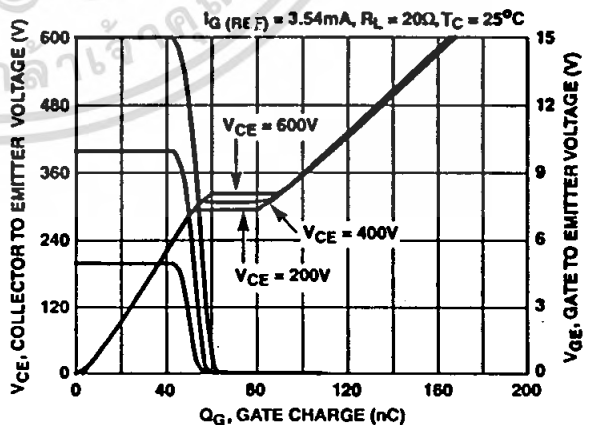


FIGURE 16. GATE CHARGE WAVEFORMS

Typical Performance Curves (Continued)

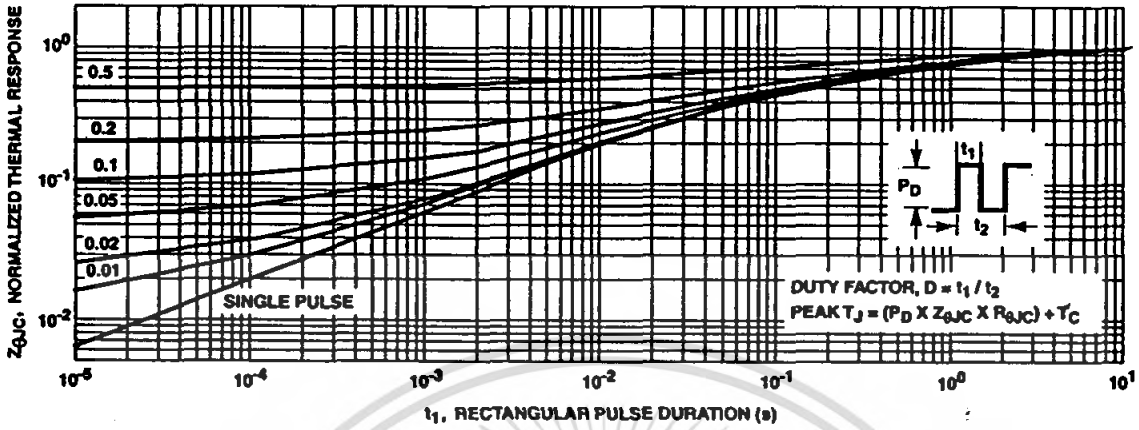


FIGURE 17. IGBT NORMALIZED TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE, JUNCTION TO CASE

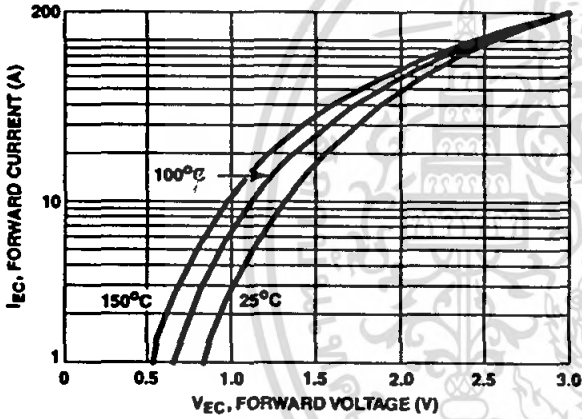


FIGURE 18. DIODE FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE DROP

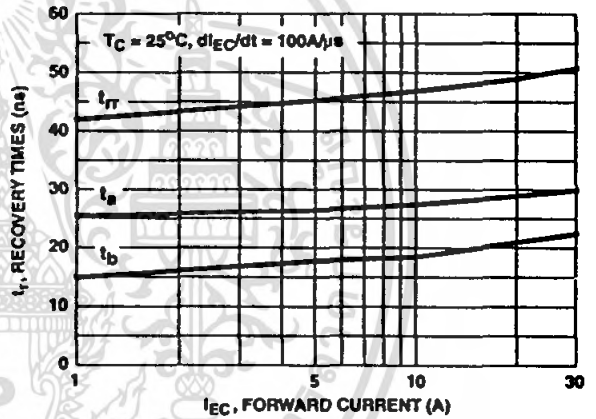


FIGURE 19. RECOVERY TIMES vs FORWARD CURRENT

Test Circuit and Waveforms

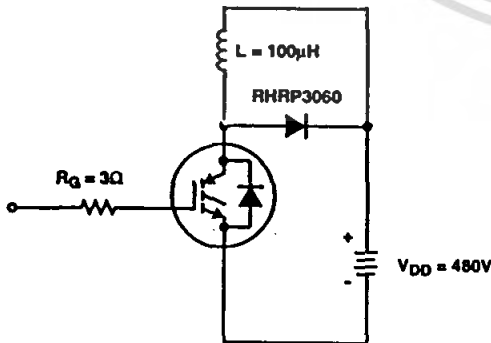


FIGURE 20. INDUCTIVE SWITCHING TEST CIRCUIT

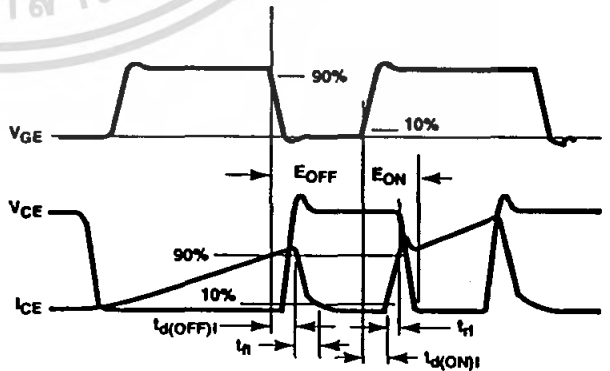


FIGURE 21. SWITCHING TEST WAVEFORMS

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 by hand from their carriers, the hand being used should be grounded by any suitable means - for example, with a metallic wristband.
3. Tips of soldering irons should be grounded.
4. Devices should never be inserted into or removed from circuits with power on.
5. **Gate Voltage Rating** - Never exceed the gate-voltage rating of V_{GEM} . Exceeding the rated V_{GE} can result in permanent damage to the oxide layer in the gate region.
6. **Gate Termination** - The gates of these devices are essentially capacitors. Circuits that leave the gate open-circuited or floating should be avoided. These conditions can result in turn-on of the device due to voltage buildup on the input capacitor due to leakage currents or pickup.
7. **Gate Protection** - These devices do not have an internal monolithic zener diode from gate to emitter. If gate protection is required an external zener is recommended.

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 limiting condition for an application other than T_{JM} . $t_{D(OFF)}$ is important when controlling output ripple under a lightly loaded condition.

f_{MAX2} is defined by $f_{MAX2} = (P_D - P_C) / (E_{OFF} + E_{ON})$. The allowable dissipation (P_D) is defined by $P_D = (T_{JM} - T_C) / R_{\theta JC}$. The sum of device switching and conduction losses must not exceed P_D . A 50% duty factor was used (Figure 13) and the conduction losses (P_C) are approximated by $P_C = (V_{CE} \times I_{CE}) / 2$.

E_{ON} and E_{OFF} are defined in the switching waveforms shown in Figure 21. E_{ON} is the integral of the instantaneous power loss ($I_{CE} \times V_{CE}$) during turn-on and E_{OFF} is the integral of the instantaneous power loss during turn-off. All tail losses are included in the calculation for E_{OFF} ; i.e. the collector current equals zero ($I_{CE} = 0$).

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	
DOMET™	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 under license

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

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

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

Rev. H4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

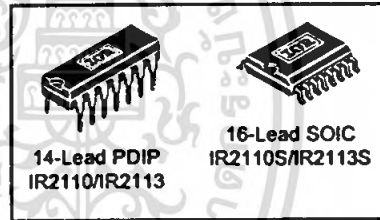
Features

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

Product Summary

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

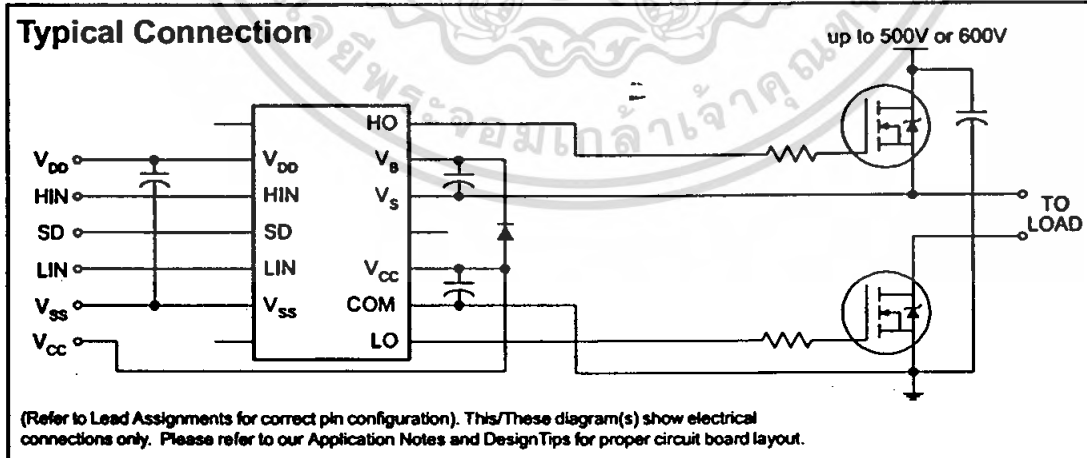
Packages



Description

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

Typical Connection



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)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV/dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

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

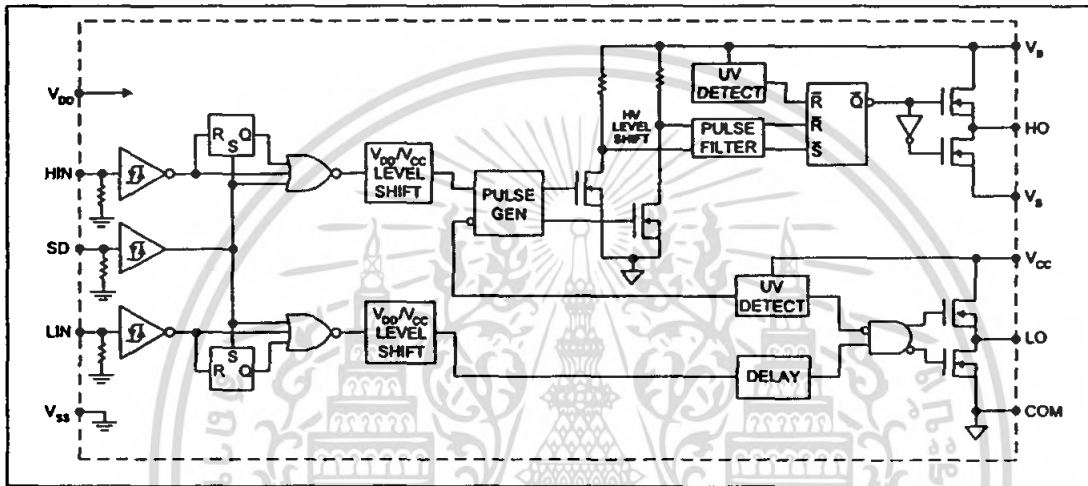
Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t _{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	V _S = 0V
t _{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		V _S = 500V/600V
t _{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		V _S = 500V/600V
t _r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t _f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	—	—	—		10 20

Static Electrical Characteristics

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

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

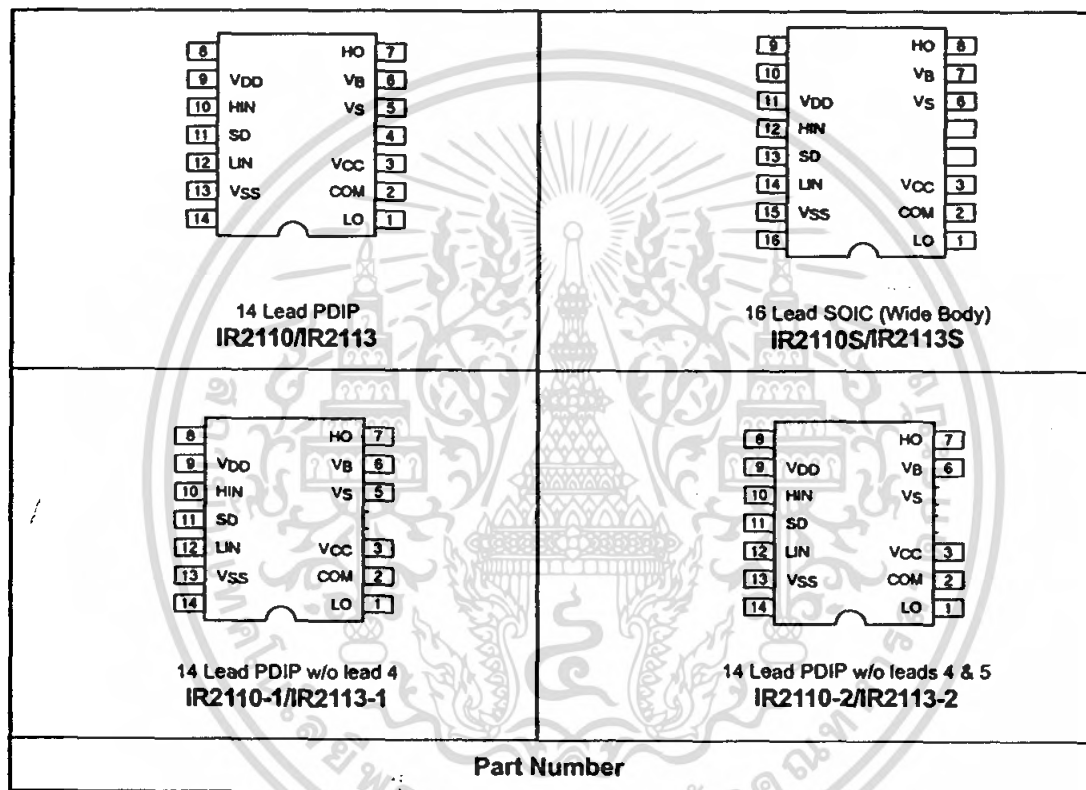
Functional Block Diagram



Lead Definitions

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

Lead Assignments



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

International
IOR Rectifier

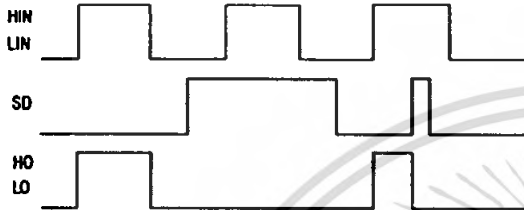


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

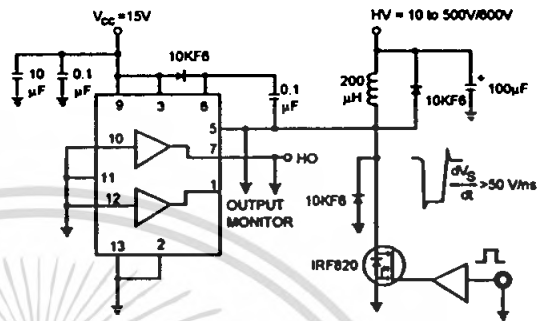


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

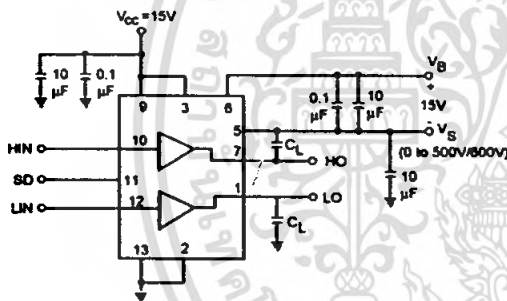


Figure 3. Switching Time Test Circuit

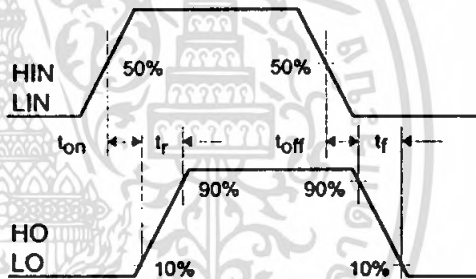


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

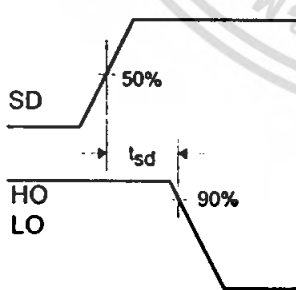


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

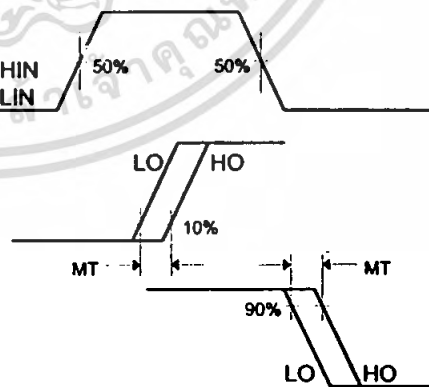


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

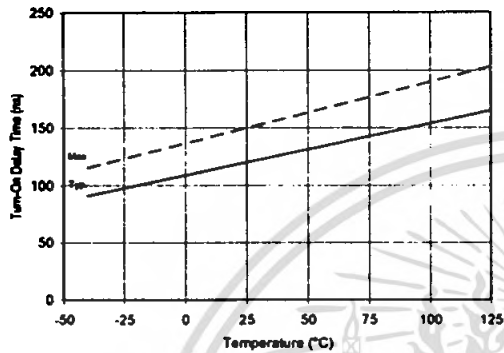


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

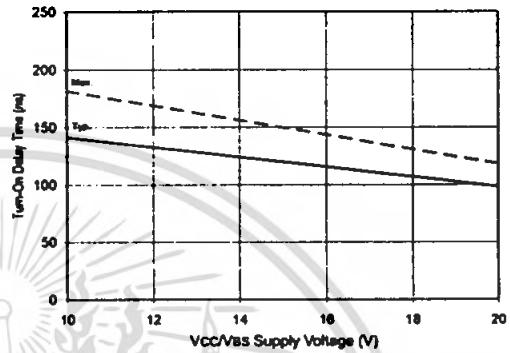


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vs Supply Voltage

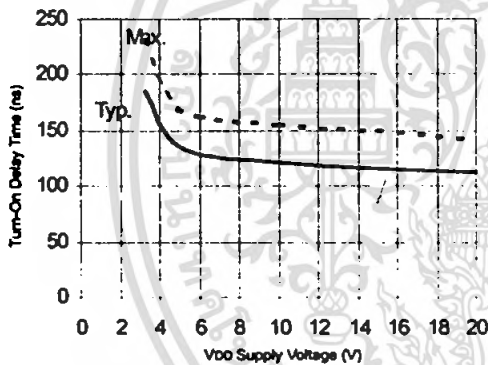


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

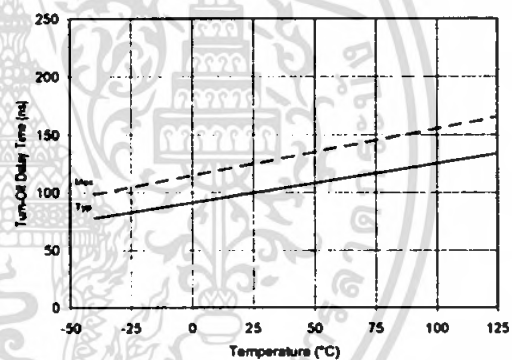


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

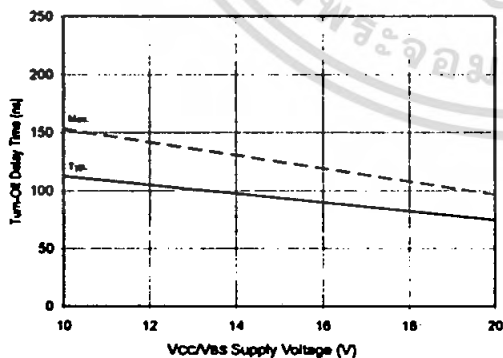


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vs Supply Voltage

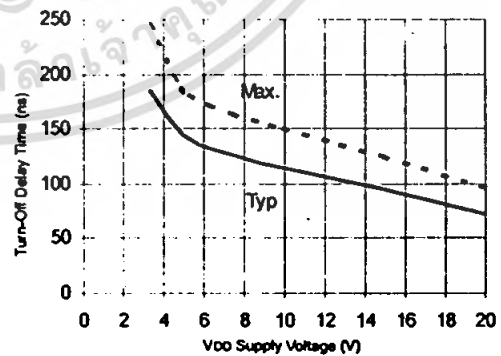


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

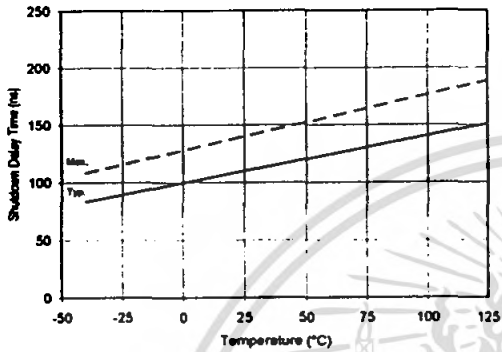


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

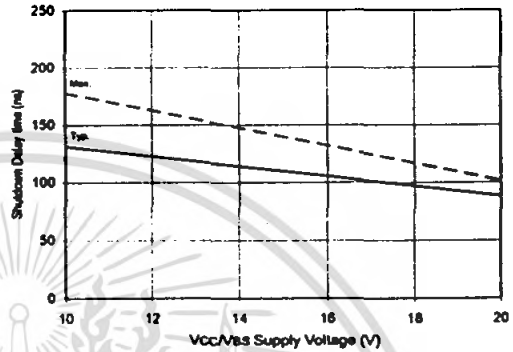


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vas Supply Voltage

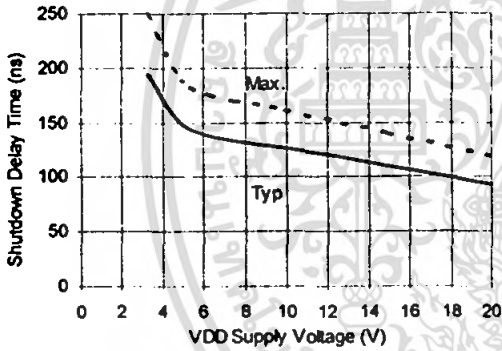


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

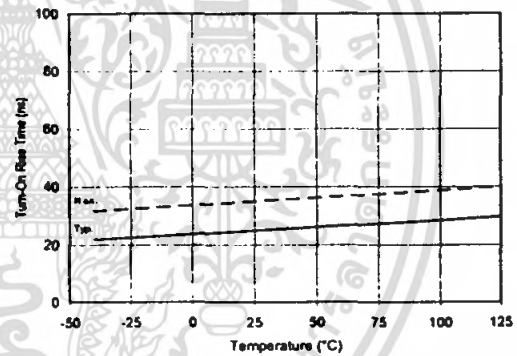


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

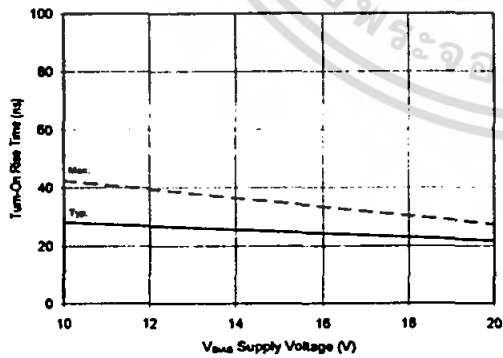


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

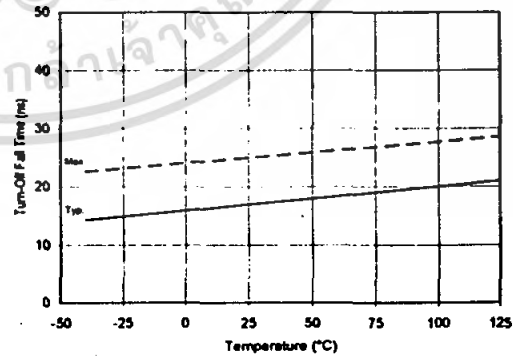


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

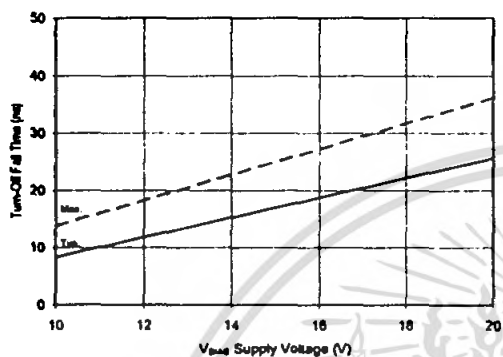


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

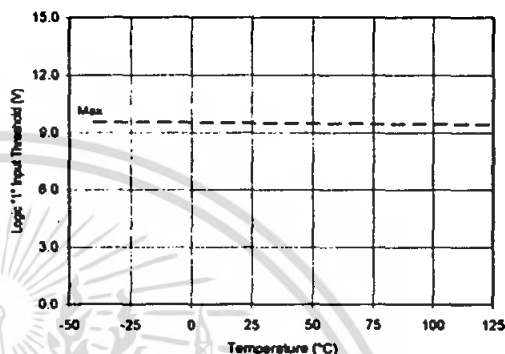


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

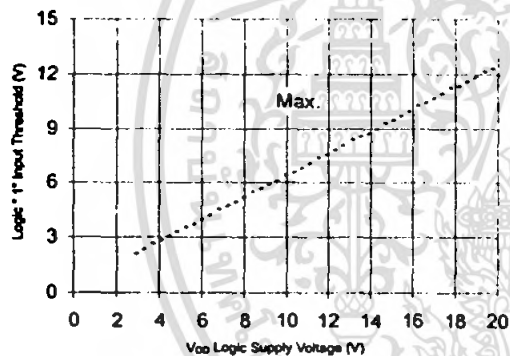


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

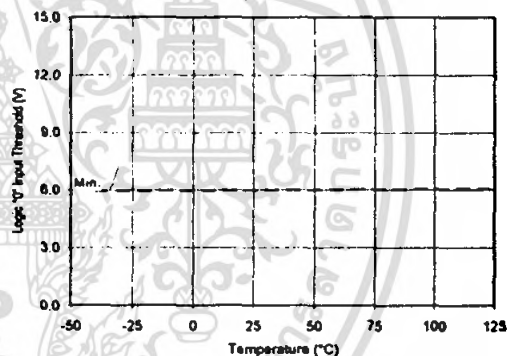


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

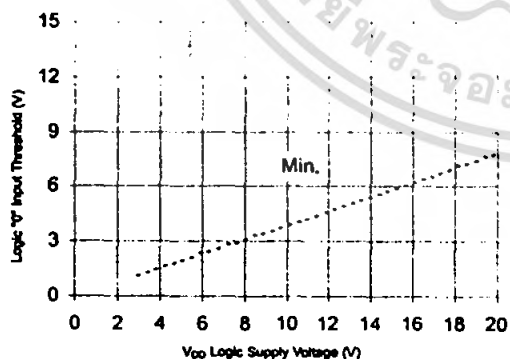


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

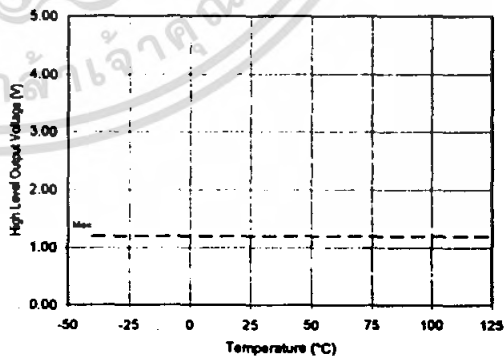


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

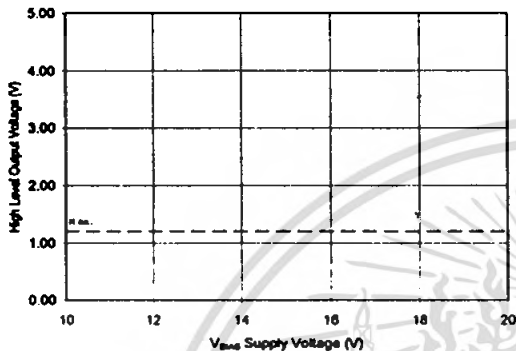


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

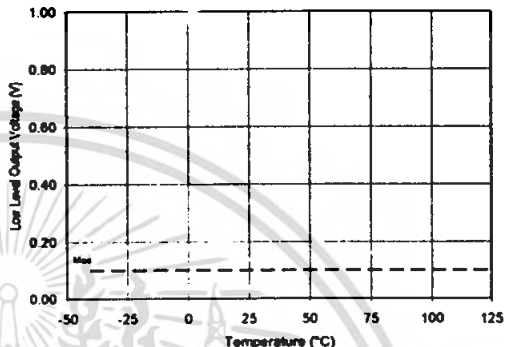


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

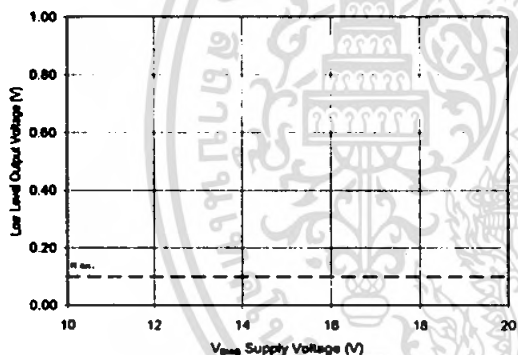


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

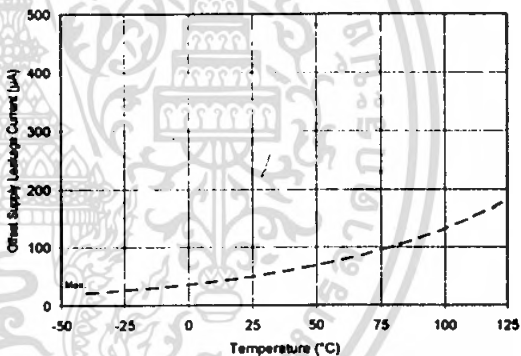


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

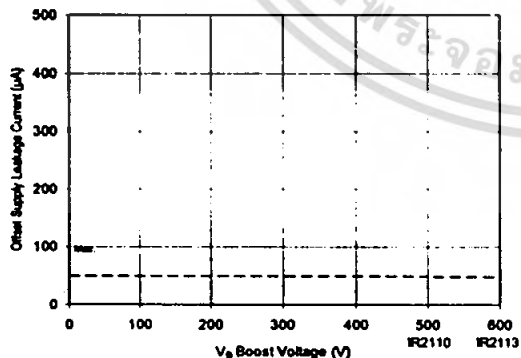


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

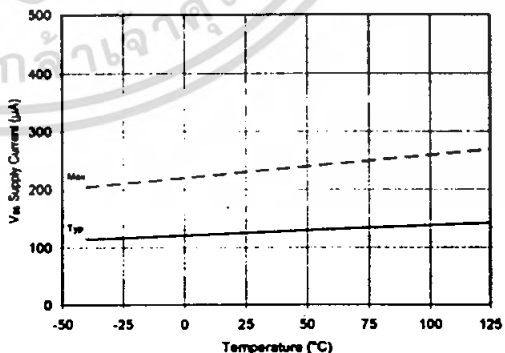


Figure 17A. VBS Supply Current vs. Temperature

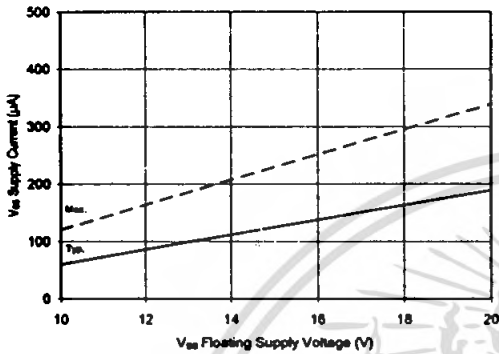


Figure 17B. V_{ss} Supply Current vs. Voltage

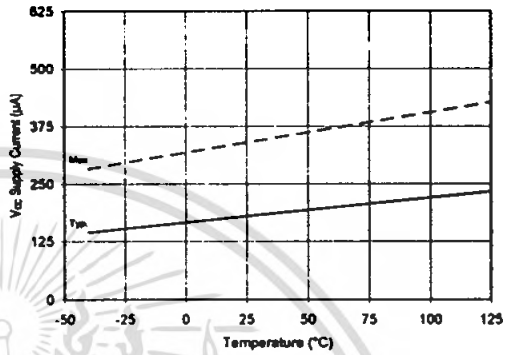


Figure 18A. V_{cc} Supply Current vs. Temperature

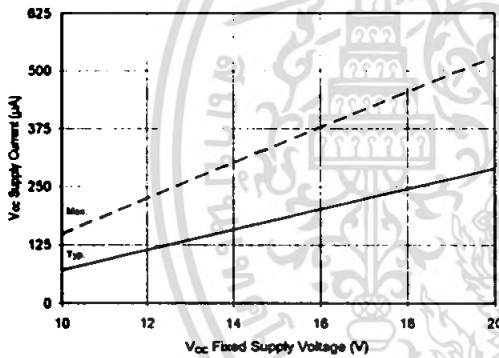


Figure 18B. V_{cc} Supply Current vs. Voltage

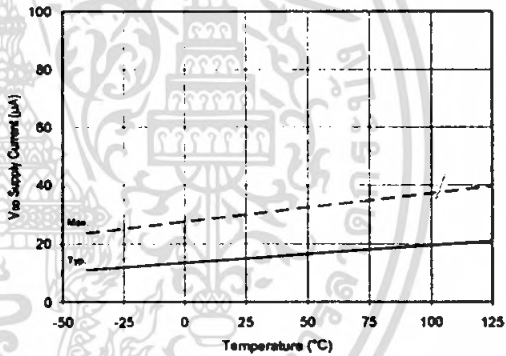


Figure 19A. V_{do} Supply Current vs. Temperature

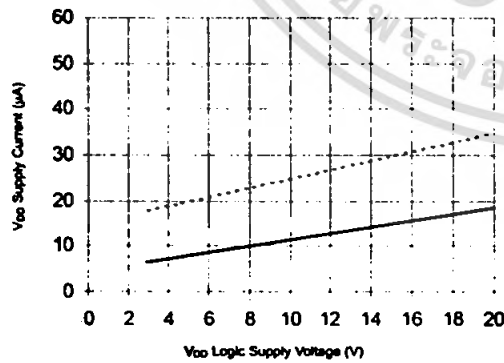


Figure 19B. V_{do} Supply Current vs. V_{do} Voltage

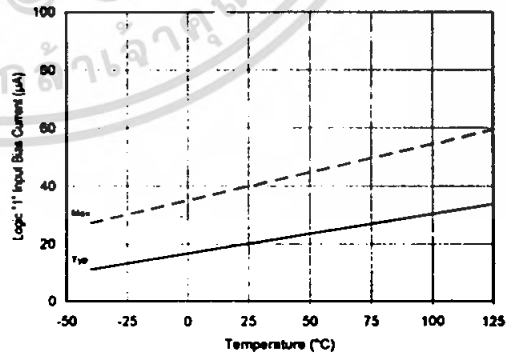


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

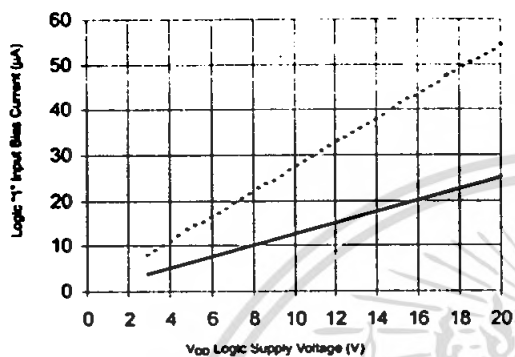


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

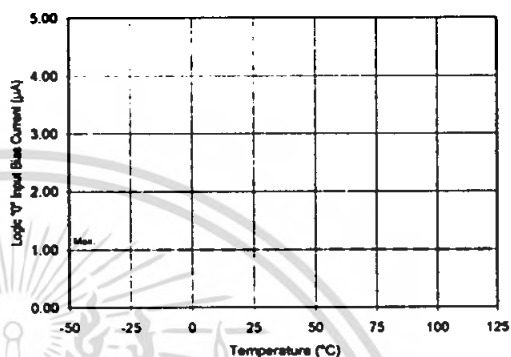


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

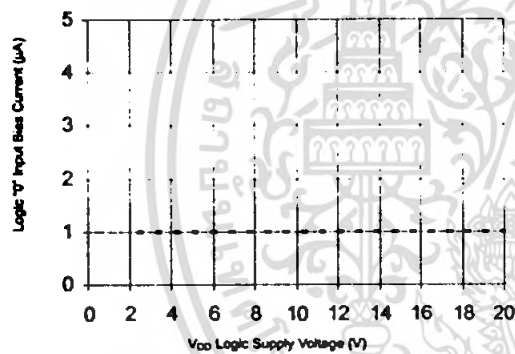


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} Voltage

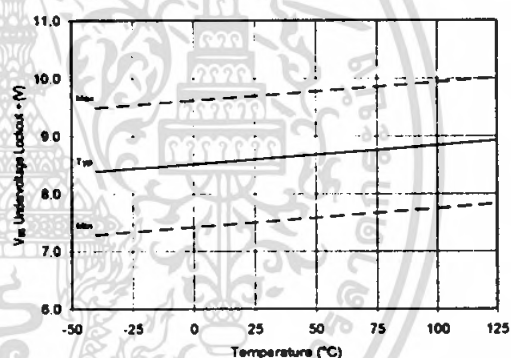


Figure 22. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

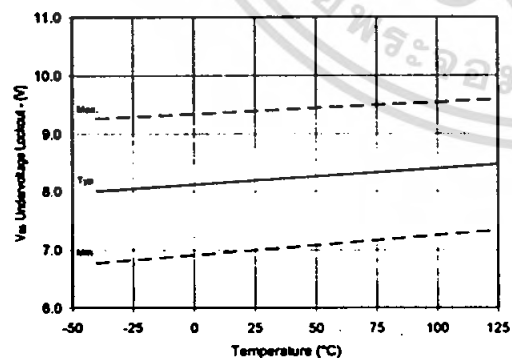


Figure 23. V_{BS} Undervoltage (-) vs. Temperature

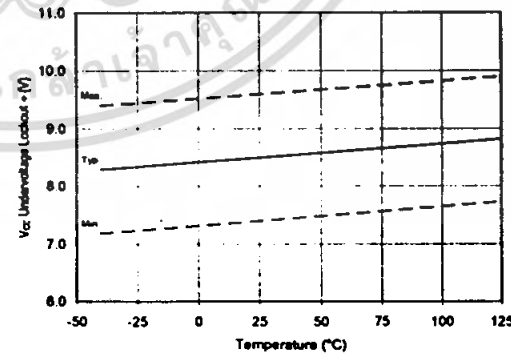


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

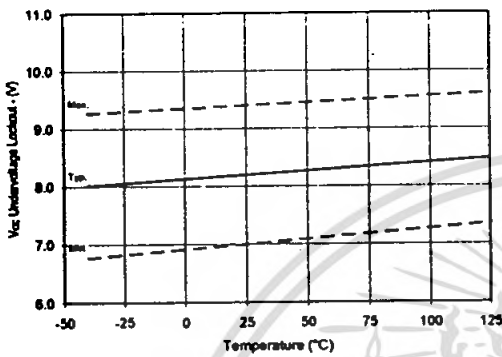


Figure 25. Vcc Undervoltage (-) vs. Temperature

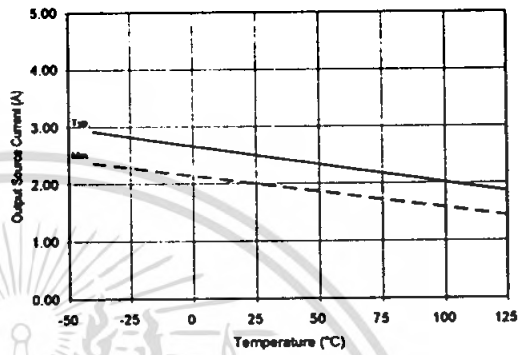


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

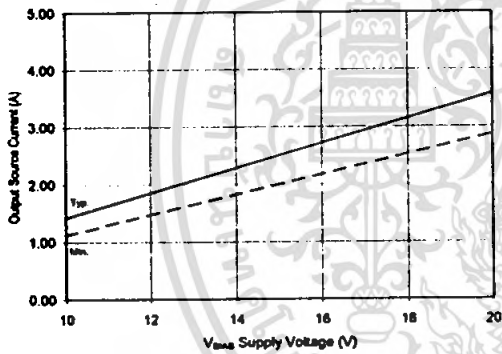


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

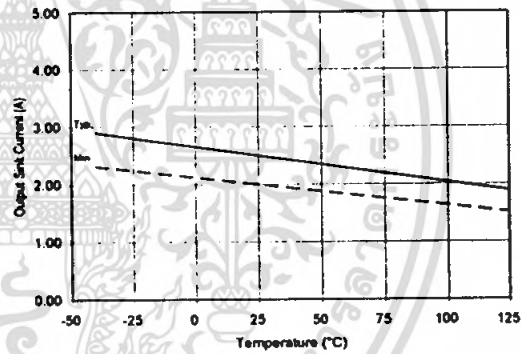


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

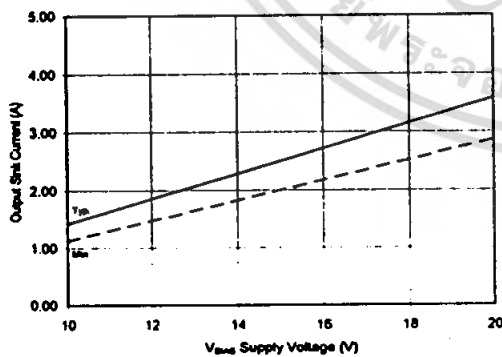


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

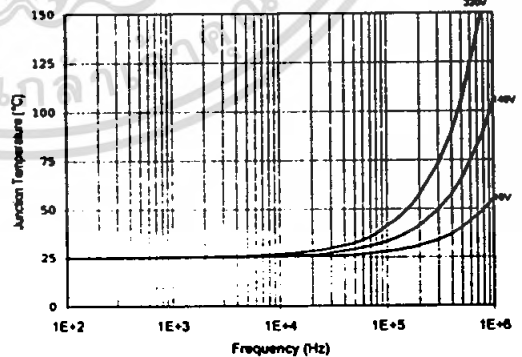


Figure 28. IR2110/IR2113 T_j vs. Frequency (IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

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

International
IR Rectifier

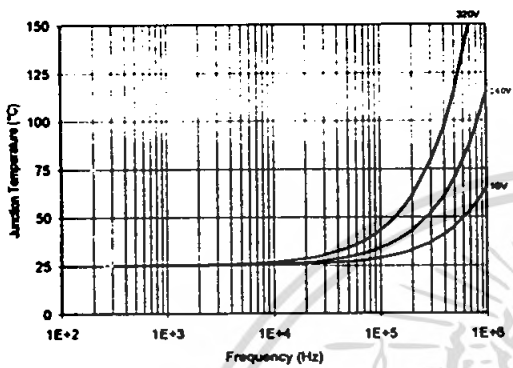


Figure 29. IR2110/IT2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

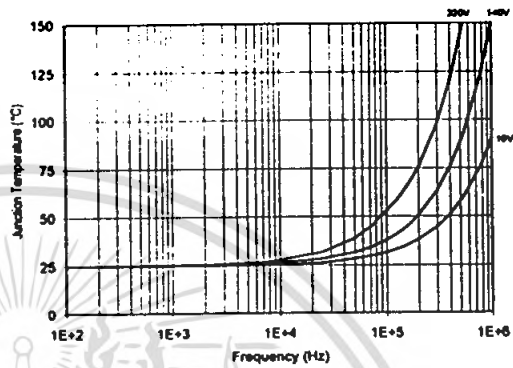


Figure 30. IR2110/R2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

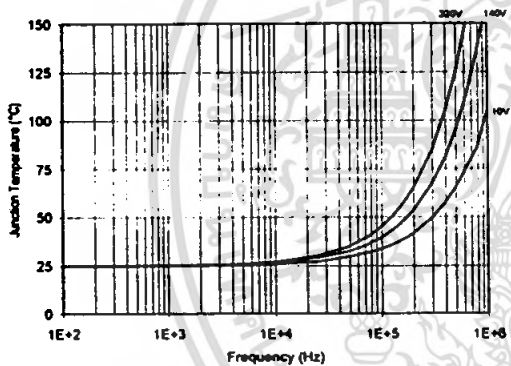


Figure 31. IR2110/R2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

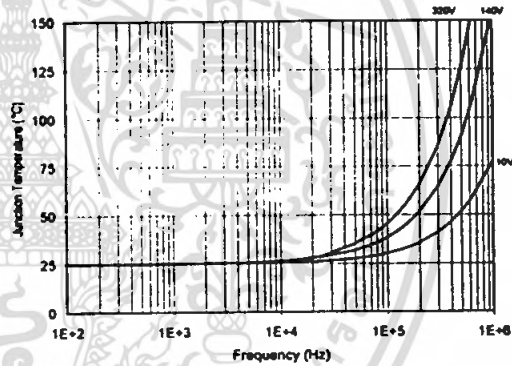


Figure 32. IR2110S/R2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

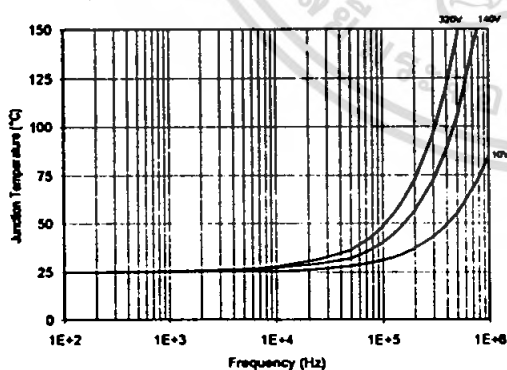


Figure 33. IR2110S/R2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) $R_{GATE} = 22\Omega$, $V_{CC} = 15V$

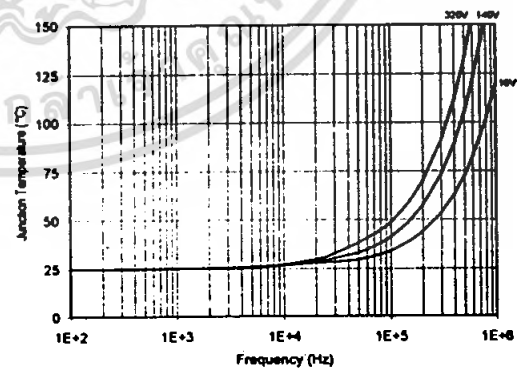


Figure 34. IR2110S/R2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) $R_{GATE} = 15\Omega$, $V_{CC} = 15V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

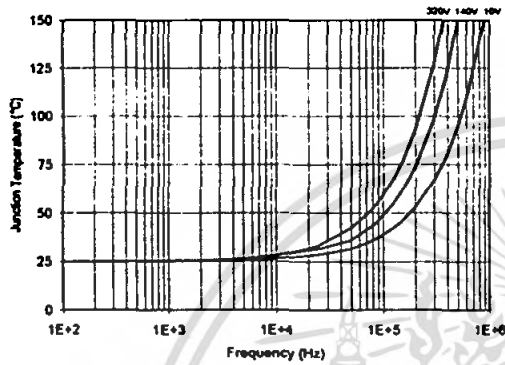


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50) $R_{GATE} = 10\Omega$, $V_{CC} = 15V$

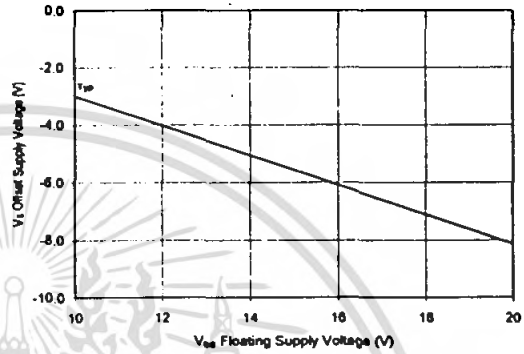


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{AS} Supply Voltage

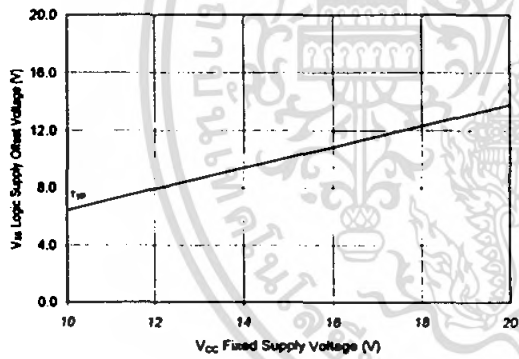


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage