

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับรถไฟฟ้าไฮบริด

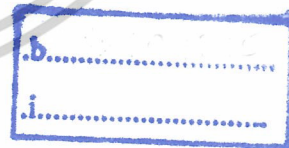
BI-DIRECTIONAL POWER FLOW CONTROL FOR HYBRID ELECTRIC VEHICLE



T104067



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....104067
วัน,เดือน,ปี..... 28 ต.ค. 2552



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2551

การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับรถไฟฟ้าไฮบริด

BI-DIRECTIONAL POWER FLOW CONTROL FOR HYBRID ELECTRIC VEHICLE



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน

รศ.ดร. อิศระชัย งามหรรู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2551

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับรถไฟฟ้าไฮบริด

ผู้จัดทำ

1. นาย สุจริต เมืองเจริญ

2. นาย สุนทร ด้วยสาร



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

.....*J. Ngan*..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร. อิศระชัย งามหรุ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบสองทิศทางสำหรับรถไฟฟ้าไฮบริด

นาย สุจริต เมืองเจริญ

นาย สุนทร ด้วยสาร

รศ.ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. อิศระชัย งามหรรุ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2551

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์สองทิศทางเพื่อศึกษาการนำพลังงานย้อนกลับมาชาร์จในแบตเตอรี่โดยผ่านวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง ซึ่งใช้แบตเตอรี่จำนวนสองชุดเป็นแหล่งจ่าย โดยให้มีการจ่ายพลังงานผ่านวงจรทั้งในโหมดเพิ่มแรงดันเพื่อนำไปจ่ายให้กับโหลดและโหมดลดแรงดันซึ่งใช้ในการชาร์จแบตเตอรี่ ซึ่งผลการทดสอบได้แสดงให้เห็นว่าวงจรที่ออกแบบสามารถทำงานได้ที่พิกัดกำลัง 200 วัตต์

BI-DIRECTIONAL POWER FLOW CONTROL FOR HYBRID ELECTRIC VEHICLE

Sujarit Muangjareon

Soonthorn Duaysarn

Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern Advisor

Assoc. Prof. Dr. ISsarachai Ngamroo Advisor

2008

ABSTRACT

This thesis presents the design of a bi-directional flyback converter to keep the bi-directional power using a bi-directional flyback converter. The system is implemented using two batteries as power sources. The power flow can be done in both buck and boost modes. The experiment result shows the 200 W designed converter can work as bi-directional power flow function.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูปภาพ.....	VI
สารบัญตาราง.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ.....	1
1.4 แผนการดำเนินโครงการ.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	3
2.1 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	3
โหมดกระแสต่อเนื่อง.....	5
โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	10
2.2 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับหม้อแปลงฟลายแบ็ก.....	11
2.3 การเบรกมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....	14
2.4 ไอซีเบอร์ TL 494.....	15
2.5 อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์.....	18
2.6 แกนแม่เหล็กความถี่สูง.....	20

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบและการจำลองระบบด้วยโปรแกรม PSpice	22
3.1 การออกแบบหม้อแปลงฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	22
3.2 การออกแบบหม้อแปลงฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าสู่แบตเตอรี่	24
3.3 การออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในโหมดเพิ่มแรงดัน	27
3.4 การออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในโหมดลดแรงดัน	28
3.5 วงจรสร้างพัลส์	30
3.6 วงจรขับเคลื่อน (Gate drive circuit)	32
3.7 วงจร Regulator	33
3.8 สรุป	33
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	34
4.1 วัตถุประสงค์	34
4.2 เครื่องมือและอุปกรณ์	34
4.3 ขั้นตอนการทดลอง	34
4.4 การทดลองเงื่อนไขที่ 1	35
4.5 การทดลองเงื่อนไขที่ 2	40
4.6 การทดลองเงื่อนไขที่ 3	44
4.7 การทดลองเงื่อนไขที่ 4	46
4.8 สรุป	48
บทที่ 5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	49
5.1 บทสรุป	49
5.2 บทวิจารณ์	50
5.3 ข้อเสนอแนะ	50
5.4 สิ่งที่ควรดำเนินการต่อ	50
บรรณานุกรม	51
ภาคผนวก	52
ภาคผนวก ก	53
ภาคผนวก ข	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูปภาพ

	หน้า
ภาพที่ 2.1 แสดงวงจรบัค-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ และฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	3
ภาพที่ 2.2 วงจรสมมูลฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	4
ภาพที่ 2.3 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะกระแส.....	4
ภาพที่ 2.4 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะไม่นำกระแส.....	4
ภาพที่ 2.5 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่จุดต่าง ๆ ของคอนเวอร์เตอร์.....	9
ภาพที่ 2.6 ตำแหน่งขาของไอซีเบอร์ TL 494.....	15
ภาพที่ 2.7 การจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494.....	15
ภาพที่ 2.8 ความสัมพันธ์ของค่า $R_T.C_T$ ในการกำหนดความถี่.....	16
ภาพที่ 2.9 รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494.....	17
ภาพที่ 2.10 ลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494.....	17
ภาพที่ 2.11 แสดงสัญลักษณ์ทางดิจิทัลของมอสเฟต.....	19
ภาพที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงาน.....	22
ภาพที่ 3.2 แสดงวงจร Flyback converter ขณะอยู่ในโหมดเพิ่มแรงดัน.....	28
ภาพที่ 3.3 แสดงวงจร Flyback converter ขณะอยู่ในโหมดลดแรงดัน.....	29
ภาพที่ 3.4 แสดงวงจร Bi-directional Flyback converter และโหลดที่ออกแบบ.....	29
ภาพที่ 3.5 แสดงวงจร Bi-directional Flyback converter และโหลดที่สร้างขึ้น.....	30
ภาพที่ 3.6 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์จาก IC TL494 ที่ออกแบบ.....	30
ภาพที่ 3.7 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์จาก IC TL494 ที่มีการควบคุมป้อนกลับที่ออกแบบ.....	31
ภาพที่ 3.8 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์จาก IC TL494 ที่สร้างจริง.....	31
ภาพที่ 3.9 แสดงวงจรขับเคลื่อนจาก IC จากเบอร์ TLP250 ที่ออกแบบ.....	32
ภาพที่ 3.10 แสดงสัญญาณขับเคลื่อนที่ได้จากวงจร.....	32
ภาพที่ 3.11 แสดงวงจร Regulator ที่ออกแบบจากไอซี 7815.....	33
ภาพที่ 3.12 แสดงวงจร Regulator ที่ออกแบบจากไอซี 7815 ที่สร้างจริง.....	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
ภาพที่ 4.1 แสดงวงจร Bi-directional Flyback converter และโพลต์ที่ออกแบบ	35
ภาพที่ 4.2 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Boost Mode	35
ภาพที่ 4.3 แสดงระรอกคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice ขณะจ่ายโพลต์ที่ $12\ \Omega$	36
ภาพที่ 4.4 แสดงกำลังไฟฟ้าด้านเข้าและกำลังไฟฟ้าด้านออก	37
ภาพที่ 4.5 แสดงสัญญาณขั้วเกิดขณะทำการส่งกำลังไฟฟ้าให้กับโพลต์	37
ภาพที่ 4.6 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโพลต์	38
ภาพที่ 4.7 แสดงค่าระรอกคลื่นขณะทำการส่งกำลังไฟฟ้าให้กับโพลต์ $12\ \Omega$	38
ภาพที่ 4.8 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัด	39
ภาพที่ 4.9 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรระหว่างการจำลอง ด้วยโปรแกรม PSpice กับวงจรที่สร้างขึ้นจริง	39
ภาพที่ 4.10 แสดงวงจร Bi-directional Flyback converter และโพลต์ที่ออกแบบ	40
ภาพที่ 4.11 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ทำการชาร์จแบตเตอรี่	41
ภาพที่ 4.12 แสดงระรอกคลื่นที่ได้จากวงจรที่สร้างขึ้นขณะจ่ายทำการชาร์จแบตเตอรี่	41
ภาพที่ 4.13 แสดงระรอกคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice ขณะจ่ายทำการชาร์จแบตเตอรี่	42
ภาพที่ 4.14 แสดงกำลังไฟฟ้าด้านเข้าและกำลังไฟฟ้าด้านออก	42
ภาพที่ 4.15 กระแสไฟฟ้า I_L (โหมด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดขณะ ชาร์จแบตเตอรี่	43
ภาพที่ 4.16 แสดงแผนภูมิการเปรียบเทียบกำลังไฟระหว่างวงจรที่สร้างขึ้นจริง กับการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice	43
ภาพที่ 4.17 แสดงวงจรกำลังในเงื่อนไขการทดลองที่ 3	44
ภาพที่ 4.18 แสดงสัญญาณขั้วเกิดขณะทำการส่งกำลังไฟฟ้าให้กับโพลต์	45
ภาพที่ 4.19 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโพลต์	46
ภาพที่ 4.20 แสดงวงจรกำลังไฟฟ้าในเงื่อนไขการทดลองที่ 4	46
ภาพที่ 4.21 แสดงสัญญาณขั้วเกิดขณะทำการส่งกำลังไฟฟ้าให้กับโพลต์	47
ภาพที่ 4.22 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ทำการชาร์จแบตเตอรี่	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1.1 แสดงแผนการดำเนินโครงการ.....	2
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งความถี่สูง.....	19
ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบ Powder core แบบต่างๆ.....	22
ตารางที่ 4.1 แสดงเงื่อนไขการทดลองวงจร.....	34
ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 1.....	36
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 2.....	40
ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 3.....	45
ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 4.....	47



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

ปัจจุบันประเทศไทยกำลังประสบกับปัญหาน้ำมันเชื้อเพลิงแพงซึ่งทำให้ต้องเสียเงินในการนำเข้าน้ำมันเป็นจำนวนมาก และยังประสบกับปัญหาโลกร้อนซึ่งสาเหตุส่วนหนึ่งมาจากมลพิษจากยานพาหนะที่ใช้ น้ำมันเป็นเชื้อเพลิง

ซึ่งในปัจจุบันรถไฟฟ้าได้รับความสนใจเป็นอย่างมากเพราะมีข้อดีหลาย ๆ อย่าง ทั้งไม่ก่อให้เกิดมลพิษ ปราศจากเสียง และช่วยลดการใช้ น้ำมันแต่ประสิทธิภาพรวมของรถไฟฟ้ายังไม่สูงมากนัก

ดังนั้นจึงเกิดแนวคิดที่จะสร้างวงจร Bi-directional Fly back Converter ขึ้นมาเพื่อศึกษาหลักการนำพลังงานที่เกิดจากการเบรกของรถไฟฟ้ามาชาร์จในแบตเตอรี่ เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของระบบและใช้พลังงานให้เกิดประโยชน์มากที่สุด

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อออกแบบวงจร Bi-directional Fly back Converter ให้สามารถนำพลังงานกลับมาชาร์จแบตเตอรี่ได้

1.2.2 เพื่อศึกษาหลักการการทำงานของวงจร Bi-directional Fly back Converter

1.2.3 เพื่อศึกษาการจ่ายคืนพลังงานให้กลับมาชาร์จในแบตเตอรี่

1.2.4 เพื่อศึกษาประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ

เป็นการออกแบบวงจร Bi-directional Fly back converter เพื่อดูการทำงานในการนำพลังงาน มาชาร์จประจุที่แบตเตอรี่โดยผ่านวงจรที่ได้สร้าง เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของระบบ และเพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในรถไฟฟ้าแบบผสมผสานโดยมุ่งเน้นไปทางด้านประสิทธิภาพการทำงาน ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

1. ศึกษาลักษณะการทำงานของวงจร Bi-directional Fly back converter

2. ทำการจำลองการทำงานวงจร Bi-directional Fly back Converter ด้วยโปรแกรม

PSpice

3. ทำการสร้างวงจร Bi-directional Fly back Converter

4. ทำการวิเคราะห์ผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

5. สรุปผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ตารางแสดงแผนการดำเนินโครงการ

ตารางที่ 1.1 แสดงแผนการดำเนินโครงการ

ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย	พ.ศ. 2551							พ.ศ. 2552		
	มิ.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.
1.ศึกษางานวิจัยต่างๆที่เกี่ยวข้อง	■									
2.ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	■	■								
3.ศึกษาการใช้โปรแกรม PSpice และจำลองการทำงานของวงจร	■	■	■							
4.ศึกษาการทำงานของวงจร Bi-directional Buck/Boost DC-DC converter		■	■							
5.จัดทำรายงานวิชาโครงการ 1			■	■						
6.สร้างวงจร Bi-directional Flyback Converter และวงจรควบคุม					■	■	■			
7.ทำการทดสอบวงจรที่ได้สร้างและทำการแก้ไข								■	■	
8.วิเคราะห์และเปรียบเทียบผลการทดสอบกับผลการจำลองจากโปรแกรม									■	■
9.สรุปและประเมินผลการทดสอบ									■	■
10.จัดทำปริญญานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์									■	■

วางแผน



การดำเนินการจริง

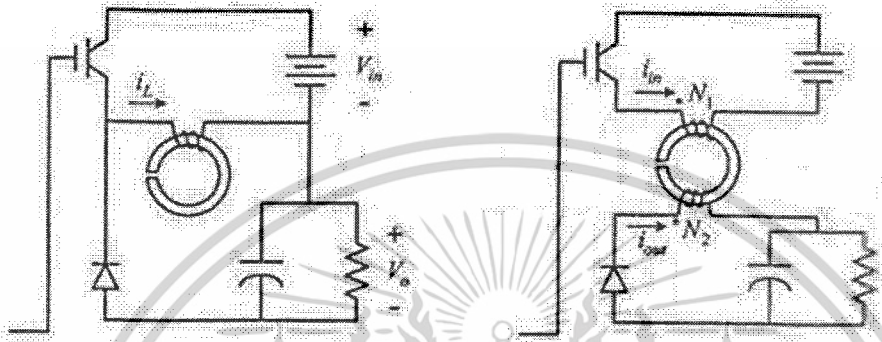


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์



ภาพที่ 2.1 แสดงวงจรบั๊ก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ และฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์จัดอยู่ในประเภทการป้อนแบบแรงดันไฟฟ้า (Voltage fed) โดยมีรูปโครงสร้างของวงจรบั๊ก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ใน รูปที่ 2.1

รูปแบบของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และวงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรแสดงในรูปที่ 2.2 ตามลำดับ และเพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจร จะกำหนดเงื่อนไขของกาวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

1. อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทั้งหมด เช่น สวิตช์และไดโอด จะถือว่าเป็นอุดมคติ
2. วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้า จะถือว่าเป็นอุดมคติคือไม่มีตัวเหนี่ยวนำรั่ว (leakage inductance) แต่จะมีค่าตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (magnetizing inductor: L_m) ขนาดขึ้นอยู่กับขดลวดด้านปฐมภูมิ (N_p) เท่านั้น

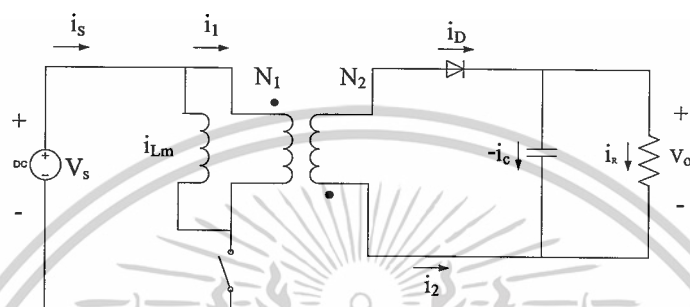
3. ตัวเก็บประจุด้านออกจะมีขนาดใหญ่มากจนถือได้ว่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรมีค่าคงที่

4. พิจารณาวงจรขณะที่ทำงานในสภาวะคงตัวเท่านั้น ซึ่งหมายถึง แรงดันและกระแสไฟฟ้าจะเป็นสัญญาณรายคาบ

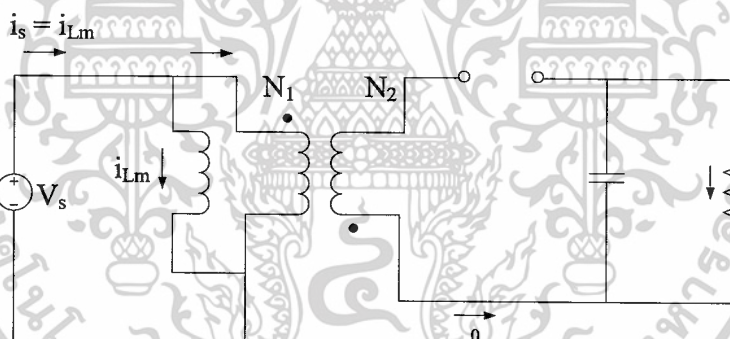
5. ค่าดีวตีไซเคิล (duty cycle) ของสวิตช์ D จะมีช่วงเวลาขณะนำกระแสเท่ากับ DT และมีช่วงเวลาขณะไม่นำกระแสเท่ากับ $(1-D)T$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

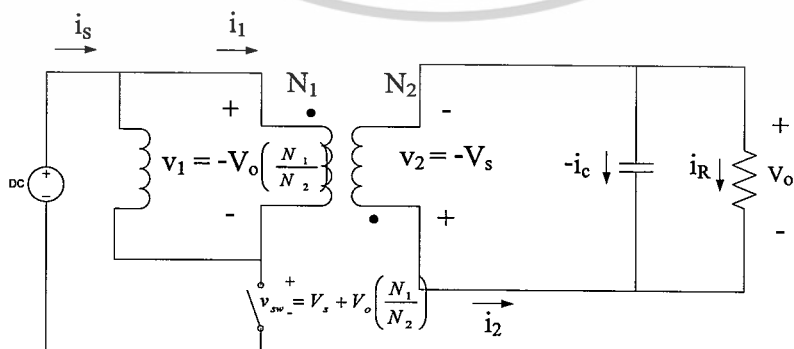
สำหรับการทำงานของวงจรฟลายแบ็กจะคล้ายกับการทำงานของวงจรบีก-บูสต์ โดยตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) จะสะสมพลังงานขณะสวิตช์นำกระแส และจะคายพลังงานไปยังโหลดขณะสวิตช์ไม่นำกระแส การวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะพิจารณาการทำงานของสวิตช์ทั้งสองสถานะดังต่อไปนี้



ภาพที่ 2.2 วงจรสมมูลฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์



ภาพที่ 2.3 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะนำกระแส



ภาพที่ 2.4 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะไม่นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยมูลนิธิส่งเสริมศิลปวัฒนธรรมแห่งสุนทรภู่เพื่อสนับสนุนการวิจัยและส่งเสริมศิลปวัฒนธรรมไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 กรณีโหมตกระแสต่อเนื่อง

การวิเคราะห์กรณีสวิตช์นำกระแส

พิจารณาด้านเข้าของหม้อแปลงไฟฟ้า ดังแสดงในรูป 2.3

$$v_1 = V_s = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (2.1)$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{DT} = \frac{V_s}{L_m} \quad (2.2)$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าจะเท่ากับ

$$(\Delta i_{Lm})_{close} = \frac{V_s DT}{L_m} \quad (2.3)$$

พิจารณาด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

$$v_2 = v_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right) = V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2.4)$$

$$V_D = V_o - V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) < 0 \quad (2.5)$$

$$i_2 = 0$$

$$i_1 = 0$$

พิจารณาด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากไดโอดไม่นำกระแสเป็นผลทำให้กระแสไฟฟ้านด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (i_2) มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งหมายถึงกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (i_1) ก็จะมีค่าเท่ากับศูนย์เช่นเดียวกัน ในขณะที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าสวิตช์กำลังนำกระแส เป็นผลทำให้เกิดกระแสทำแม่เหล็กสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) เท่านั้น ซึ่งในทางอุดมคติจะถือว่ากระแสไฟฟ้าทำแม่เหล็กมีค่าน้อยมากจนถือได้ว่ากระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้ามีค่าเป็นศูนย์เช่นกัน อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจะมีค่าเพิ่มขึ้นแต่กระแสไฟฟ้านด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจะมีค่าเป็นศูนย์

การวิเคราะห์กรณีสวิตช์ไม่นำกระแส

รูปที่ 2.4 เป็นวงจรฟลายแบ็กกรณีสวิตช์ไม่นำกระแส เมื่อสวิตช์เปลี่ยนสถานะจากนำกระแสมาเป็นไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (i_{Lm}) จะไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ เป็นผลทำให้ยังคงมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าอยู่โดยกระแสไฟฟ้า (i_{Lm}) จะไหลเข้าจุดที่ไม่มีขั้ว (undotted) ด้านขดลวดปฐมภูมิ และกระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิจะไหลออกจากจุดที่ไม่มีขั้วและแรงดันไฟฟ้าจะเป็นบวก ณ จุดที่ไม่มีขั้วเช่นกัน ซึ่งจะทำให้ไดโอดได้รับไบอัสตรงและนำกระแส แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกมีค่าคงที่เท่ากับ V_o ทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำ L_m ด้านขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ $-V_o$ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$v_1 = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (2.6)$$

แรงดันและกระแสไฟฟ้าขณะสวิตช์ไม่นำกระแสจะมีค่าเท่ากับ

$$V_2 = -V_o \quad (2.7)$$

$$v_1 = v_2 \frac{N_1}{N_2} = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (2.8)$$

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = v_1 = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (2.9)$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{(1-D)T} = -\frac{V_o N_1}{L_m N_2} \quad (2.10)$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าจะเท่ากับ

$$(\Delta i_{Lm})_{open} = -\frac{V_o(1-D)TN_1}{L_m N_2} \quad (2.11)$$

เนื่องจากค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m จะต้องมีความเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ 2.3 และ 2.11 จะได้

$$(\Delta i_{Lm})_{closed} + (\Delta i_{Lm})_{opened} = 0 \quad (2.12)$$

$$\left(\frac{V_s DT}{L_m}\right) - \left(\frac{V_o(1-D)TN_1}{L_m N_2}\right) = 0 \quad (2.13)$$

จะได้ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกเท่ากับ

$$V_o = V_s \frac{DN_2}{(1-D)N_1} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 2.14 จะสังเกตเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกจะคล้ายกับกรณีวงจรบีก-บูสต์ แตกต่างกันแต่เพียงในวงจรฟลายแบ็กมีการเพิ่มอัตราส่วนของหม้อแปลงไฟฟ้า (transformer ratio) เท่านั้น

สำหรับค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอดด้านออก ตัวเก็บประจุด้านออกและแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์จะสามารถหาได้ดังนี้

$$i_D = -i \left(\frac{N_1}{N_2} \right) = i_{Lm} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.15)$$

$$V_{sw} = V_s - v_1 = V_s + V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.16)$$

$$i_R = \frac{V_o}{R} \quad (2.17)$$

$$i_c = i_D - i_R = i_{Lm} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - \frac{V_o}{R} \quad (2.18)$$

พิจารณาสมการที่ 2.3 จะเห็นว่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์หรือแรงดันเค้น (voltage stress) จะมีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายเท่ากับ $V_o(N_1/N_2)$ สำหรับรูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันไฟฟ้าได้แสดงไว้รูปที่ 2.5

ในอุดมคติ ค่ากำลังไฟฟ้าที่ไหลในตัวต้านทานจะต้องมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่ป้อนจากแหล่งจ่าย

$$P_s = P_o \quad (2.19)$$

หรือ

$$V_s I_s = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.20)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าด้านเข้าเฉลี่ย (I_s) จะสัมพันธ์กับค่ากระแสทำแม่เหล็กเฉลี่ย I_{Lm} ดังนี้

$$I_s = \frac{(I_{Lm})DT}{T} = (I_{Lm})D \quad (2.21)$$

แทนค่าสมการที่ 2.21 ลงในสมการที่ 2.20 เพื่อหาค่ากระแสไฟฟ้า I_{Lm}

$$V_s I_{Lm} D = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.22)$$

$$I_{Lm} = \frac{V_o^2}{V_s D R} \quad (2.23)$$

แทนค่าแรงดันไฟฟ้า V_o ในสมการที่ 2.14 ลงในสมการที่ 2.23 จะได้

$$I_{Lm} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{V_o}{(1-D)R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุด และต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m จะสามารถได้จากสมการที่ 2.24 และ 2.3 มีค่าเท่ากับ

$$I_{Lm,max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (2.25)$$

$$I_{Lm,max} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 + \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (2.26)$$

$$I_{Lm,min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (2.27)$$

$$I_{Lm,min} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 - \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (2.28)$$

กรณีการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง จะต้องทำให้ค่ากระแสไฟฟ้า $I_{Lm,min}$ ในสมการที่ 2.28 มีค่ามากกว่าศูนย์ และที่ขอบเขตระหว่างโหมดนำกระแสแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องจะอยู่ที่เงื่อนไข

$$I_{Lm,min} = 0 \quad (2.29)$$

$$\frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{V_s D T}{2L_m} = \frac{V_s D}{2L_m f_s} \quad (2.30)$$

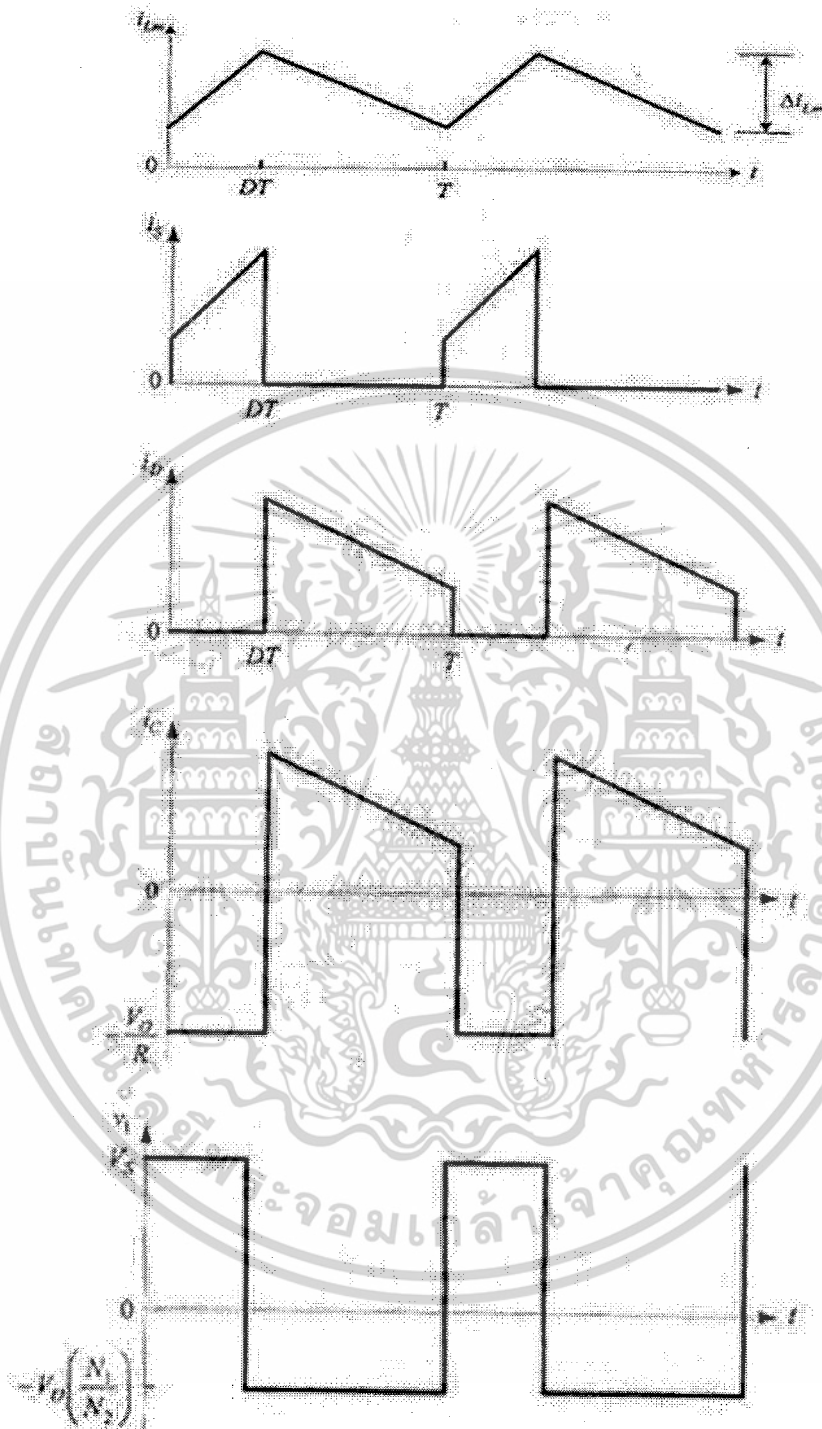
โดยที่ f_s หมายถึงความถี่สวิตซ์ซิ่ง

ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) ต่ำสุดที่ทำให้กระแสไฟฟ้ายังคงไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง จะเท่ากับ

$$(L_m)_{min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f_s} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (2.31)$$

เนื่องจากโครงสร้างทางด้านออกของฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ จะเหมือนกับวงจรบีก-บูสต์ ดังนั้นค่าระลอกคลื่นด้านออกของวงจรทั้งสองจะมีค่าเท่ากันซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf_s} \quad (2.32)$$



ภาพที่ 2.5 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่จุดต่าง ๆ ของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 กรณีโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ความหมายของโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องจะหมายถึงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) ไม่ต่อเนื่อง คือ มีบางช่วงเวลาที่กระแสเป็นศูนย์ โหมดกระแสต่อเนื่องก็จะหมายถึงการที่กระแสไฟฟ้า (L_m) มีความต่อเนื่องนั่นเอง

สำหรับวงจรพลาเยแบ็กคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_m จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่อสวิตช์นำกระแสซึ่งจะเหมือนกับกรณีโหมดกระแสต่อเนื่อง อย่างไรก็ตามกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านจะค่อย ๆ ลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส สมการกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน L_m ขณะที่สวิตช์นำกระแสมีค่าเท่ากับค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งจะเหมือนกับสมการที่ 2.3 หรือเท่ากับ

$$I_{L_m, \max} = \frac{V_s DT}{L_m} \quad (2.33)$$

ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าในวงจรโดยถ้ากำหนดให้อุปกรณ์ทั้งหมดเป็นอุดมคติจะได้ ค่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าจะเท่ากับค่ากำลังไฟฟ้าด้านออกดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} P_s &= P_o \\ V_s I_s &= \frac{V_o^2}{R} \end{aligned} \quad (2.34)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าด้านเข้าเฉลี่ยจะหมายถึงพื้นที่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยมหารด้วยคาบเวลาสวิตช์ซึ่งจะได้

$$I_s = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{V_s DT}{L_m}\right) (DT) \left(\frac{1}{T}\right) = \frac{V_s D^2 T}{2L_m} \quad (2.35)$$

แทนค่าลงในสมการ 2.34 จะได้

$$\frac{V_s^2 D^2 T}{2L_m} = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.36)$$

เมื่อแก้สมการที่ 2.35 จะได้ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ

$$V_o = V_s D \sqrt{\frac{RT}{2L_m}} = V_s D \sqrt{\frac{R}{2L_m f_s}} \quad (2.37)$$

2.2 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

กำลังไฟฟ้านำออก

$$P_{o2} = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} V_{2m} \left[I_{2+} - \frac{(I_{2+} - I_{2-})}{(1-D)T_s} \cdot t \right] dt \quad (2.38)$$

$$P_{o2} = V_{2m}(1-D) \frac{(I_{2+} - I_{2-})}{2} \quad (2.39)$$

กระแสไฟฟ้านำออกที่โหลด (I_o) จะมีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยของกระแส i_2

$$I_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left[I_{2+} - \frac{(I_{2+} - I_{2-})}{(1-D)T_s} \cdot t \right] dt = \frac{(I_{2+} - I_{2-})}{2} (1-D) \quad (2.40)$$

หรือ

$$(I_{2+} - I_{2-}) = \frac{2I_o}{(1-D)} \quad (2.41)$$

สมการแรงดันนำออกของวงจรฟลายแบ็กมีค่าเท่ากับ

$$V_o + V_d = V_{2m} \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.42)$$

กำหนดให้ $V_o' = V_o + V_d$ จะได้

$$V_o' = V_{2m} \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.43)$$

แทนค่าสมการที่ 2.43 และ 2.42 ในสมการ 2.41 จะได้กำลังไฟฟ้าจริงนำออก เท่ากับ

$$P_{o2} = V_o' I_o \left(\frac{1-D_{min}}{D_{min}} \right) \quad (2.44)$$

โดย D_{min} หมายถึง ค่าตัวดีไซเคิลต่ำสุด

การเลือกแกนเหล็ก

สำหรับกรณีพลังงานถ่ายเทไปยังโหลดไม่สมบูรณ์หรือโหมดกระแสต่อเนื่อง (CCM)

$$A_p = \frac{P_{o2} \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{4D\alpha}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-D)\alpha}{3}} \right)}{JK_w \Delta B f_s} \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสำหรับกรณีพลังงานถ่ายเทไปยังโหลดสมบูรณ์หรือโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM)

$$A_p = \frac{P_{02} \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{4D}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-D)}{3}} \right)}{JK_w B_m f_s} \quad (2.46)$$

โดยในการเลือกขนาดของแกนแม่เหล็กจะต้องเลือกค่า A_p ที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิต ให้มีค่าสูงกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ

การเลือกจำนวนรอบในการพัน

จากสมการพื้นฐาน $e = N \frac{d\Phi}{dt}$ สามารถหาจำนวนรอบในการพันขดลวดด้านปฐมภูมิเท่ากับ

$$N_1 = \frac{D_{\min} V_{in,max}}{A_c \Delta B f_s} \quad (2.47)$$

เมื่อ D_{\min} ของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าเท่ากับ

$$D_{\min} = \frac{D_{\max}}{D_{\max} + \left[(1-D) \frac{V_{in,max}}{V_{in,min}} \right]} \quad (2.48)$$

จากสูตรอัตราส่วนหม้อแปลงไฟฟ้าจะได้

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_o'}{V_{in,min}} \cdot \frac{(1-D_{\max})}{D_{\max}} \quad (2.49)$$

จำนวนรอบด้านปฐมภูมิจะมีค่าเท่ากับ

$$N_2 = n \cdot N_1 \quad (2.50)$$

การเลือกขนาดของขดลวด

ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสด้านทุติยภูมิได้เท่ากับ

$$I_2 = \sqrt{\left(\frac{1-D}{3} \right) [(I_{2+} - I_{2-})^2 + 3(I_{2+} \cdot I_{2-})]} \quad (2.51)$$

$$I_{2+} \cdot I_{2-} = \frac{(I_{2+} + I_{2-})^2 - (I_{2+} - I_{2-})^2}{4} \quad (2.52)$$

แทนค่าสมการที่ 2.52 และ 2.41 ลงในสมการที่ 2.51 และแทน $\Delta I_2 = I_{2+} - I_{2-}$ จะได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_2 = \sqrt{\left(\frac{1-D_{\max}}{3}\right) \cdot \left[\Delta I_2^2 + \frac{3}{4} \left[\left(\frac{2I_o}{1-D_{\max}}\right)^2 - \Delta I_2^2\right]\right]} \quad (2.53)$$

และค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าด้านเข้าจะมีค่าเท่ากับ

$$I_1 = \sqrt{\left(\frac{1-D_{\max}}{3}\right) \cdot \left[\Delta I_1^2 + \frac{3}{4} \left[\left(\frac{2I_{1,av}}{D_{\max}}\right)^2 - \Delta I_1^2\right]\right]} \quad (2.54)$$

โดย $I_{1,av}$ หมายถึง ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{1,av} = \left(\frac{I_{1+} + I_{1-}}{2}\right) D \quad (2.55)$$

และ $\Delta I_1 = n \cdot \Delta I_2^{(*)}$

สำหรับการเลือกขนาดของขดลวดจะหาได้จากสมการ

$$a_1 = \frac{I_1}{J} \quad \text{และ} \quad a_2 = \frac{I_2}{J} \quad (2.56)$$

ให้ทำการเลือกพื้นที่หน้าตัดของขดลวด (a) ให้มีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ
คำนวณหาช่องอากาศ

เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิจะสามารถหาได้จากสมการ $v = L \frac{di}{dt}$ จะได้

$$L_1 = \frac{V_{in, \min} D_{\max}}{\Delta I_1 f_s} \quad (2.57)$$

จากนั้นจะสามารถหาช่องอากาศ (l_g) โดยอาศัยสมการพื้นฐาน

$$\Phi = \frac{mmf}{\mathcal{R}}$$

$$l_g = \frac{\mu_0 N_1^2 A_c}{L_1} \quad (2.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การเบรกมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

Plugging เป็นการเบรกมอเตอร์โดยการพยายามหมุนมอเตอร์กลับทางอย่างทันใจ พลังงานจลน์ในมอเตอร์จะกลายเป็นความร้อนไปในตัวของมอเตอร์และกระจายสูญหายไป ในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเราจะทำได้ด้วยการกลับทิศของกระแสฟลักซ์หรือกลับทิศทางของ แรงดันที่ป้อนเข้าอาร์เมเจอร์อย่างทันทีทันใดซึ่งทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าโต้กลับ (back emf) ของ มอเตอร์กลับทิศและจะช่วยให้กระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์มีขนาดมากกว่าที่ไหลอยู่เดิมทำให้มีแรง หมุนที่กลับทิศสวนทางกับทิศการหมุนเดิมและจะมีความร้อนเกิดขึ้นและสูญหายไป ในมอเตอร์ ทำให้มอเตอร์หยุดหมุนอย่างรวดเร็ว

ข้อดี ของการเบรกแบบ Plugging ทำให้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงนิ่งอย่างรวดเร็ว ข้อเสียคือเกิดความร้อนที่มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเมื่อมีการหมุนกลับทิศทางหมุน ดังนั้นถ้า ความร้อนเกิดขึ้นมากจะส่งผลทำให้มอเตอร์หยุดหมุนอย่างรวดเร็ว

Dynamic เป็นวิธีการเบรกมอเตอร์ด้วยการทำให้พลังงานจลน์ในมอเตอร์กลายเป็น ความร้อนที่ตัวของมอเตอร์เอง หรือในตัวต้านทานภายนอกแล้วกระจายหายไปซึ่งมีความ แตกต่างจากวิธี Plugging ตรงที่ทำการเบรกมอเตอร์โดยการทำให้มอเตอร์เปลี่ยนหน้าที่เป็น เครื่องกำเนิดไฟฟ้าแล้วให้กระแสที่เกิดขึ้นไหลผ่านเข้าไปในตัวต้านทานภายนอกแล้ววนกลับ ครบวงจรผ่านขดลวดอาร์เมเจอร์ก็จะทำให้มีความร้อนเกิดขึ้นแล้วกระจายหายไปและพร้อมกัน นั้นจะมีแรงหมุนกลับทิศทางการหมุนของมอเตอร์

ข้อดี ของการเบรกแบบไดนามิกส์คือการนำพลังงานที่เกิดขึ้นจากมอเตอร์ฟ้ากระแส ตรงที่กลายเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงชั่วขณะหนึ่งนั้นมาถ่ายเทให้ตัวต้านทานภายนอก เพื่อเลี่ยงการเกิดความร้อนภายในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ข้อเสียคือแรงบิดที่เกิดขึ้นของ มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงลดลงเนื่องจากผลของกลายเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง

Regenerative เป็นวิธีการเบรกมอเตอร์โดยอาศัยหลักการป้อนกลับค่าบวก คือ การทำ ให้มอเตอร์ที่กำลังหมุนอยู่เปลี่ยนหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าด้วยการเพิ่มกระแสฟลักซ์ให้มีค่า สูงขึ้นซึ่งจะทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับมีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้ามอเตอร์ ก็จะเป็นเหตุ ให้มอเตอร์ซึ่งขณะนี้ทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้าส่งกระแสไฟฟ้าจากมอเตอร์กลับเข้าสู่ แหล่งจ่ายไฟฟ้า ซึ่งเท่ากับเป็นการคืนพลังงานจลน์ที่มอเตอร์ให้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้า

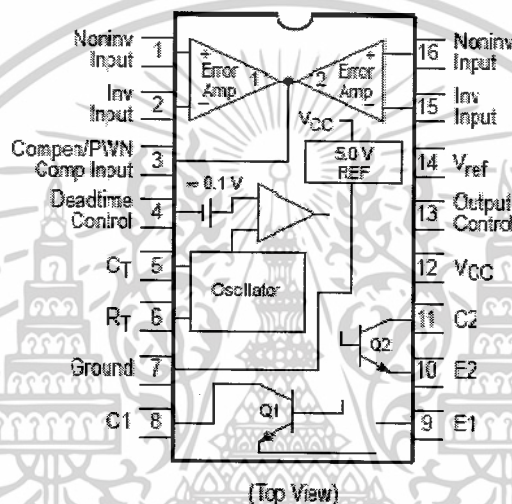
ข้อดี ของการเบรกแบบ Regenerative คือ สามารถคืนพลังงานที่เกิดขึ้นจากการเบรก มาใช้ประโยชน์ได้ทำให้การเบรกแบบนี้มีประสิทธิภาพสูงสุด ข้อเสีย คือความยุ่งยากของวงจร คอนเวอร์เตอร์ ที่ต้องส่งผ่านพลังงานกลับคืนได้ซึ่งทำให้วงจรมีราคาสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

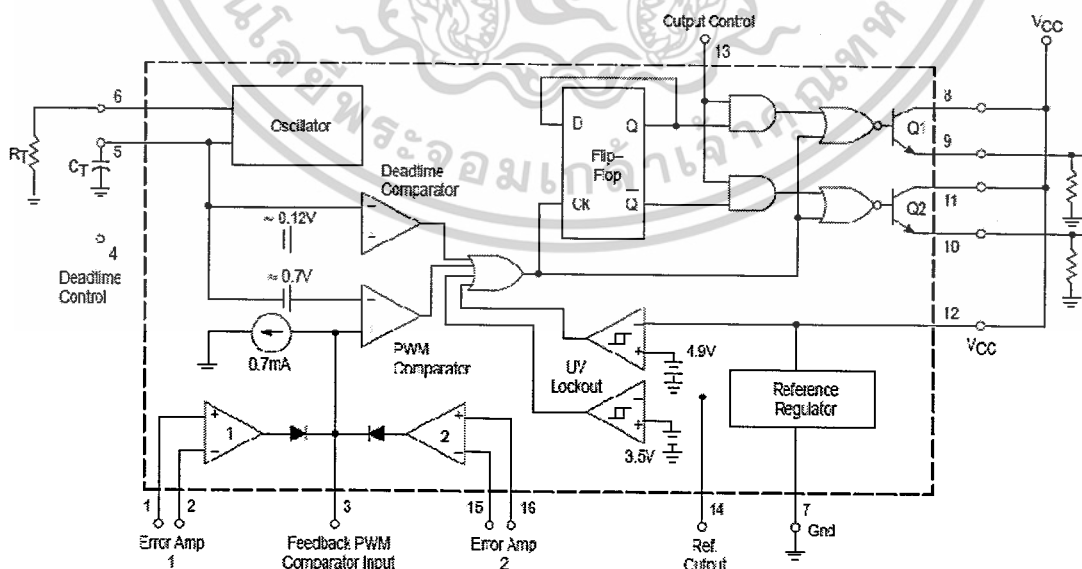
2.4 ไอซีเบอร์ TL 494

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานในโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งโครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในภาพที่ 2.7 และ ภาพที่ 2.8

PIN CONNECTIONS



ภาพที่ 2.6 ตำแหน่งขาของไอซีเบอร์ TL 494

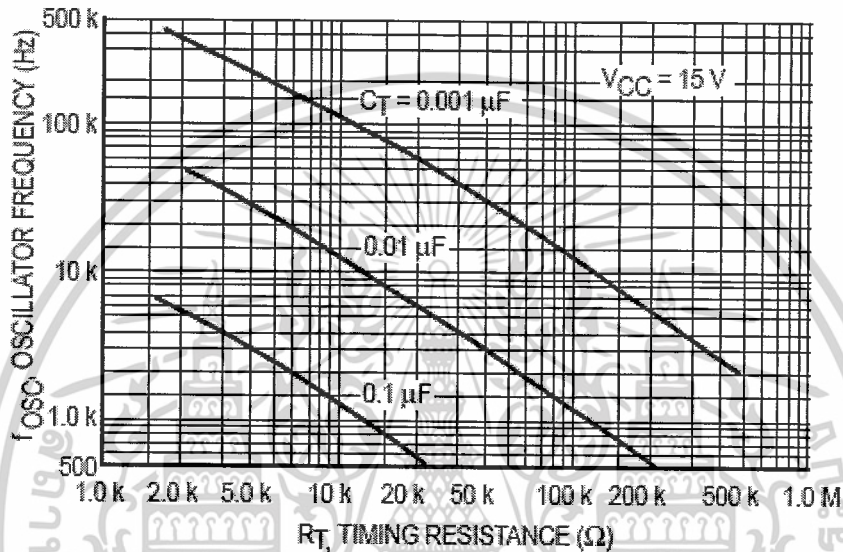


This device contains 46 active transistors.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายได้
ภาพที่ 2.7 การจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494 ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$f = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T} \quad (2.87)$$



ภาพที่ 2.8 ความสัมพันธ์ของค่า $R_T \cdot C_T$ ในการกำหนดความถี่

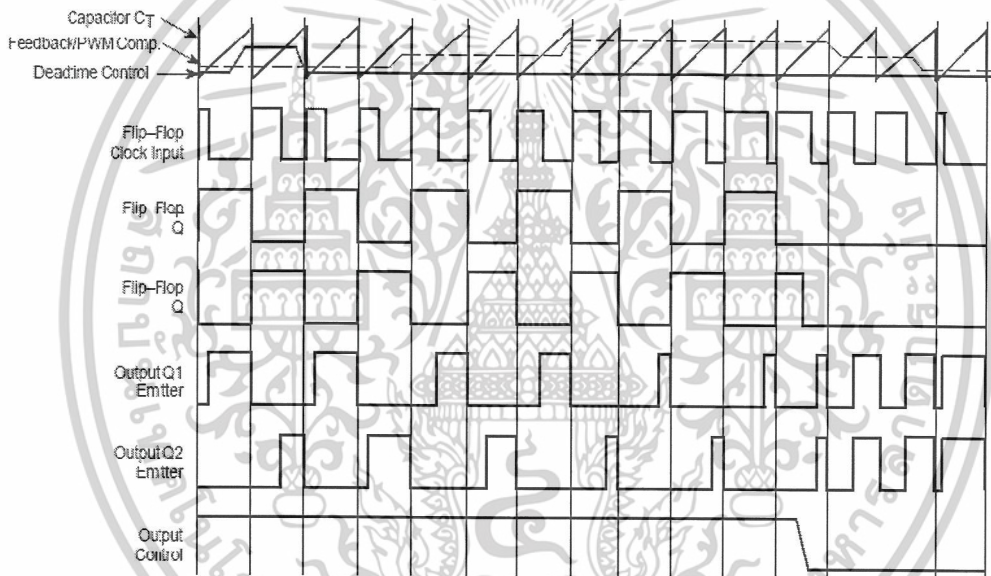
การทำงานของไอซี TL 494 ในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

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

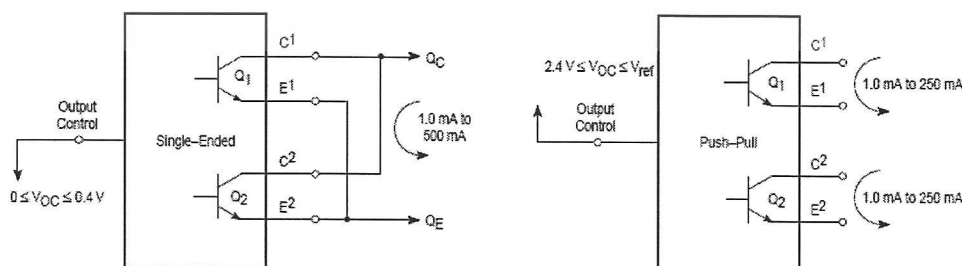
ความกว้างเอาต์พุตของพัลส์ของไอซีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรขยายความแตกต่างทั้ง 2 ตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ 0- 0.3 โวลต์ ถึง (Vcc-2) โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ "High" (active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา 4 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

non-inverting ของ PWM ตัวเปรียบเทียบ การต่อกันในลักษณะนี้ วงจรขยายความต่างตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตต่ำที่สุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

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



ภาพที่ 2.9 รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494



ภาพที่ 2.10 ลักษณะการเลือกใช้อาต์พุตของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาท์พุทของไอซี

เอาท์พุท Q_1 และ Q_2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (output control) โดยขณะที่ C_T ดิสชาร์จเอาท์พุทของ Dead-time comparator จะให้พัลส์ออกมา C_k จะมีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) Q_1 และ Q_2 จะสลับกับทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้คอนเวอร์เตอร์แบบพุก-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 โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0°C ถึง 70°C

2.5 อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง

หลักในการเลือกใช้งานสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ต้องคำนึงถึงขนาดพิกัดกำลังและความถี่ในการสวิตซ์ ซึ่งสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมีหลายชนิดและมีลักษณะการใช้งานแตกต่างกันไป โดยสามารถเปรียบเทียบความสามารถแต่ละชนิดได้ดังนี้

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งความถี่สูง

อุปกรณ์	ความสามารถการส่งผ่านกำลัง	ความเร็วในการสวิตซ์	ความสามารถในแรงดันไฟฟ้าต่ำลง	ชนิดการควบคุม
จีทีโอ	สูง	ต่ำ	ได้	กระแสไฟฟ้า
บีเจที	กลาง	กลาง	ไม่ได้	กระแสไฟฟ้า
ไอจีบีที	กลาง	กลางและค่อนข้างสูง	ได้	แรงดันไฟฟ้า
มอสเฟตกำลัง	ต่ำ	สูง	ไม่ได้	แรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงการนี้เราเลือกใช้มอสเฟตกำลัง เนื่องจากมีคุณสมบัติเหมาะสมกับลักษณะการใช้งานที่ต้องการ

2.5.1 มอสเฟตกำลัง

MOSFET ประกอบด้วยสามส่วนคือ

GATE เป็นส่วนที่ทำมาจากออกไซด์ของโลหะ โดยสร้างให้เกิดความต่างศักย์ตกคร่อมระหว่างแผ่นสองแผ่นเพื่อ สร้างสนามไฟฟ้าเพื่อควบคุมการเข้าออกของสัญญาณไฟฟ้า

SOURCE เป็นส่วนขาเข้าของสัญญาณ

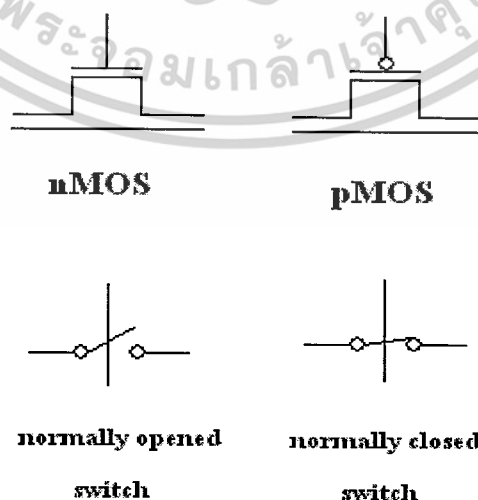
DRAIN เป็นส่วนขาออกของสัญญาณ

ประเภทของ MOSFET

nMOS (negative MOSFET) เป็นทรานซิสเตอร์ประเภท NPN เมื่อมีความต่างศักย์เป็นบวก (สนามไฟฟ้าแรง) สัญญาณไฟฟ้าจึงจะไหลจาก source ไป drain ได้

pMOS (positive MOSFET) เป็นทรานซิสเตอร์ประเภท PNP เมื่อมีความต่างศักย์ต่ำหรือเป็นลบ (สนามไฟฟ้าอ่อน) สัญญาณไฟฟ้าจึงจะไหลจาก source ไป drain ได้สัญลักษณ์ในทางดิจิทัล

MOSFET ในทางดิจิทัลถูกมองว่าเป็นสวิตช์ โดย nMOS จะเป็นสวิตช์ที่เมื่อสัญญาณเข้าเป็น "1" สวิตช์ก็จะปิด ถ้าไม่สวิตช์ก็ยังคงเปิดอยู่(normal opened switch) ส่วน pMOS จะเป็นสวิตช์ที่เมื่อสัญญาณเข้าเป็น "1" สวิตช์ก็จะเปิด ถ้าไม่สวิตช์ก็จะปิดอยู่(normal closed switch) และสัญลักษณ์ทั่วไปจะมีสามขา ขากลางเป็น gate ส่วนอีกสองขาคือ source และ drain โดยใช้ใน nMOS เป็นหลักเพื่อสื่อสัญลักษณ์เดียวกับทรานซิสเตอร์ทั่วไปคือ ไฟขา base ไหล ขา Collector จะต่อกับ Emitter ส่วน pMOS ก็จะใช้ bubble ที่ขา gate



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำฉบับนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของ MOSFET

nMOS เมื่อปล่อยความต่างศักย์สูง จะเกิดสนามไฟฟ้าในทิศลงอย่างแรง โหลใน p-type จะถูกผลักลงมายู่ด้านล่าง(ตามรูปที่ประกอบข้างบน) ประกอบกับมีอิเล็กตรอนอิสระบางส่วน ถูกดูดขึ้นไปด้านบน ส่งผลให้บริเวณด้านบนมีอิเล็กตรอนอิสระมากจนเป็น n-type ได้เรียกว่า channel สัญญาณไฟฟ้าก็จะไหลผ่านช่วง channel นี้ซึ่งเป็น n-type เหมือนกับ drain และ source ได้โดยใช้อิเล็กตรอนอิสระเป็นพาหะ

pMOS จะทำงานกลับกับ nMOS โดยเมื่อปล่อยความต่างศักย์ต่ำ(โดยมากมักจะติดลบ) จะเกิดสนามไฟฟ้าในทิศขึ้นอย่างแรง อิเล็กตรอนอิสระใน n-type จะถูกผลักลงมายู่ด้านล่าง ประกอบกับมีโฮลบางส่วนถูกดูดขึ้นไปด้านบน ส่งผลให้บริเวณด้านบนมีโฮลมากจนเป็น p-type ได้เรียกว่า channel สัญญาณไฟฟ้าก็จะไหลผ่านช่วง channel นี้ซึ่งเป็น p-type เหมือนกับ drain และ source ได้โดยใช้โฮลเป็นพาหะ

2.6 แกนแม่เหล็กความถี่สูง

แกนแม่เหล็กความถี่สูงมีหน้าที่หลักคือ เป็นเส้นทางเดินหลักสำหรับเส้นแรงแม่เหล็กในการเชื่อมโยงระหว่างอุปกรณ์แม่เหล็ก เช่น สำหรับในกรณีหม้อแปลงไฟฟ้า แหล่งจ่ายพลังงานแม่เหล็กได้แก่ขดลวดทองแดงต้านปฐมภูมิ ซึ่งหมายถึงแหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสสลับและไหลดทางแม่เหล็กจะได้แก่ขดลวดทองแดงต้านปฐมภูมิ ซึ่งแบ่งได้ดังนี้

1. แกนแม่เหล็กชนิดพันเป็นแถบ (tape wound core) แกนแม่เหล็กชนิดนี้เรียกย่อ ๆ ว่า TWC จัดว่าเป็นแกนเฟอร์โรแมกเนติกแบบอ่อน โดยเกิดจากการใช้อัลลอยด์ เช่น เพอมาลอยด์ ซึ่งแกนแม่เหล็กที่ทำจากสารดังกล่าว จะมีกราฟคุณลักษณะของ ความหนาแน่นต่อความเข้มสนามแม่เหล็กใกล้เคียงอุดมคติคือเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยม ค่าความซึมซาบแม่เหล็กและความหนาแน่นแม่เหล็กสูงสุดมีค่าสูง อย่างไรก็ตามความต้านทานไฟฟ้าภายในแกนแม่เหล็กจะมีค่าต่ำ จึงเป็นที่มาของการแบ่ง TWC ออกเป็นแผ่นบางๆเพื่อลดค่าความสูญเสียเนื่องจากกระแสวน ภายในแกนแม่เหล็ก โดยส่วนใหญ่แล้ว TWC จะนิยมใช้กับความถี่กำลัง เช่น 50 , 60 และ 400 Hz เป็นต้น แต่ TWC จะไม่นิยมใช้เป็นหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับการสวิตชิง เพราะแหล่งจ่ายสวิตชิงจะทำงานที่ความถี่สูงประมาณมากกว่า 70 kHz ถ้าใช้แกนแม่เหล็กชนิดนี้จะทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวนมีค่าสูงนั่นเอง

2. แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัด (powder core) การผลิตผงโลหะจะทำจากสารอัลลอยด์เป็นหลักในการทำเป็นผงแป้งละเอียด จากนั้นนำผงแป้งดังกล่าวผสมกับสารที่มีคุณสมบัติเป็นฉนวนซึ่งทำหน้าที่ในการแยกอนุภาคต่างๆออกจากกัน ซึ่งเปรียบเสมือนกับการไม่ว่าการมีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพิ่มค่าความต้านทานไฟฟ้านั่นเอง จากนั้นจะนำมาขึ้นรูปแกนแม่เหล็ก ซึ่งโดยมากแกนเหล็กชนิดนี้จะอยู่ในรูปทรงทอรอยด์ แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดจะมีคุณสมบัติในการสะสมพลังงานได้ดีจึงนิยมใช้ทำเป็นตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็ก

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบ Powder core แบบต่างๆ

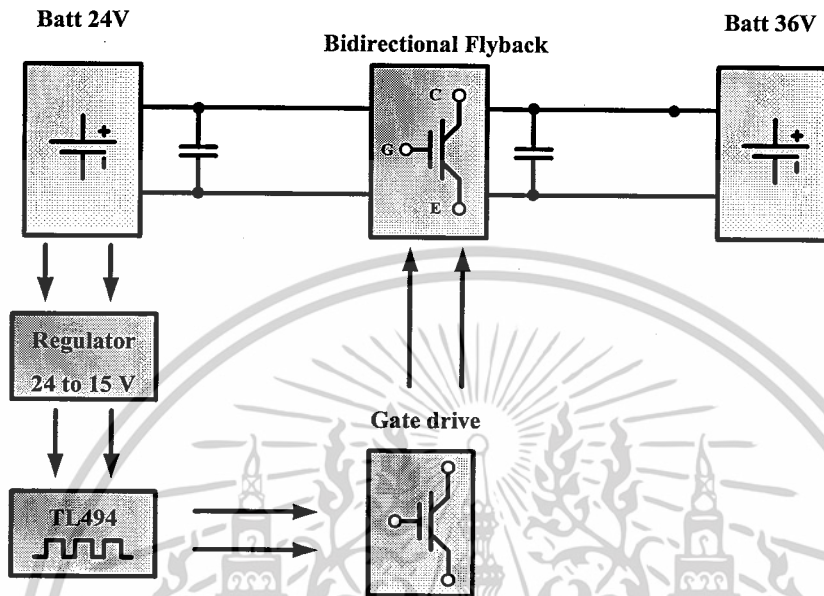
	MPP	High Flux	Kool Mu
ค่าความสูญเสียในแกน	ต่ำที่สุด	ปานกลาง	ต่ำ
ความซาบซึมน้ำได้และการไปอัสกระแสดตรง	สูงมาก	สูงที่สุด	สูง
ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก	7500	15000	10500
ส่วนประกอบนิเกิล	80%	50%	0%
ราคา	สูง	ปานกลาง	ต่ำ

3. แกนเฟอร์ไรต์ (ferrite core) แกนเฟอร์ไรต์กรรมวิธีในการผลิตแตกต่างจากแกนอื่น เพราะวัตถุดิบที่ใช้จะมาจากออกไซด์ของโลหะชนิดต่างๆ เช่น เหล็ก แมงกานีส สังกะสี ซึ่งโดยทั่วไปออกไซด์จะทำหน้าที่เป็นฉนวน เป็นผลทำให้เฟอร์ไรต์มีค่าความต้านทานสูงกว่ากรณีใช้อัลลอยด์ ทำให้เหมาะกับการใช้งานที่ความถี่สูงๆจนกระทั่งถึงย่านเมกะเฮิรตซ์ และด้วยกรรมวิธีการผลิตโดยการเผาส่วนผสมจากออกไซด์ของเหล็ก ร่วมกับออกไซด์ของแมงกานีสและสังกะสี ทำให้แกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นสารเซรามิก โดยที่ MnZn ferrite จะใช้กับงานที่มีความถี่ใช้งานสูงถึง 1 – 2 MHz ในขณะที่ NiZn ferrite ซึ่งจะมีค่าความซาบซึมน้ำต่ำและมีค่าความต้านทานไฟฟ้าสูง ทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนต่ำ ซึ่งนิยมใช้ที่ความถี่ตั้งแต่ 1 MHz จนกระทั่งถึงความถี่หลายร้อยเมกะเฮิรตซ์ โดยทั่วไปค่าความซาบซึมน้ำสัมพัทธ์ของเฟอร์ไรต์จะมีค่าอยู่ระหว่าง 1500 – 3000 เหตุผลที่แกนเฟอร์ไรต์เป็นที่นิยมใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังเพราะว่า มีราคาถูกและค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะต่ำกว่าแกนที่ทำจากแกนแม่เหล็กชนิดอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการจำลองระบบด้วยโปรแกรม PSpice



ภาพที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงาน

3.1 การออกแบบหม้อแปลงฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าสลับ

ซึ่งเรากำหนดแรงดันไฟฟ้าด้านออก 36 V และแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 24 V ซึ่งมีค่าระลอกคลื่น ด้านออก 1% มีกระแสด้านออก 3 A และความถี่สวิตชิ่ง 50 kHz

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_o'}{V_{in,min}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}}$$

$$n = \frac{(36 + 1.5)}{21.6} \cdot \left(\frac{1 - 0.5}{0.5} \right) = 1.74$$

$$D_{min} = \frac{D_{max}}{D_{max} + \left[(1 - D_{max}) \frac{V_{in,max}}{V_{in,min}} \right]} = 0.47$$

ค่าบรรทัดฐาน (Normalized value) ของการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก

$$\Delta B_m = 0.5 \text{ สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ โดยทั่วไปจะมีค่า } B_m = 0.2 \text{ T}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta B_n = \frac{\Delta B}{B_m}$$

ดังนั้น $\Delta B = 0.1T$

เมื่อหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง $\alpha (0.75 < \alpha < 1) = 0.84$

ทำให้ค่า $\Delta I_n = 0.75$

$$I_1 = \frac{(2 \cdot n \cdot I_o)}{(2 - \Delta I_n)}$$

$$I_1 = \frac{(2 \times 1.74 \times 3)}{(2 - 0.75)} = 17.77$$

$$\Delta I_1 = (I_{1+}) \cdot \Delta I_n = 13.32$$

$$\Delta I_2 = \frac{\Delta I_1}{n} = 7.65$$

คำนวณหาค่ากำลังเอาต์พุตของหม้อแปลง

$$P_{o2} = V_o' I_o \left(\frac{1 - D_{min}}{D_{min}} \right)$$

$$P_{o2} = 126.86 \text{ วัตต์}$$

หาขนาดของแกนเหล็ก

$$A_p = \frac{P_{o2} \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{4D\alpha}{3}} - \sqrt{\frac{4(1-D)\alpha}{3}} \right)}{JK_w \Delta B f_s}$$

$$A_p = \frac{311.25 \left(\frac{1}{.8} \sqrt{\frac{4(0.47)(.84)}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-.47).84}{3}} \right)}{4 \times 10^6 \times .4 \times .1 \times 50 \times 10^3}$$

$$A_p = 65260 \text{ mm}^4$$

เลือกขนาดแกนเหล็ก EE65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาจำนวนรอบที่พัน

$$N_1 = \frac{D_{\min} V_{in,\max}}{A_c \Delta B f_s}$$

$$N_1 = 4 \text{ รอบ}$$

$$N_2 = 7 \text{ รอบ}$$

หาค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด

$$L_1 = \frac{V_{in,\min} D_{\max}}{\Delta I_1 f_s}$$

$$L_1 = \frac{21.6 \times 0.47}{13.32 \times 50 \times 10^3}$$

$$L_1 = 15.2 \text{ uH}$$

คำนวณหาช่องว่างอากาศ

$$l_g = \frac{\mu_0 N_1^2 A_c}{L_1}$$

$$l_g = 0.07 \text{ mm}$$

3.2 การออกแบบหม้อแปลงฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าสู่เบตเตอร์รี่

ซึ่งเรากำหนดแรงดันไฟฟ้าด้านออก 24 V และแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 36 V ซึ่งมีค่าระลอกคลื่นด้านออก 1% มีกระแสด้านออก 2 A

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_o'}{V_{in,\min}} \cdot \frac{(1 - D_{\max})}{D_{\max}}$$

$$n = \frac{(24 + 1.5)}{32.4} \cdot \left(\frac{1 - 0.58}{0.58} \right) = 0.57$$

$$D_{\min} = \frac{D_{\max}}{D_{\max} + \left[(1 - D_{\max}) \frac{V_{in,\max}}{V_{in,\min}} \right]} = 0.53$$

ค่าบรรทัดฐาน (Normalized value) ของการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก

$$\Delta B_m = 0.5 \text{ สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ โดยทั่วไปจะมีค่า } B_m = 0.2 \text{ T}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta B_n = \frac{\Delta B}{B_m}$$

ดังนั้น $\Delta B = 0.1T$

เมื่อหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง $\alpha (0.75 < \alpha < 1) = 0.84$ ทำให้
ค่า $\Delta I_n = 0.75$

$$I_1 = \frac{(2 \cdot n \cdot I_o)}{(2 - \Delta I_n)}$$

$$I_1 = \frac{(2 \times 0.57 \times 2)}{(2 - 0.75)} = 3.44 \text{ A}$$

$$\Delta I_1 = (I_{1+}) \cdot \Delta I_n = 2.58$$

$$\Delta I_2 = \frac{\Delta I_1}{n} = 4.53$$

คำนวณหาค่ากำลังเอาต์พุตของหม้อแปลง

$$P_{o2} = V_o I_o \left(\frac{1 - D_{min}}{D_{min}} \right)$$

$$P_{o2} = 66.5 \text{ วัตต์}$$

หาขนาดของควมถี่

จากสมการเมื่อ $N_1 = 7$ รอบ

$$N_1 = \frac{D_{min} V_{in,max}}{A_c \Delta B f_s}$$

$$f_s = 50 \text{ kHz}$$

เลือกขนาดแกนเหล็ก EE65 มีพื้นที่ 207360 mm^4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_p = \frac{P_{o2} \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{4D\alpha}{3}} - \sqrt{\frac{4(1-D)\alpha}{3}} \right)}{JK_w \Delta B f_s}$$

$$A_p = \frac{66.5 \left(\frac{1}{.8} \sqrt{\frac{4(0.53)(.84)}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-.53).84}{3}} \right)}{4 \times 10^6 \times .4 \times .1 \times 50 \times 10^3}$$

$$A_p = 140365 \text{ mm}^4$$

หาค่าความเหนียวนำของขดลวด

$$L_1 = \frac{V_{m, \min} D_{\max}}{\Delta I_1 f_s}$$

$$L_1 = \frac{32.4 \times 0.53}{2.58 \times 50 \times 10^3}$$

$$L_1 = 133.2 \text{ uH}$$

คำนวณหาช่องว่างอากาศ

$$l_g = \frac{\mu_0 N_1^2 A_c}{L_1}$$

$$l_g = 0.01 \text{ mm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในโหมดเพิ่มแรงดัน

ในการออกแบบวงจรให้แรงดันอินพุต 24 V แรงดันเอาต์พุต 36 V ความถี่ในการสวิตช์ 20 kHz ripple factor 0.5 เปอร์เซ็นต์ คำนวณหาค่า L ที่กระแสไหลต่ำสุด โดยใช้ความต้านทานโหลดเท่ากับ 12 โอห์ม

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1-D} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)$$

$$\frac{36}{24} = \frac{D}{1-D} \cdot 1.75$$

$$0.86 - 0.86D = D$$

จะได้ Duty cycle (D)

$$D = 0.46$$

จะได้ตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด $(L_m)_{min}$

$$(L_m)_{min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f_s} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

$$(L_m)_{min} = \frac{(1-0.46)^2 10}{2 \times 50 \times 10^3} \left(\frac{4}{7} \right)^2$$

$$(L_m)_{min} = 9.63 \mu H$$

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 0.5 %

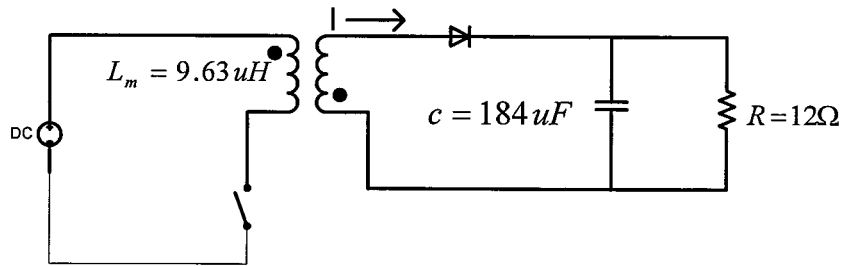
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf_s}$$

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

$$C = \left(\frac{0.46}{10 \times 50k} \right) \cdot \left(\frac{1}{0.005} \right)$$

$$C = 184 \mu F$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.2 แสดงวงจร Flyback converter ขณะอยู่ในโหมดเพิ่มแรงดัน

3.4 การออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในโหมดลดแรงดัน

ในการออกแบบวงจรให้แรงดันอินพุต 36 V แรงดันเอาท์พุต 24 V ความถี่ในการสวิตช์ 20 kHz ripple factor 0.5 เปอร์เซนต์ คำนวณหาค่า L ที่กระแสไหลต่ำสุด โดยใช้ความต้านทานโหลดเท่ากับ 12 โอห์ม

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1-D} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)$$

$$\frac{24}{36} = \frac{D}{1-D} \cdot 0.57$$

$$2.17D = 1.17$$

จะได้ Duty cycle (D)

$$D = 0.53$$

จะได้ตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด $(L_m)_{min}$

$$(L_m)_{min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f_s} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

$$(L_m)_{min} = \left(\frac{(1-0.53)^2 \cdot 12}{2 \times 50 \times 10^3} \right) \cdot \left(\frac{7}{4} \right)^2$$

$$(L_m)_{min} = 81.16 \mu\text{H}$$

หาค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 0.5 %

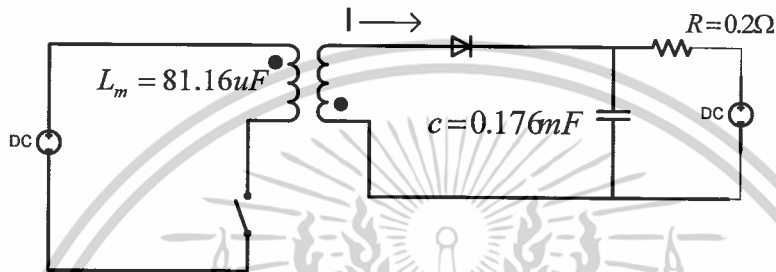
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf_s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

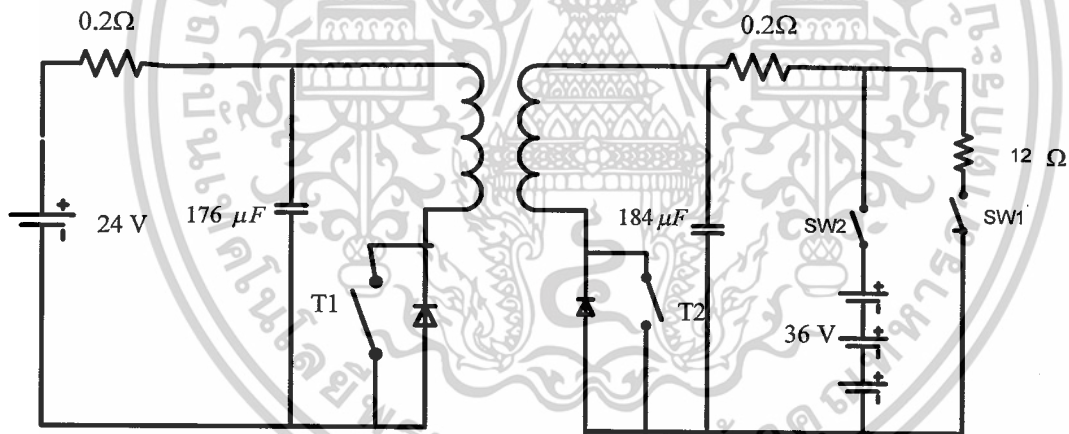
$$C = \left(\frac{D}{Rf_s} \right) \cdot \left(\frac{V_o}{\Delta V_o} \right)$$

$$C = \left(\frac{0.53}{12 \times 50 \times 10^3} \right) \cdot \left(\frac{1}{0.005} \right)$$

$$C = 0.176 \text{ mF}$$

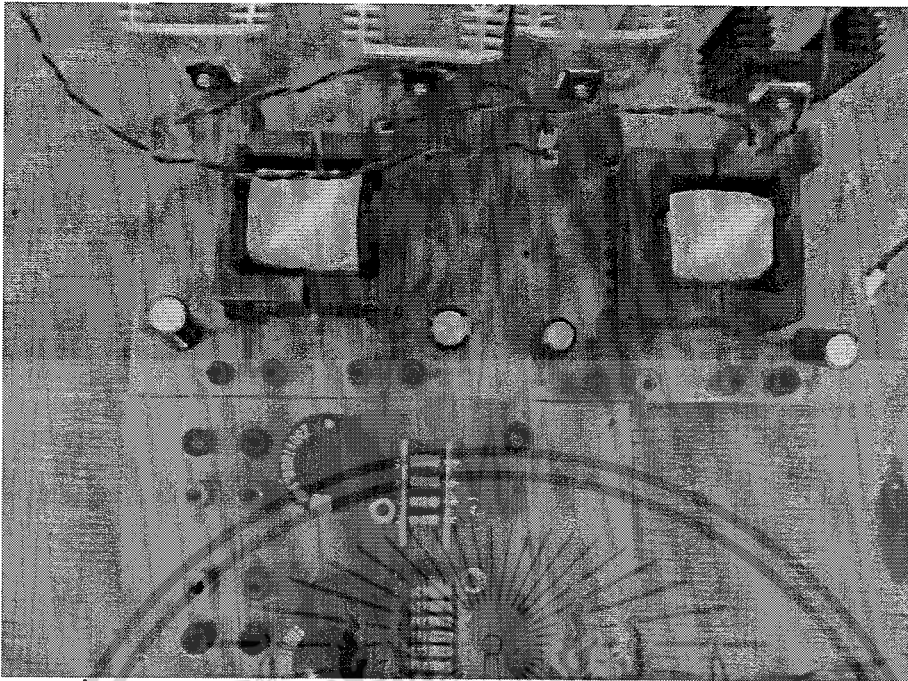


ภาพที่ 3.3 แสดงวงจร Flyback converter ขณะอยู่ในโหมดลดแรงดัน



ภาพที่ 3.4 แสดงวงจร Bi-directional Flyback converter และโหลดที่ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

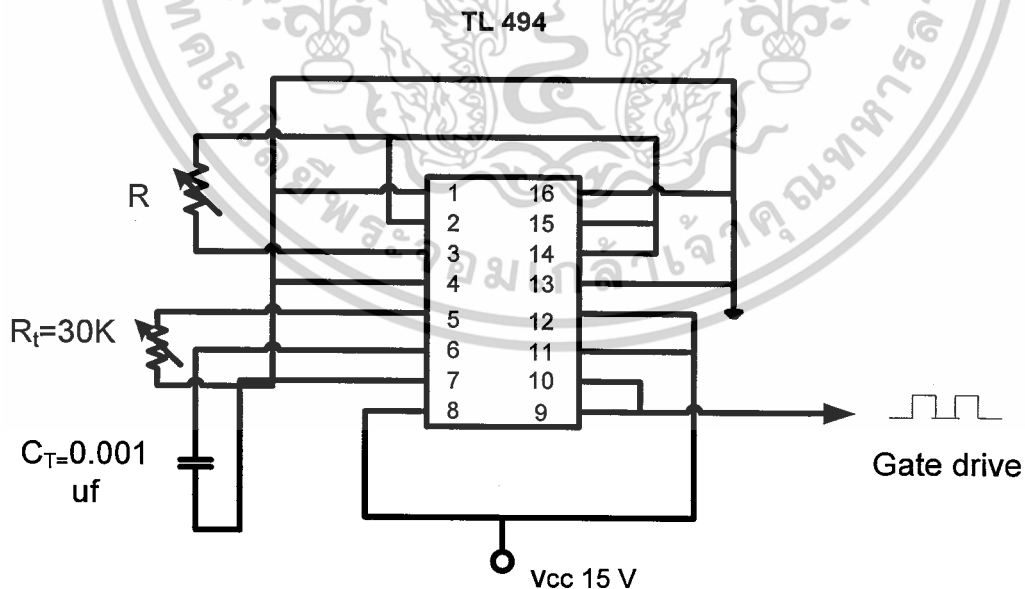


ภาพที่ 3.5 แสดงวงจร Bi-directional Flyback converter และโหลดที่สร้างขึ้น

3.5 วงจรสร้างพัลส์

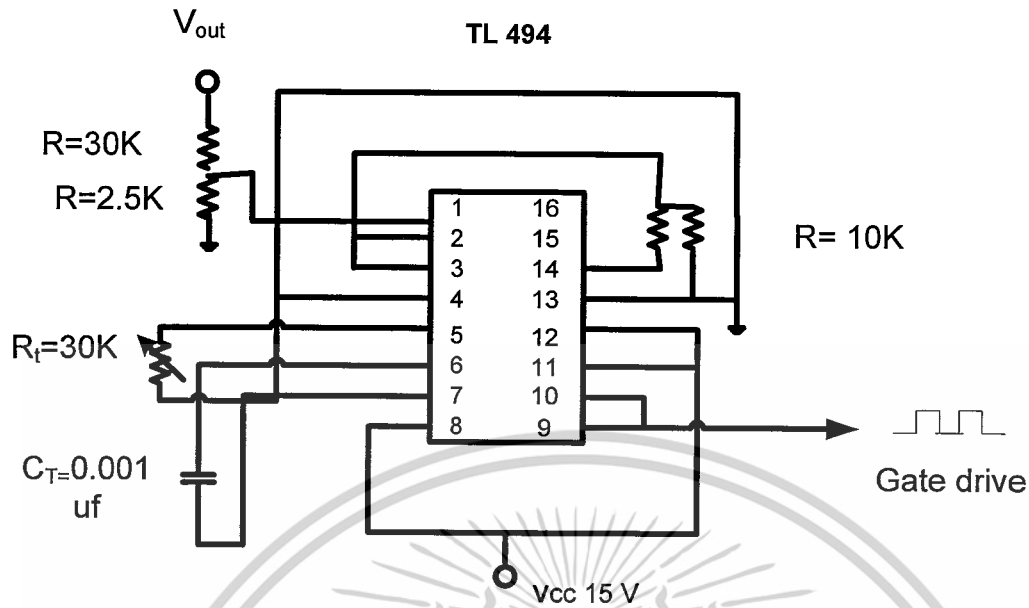
วงจรสร้างพัลส์จะใช้ TL 494 ในการสร้างสัญญาณออกมาเพื่อส่งไปยังไอซีเบอร์

TLP 250

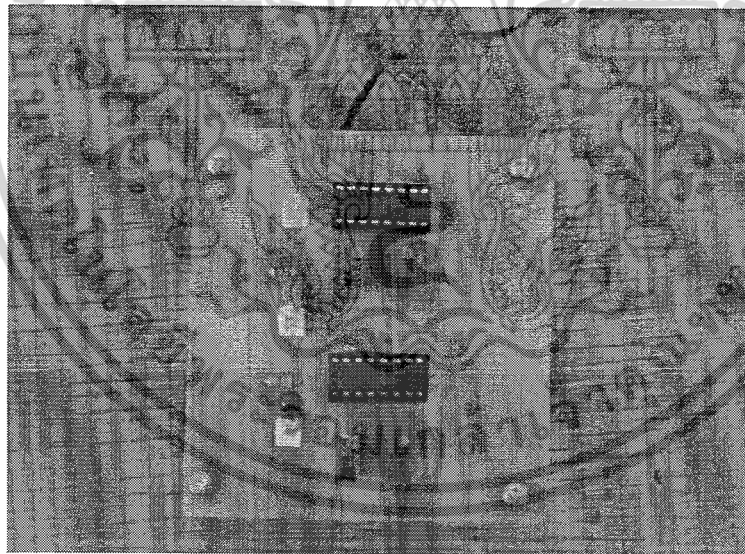


ภาพที่ 3.6 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์จาก IC TL494 ที่ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.7 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์จาก IC TL494 ที่มีการควบคุมป้อนกลับที่ออกแบบ

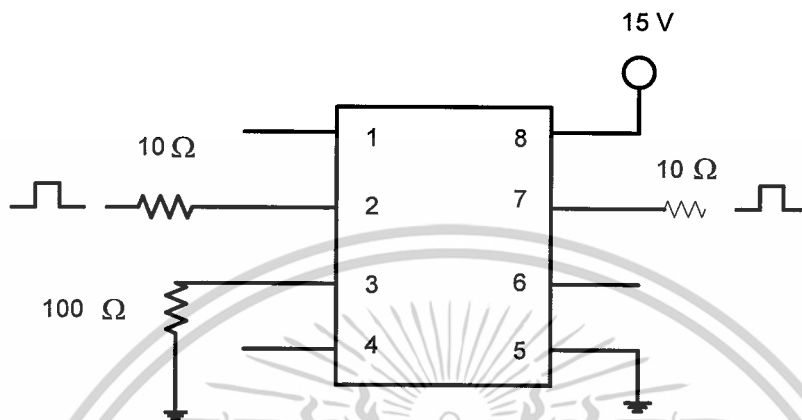


ภาพที่ 3.8 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพัลส์จาก IC TL494 ที่สร้างจริง

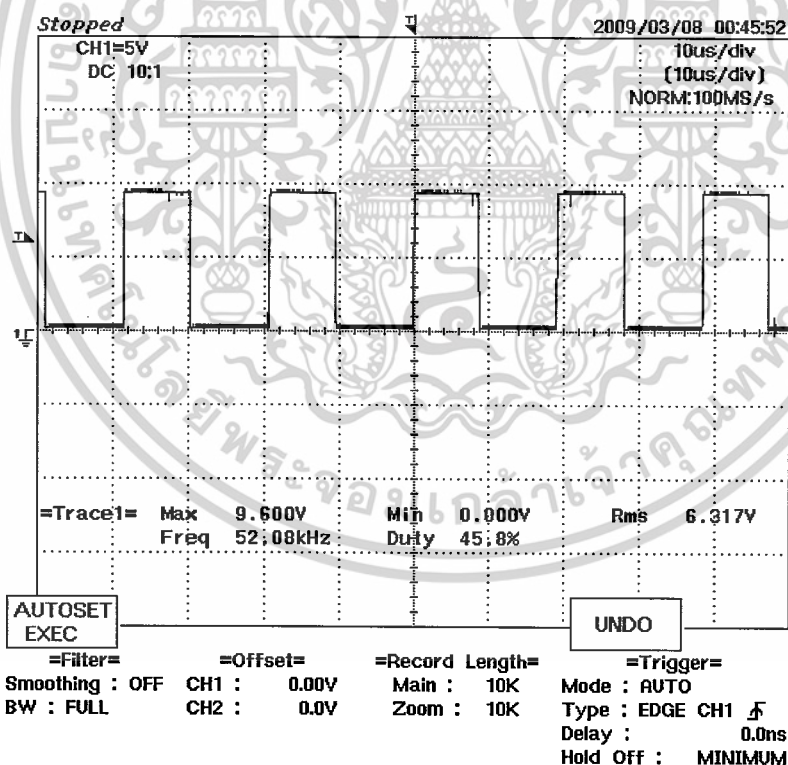
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 วงจรขับเกต (Gate drive circuit)

สัญญาณควบคุมการทำงานของไอจีบีทีที่ได้จากวงจรควบคุมจะต้องนำมาผ่านวงจรขับเกตก่อนส่งให้ไอจีบีที และต้องมีการแยกกราวด์ของไอจีบีทีแต่ละตัวออกจากกัน ผ่านไอซีเบอร์ TLP 250 รับแรงดัน Vcc 15 V เพื่อนำไปขับเกต



ภาพที่ 3.9 แสดงวงจรขับเกตจาก IC จากเบอร์ TLP250 ที่ออกแบบ

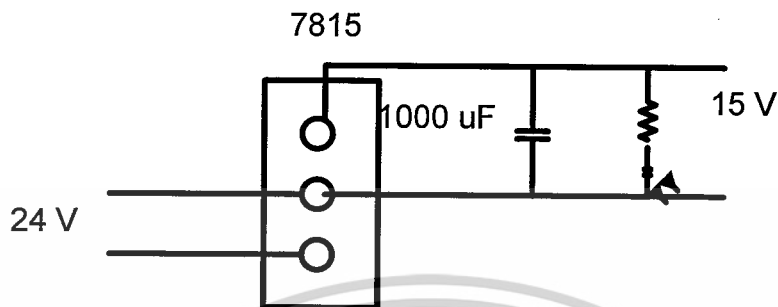


ภาพที่ 3.10 แสดงสัญญาณขับเกตที่ได้จากวงจร

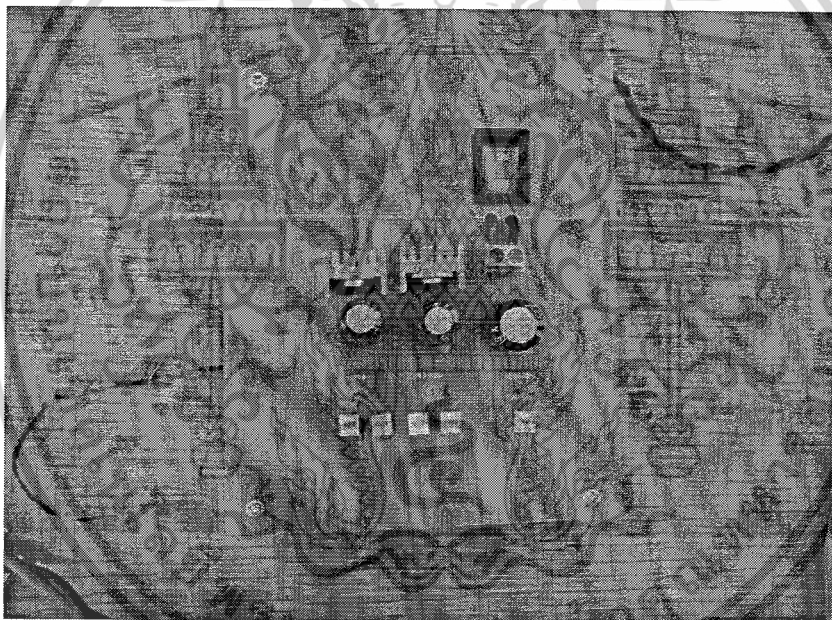
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 วงจร Regulator

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่แบ่งแรงดันไฟฟ้า จาก 24 โวลต์ เป็น 15 โวลต์เพื่อนำไปจ่ายให้กับวงจรสร้างพัลส์และวงจรขับเคลื่อนต่อไป



ภาพที่ 3.11 แสดงวงจร Regulator ที่ออกแบบจากไอซี 7815



ภาพที่ 3.12 แสดงวงจร Regulator ที่ออกแบบจากไอซี 7815 ที่สร้างจริง

3.8 สรุป

ในบทนี้เป็นการออกแบบวงจรฟลายแบ็กดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง โดยได้มีการคำนวณตามทฤษฎีและได้ทำการจำลองวงจรโดยใช้โปรแกรม PSpice ซึ่งใช้ Power MOSFET เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ที่ความถี่ 50 KHz รวมไปถึงได้ทำการสร้างวงจรกำลังขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 วัตถุประสงค์

4.1.1 เพื่อออกแบบวงจร Bi-directional Fly back Converter ให้สามารถนำพลังงานกลับมาชาร์จแบตเตอรี่ได้

4.1.2 เพื่อศึกษาหลักการทำงานของวงจร Bi-directional Fly back Converter

4.1.3 เพื่อศึกษาการจ่ายคืนพลังงานให้กลับมาชาร์จในแบตเตอรี่

4.1.4 เพื่อศึกษาประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร

4.2 เครื่องมือและอุปกรณ์

1. ชุดวงจร Bi-directional Fly-back DC-DC Converter
2. DC Ammeter , DC Voltmeter
3. Oscilloscope
4. ชุดโหนดทดลอง
5. ชุดแบตเตอรี่ทดลอง

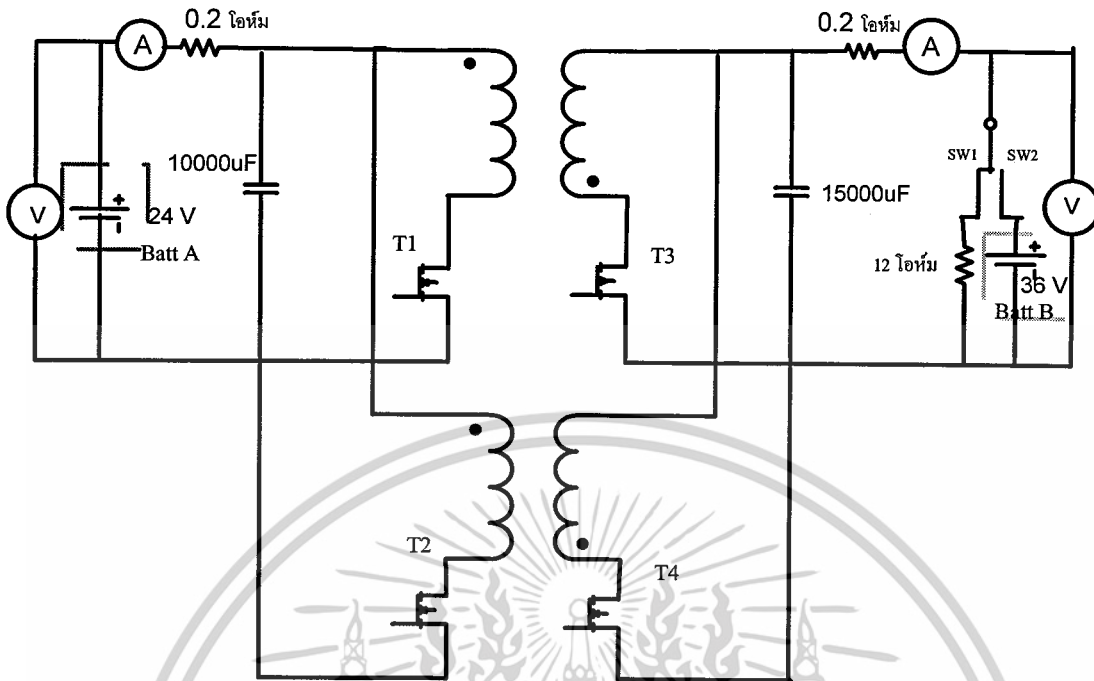
4.3 ขั้นตอนการทดลอง

ทำการลอง โดยแบ่งเงื่อนไขออกเป็น 4 กรณี

ตารางที่ 4.1 แสดงเงื่อนไขการทดลองวงจร

	โหมดของคอนเวอร์เตอร์		Switch operating	
	เพิ่มแรงดัน	ลดแรงดัน	IGBT	Selecting switch
1	D = 46%	-	T1,T2	S1
2	-	D = 60.4%	T3,T4	S2
3	Feed back control		T1,T2	S1
4		Feed back control	T3,T4	S2

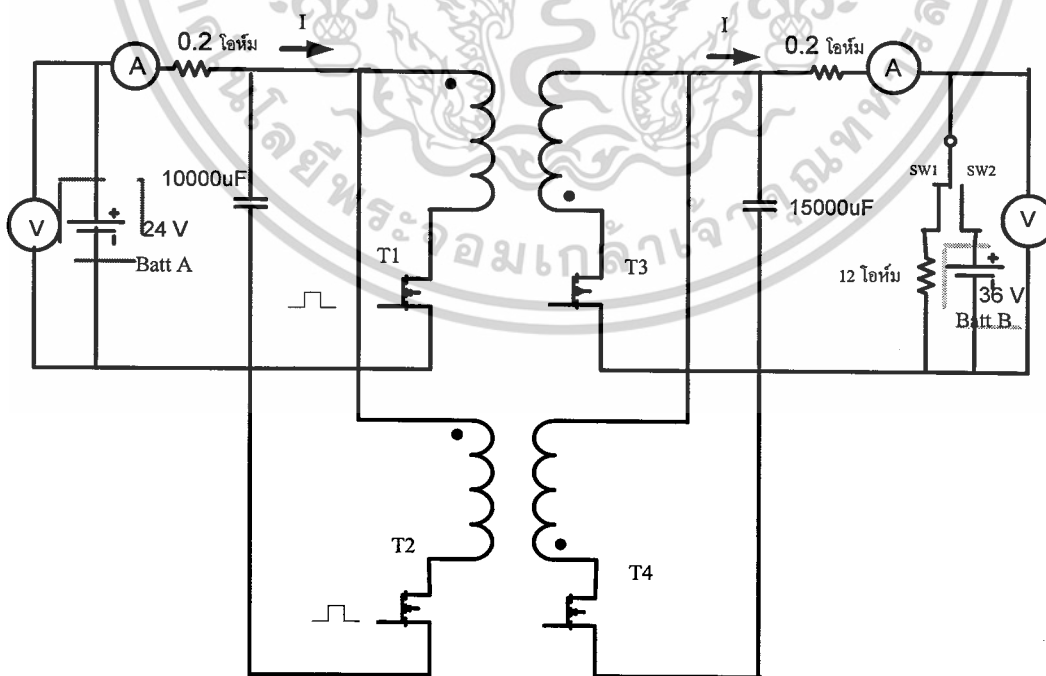
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.1 แสดงวงจร Bi-directional Flyback converter และโหลดที่ออกแบบ

4.4 การทดลองเงื่อนไขที่ 1

ทดลองการทำงานของ Bidirectional ในส่วนของ Boost Mode เพื่อดูว่า Batt A กับ Batt B ทำงาน Bidirectional ที่โหลด 12 โอห์มได้อย่างไร



ภาพที่ 4.2 การทำงานของวงจร Bidirectional ในส่วนของ Boost Mode

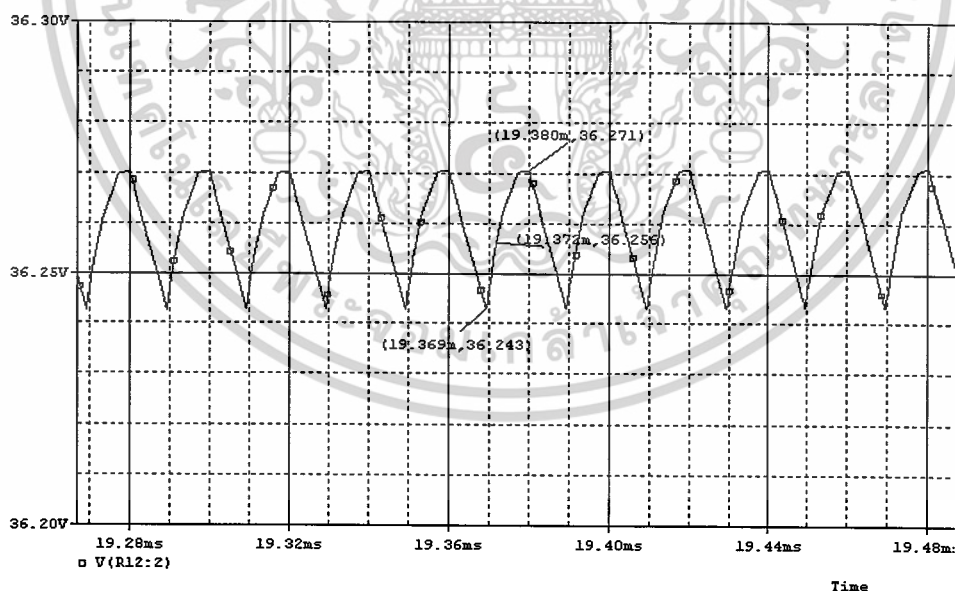
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในเชิงวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร
 “ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้”

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 24 โวลต์ ให้วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์โดยทำการจ่ายโหลด 12 โอห์ม
2. ตรวจจับสัญญาณ Drive Gate เพื่อปรับค่า Duty ที่ 46%
3. กด SW1 เพื่อจ่ายโหลด $R = 12 \Omega$
4. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 24 โวลต์ จาก Batt A เข้าสู่ระบบ
5. ทำการจ่ายสัญญาณที่มีค่า Duty ที่ 46% ให้กับ T1 และ T2 โดยที่ T3 และ T4 ต้องยังไม่ทำงาน
6. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 1

Boost Mode	Duty	output (Batt A)			Output (Load)			η (%)
		V (V)	I (A)	P (watt)	V (V)	I (A)	P (watt)	
T1,T2 on Sw1 on	46%	25	5	125	38.53	2.5	96.33	77

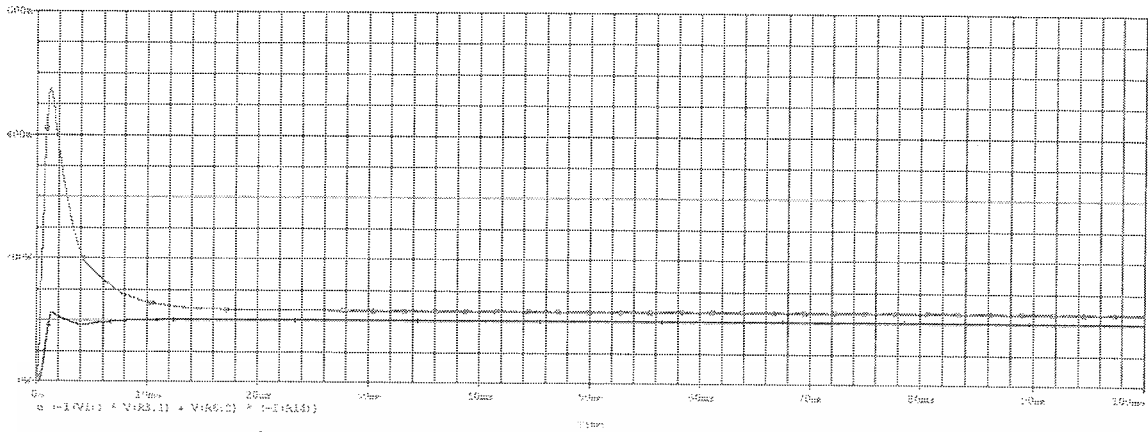


ภาพที่ 4.3 แสดงระรอกคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice ขณะจ่ายโหลดที่ 12 Ω

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{36.271 - 36.243}{36.256} \times 100$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.07\%$$

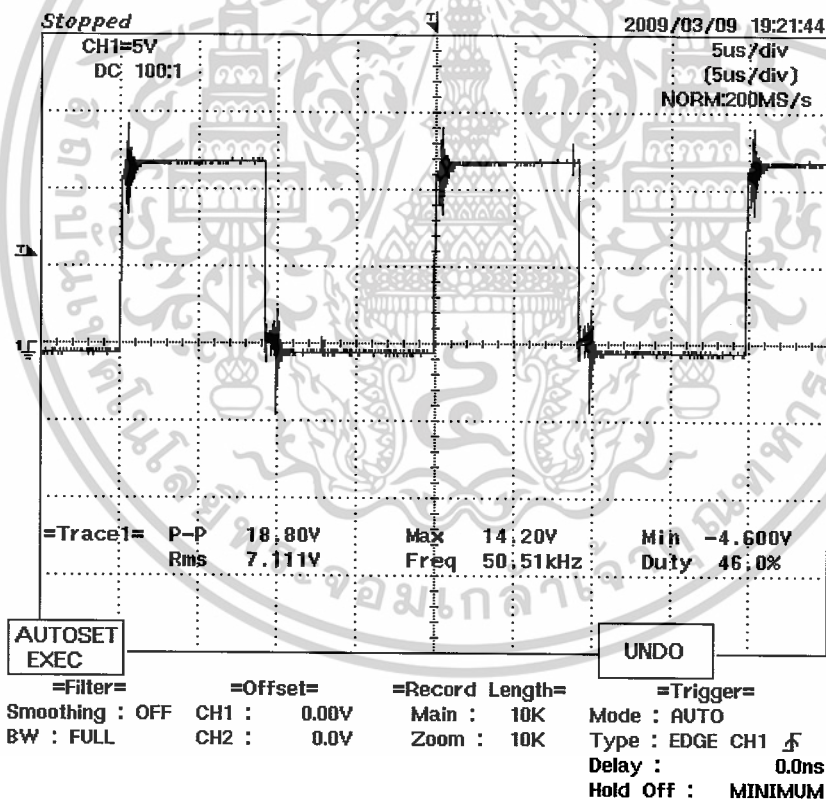
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.4 แสดงกำลังไฟฟ้าด้านเข้าและกำลังไฟฟ้าด้านออก

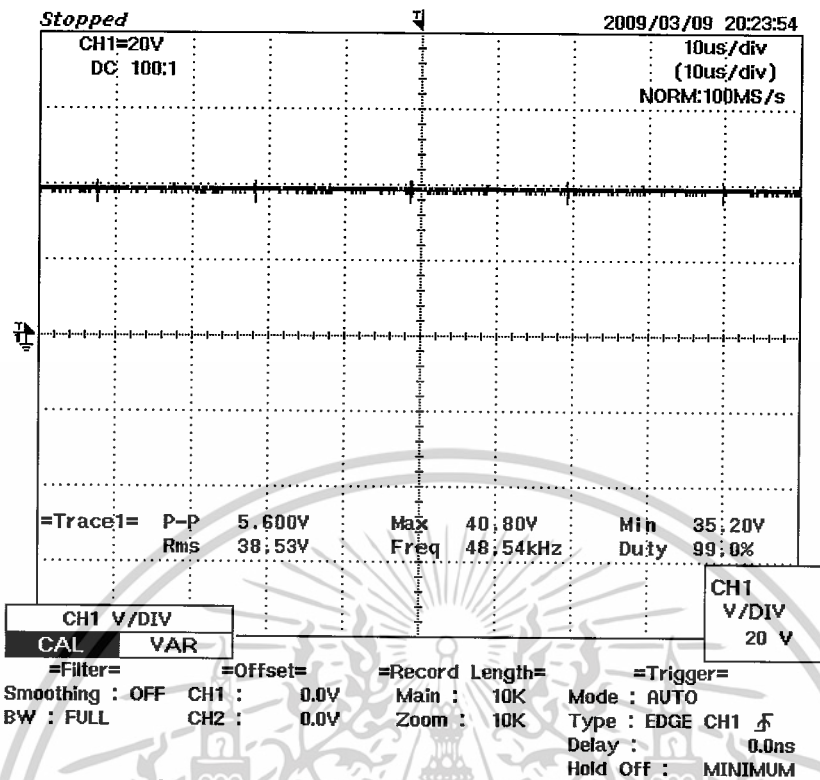
$$\text{ประสิทธิภาพของวงจร } \eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100$$

$$\eta = \frac{102}{116} \times 100 = 87.93\%$$

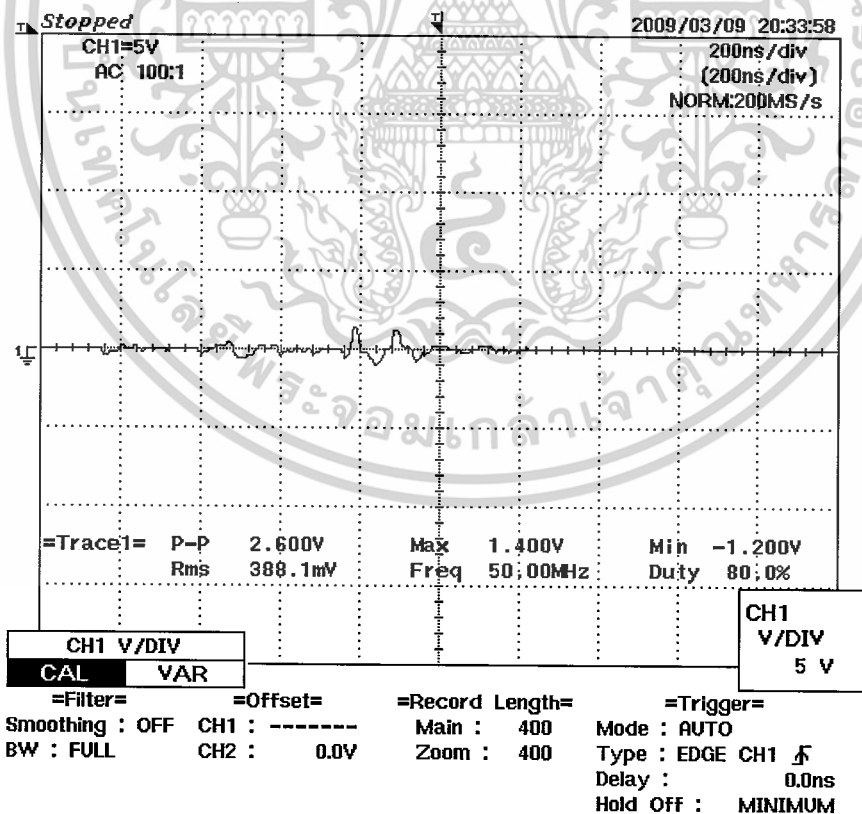


ภาพที่ 4.5 แสดงสัญญาณขั้วเกิดขณะทำการส่งกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.6 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลด

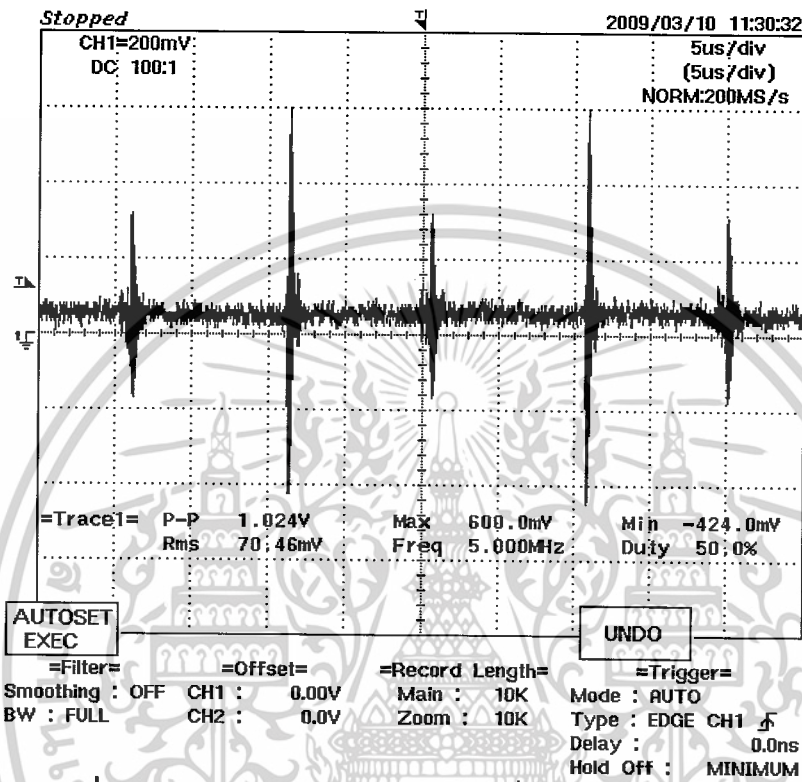


ภาพที่ 4.7 แสดงค่าระลอกคลื่นขณะทำการส่งกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด 12Ω

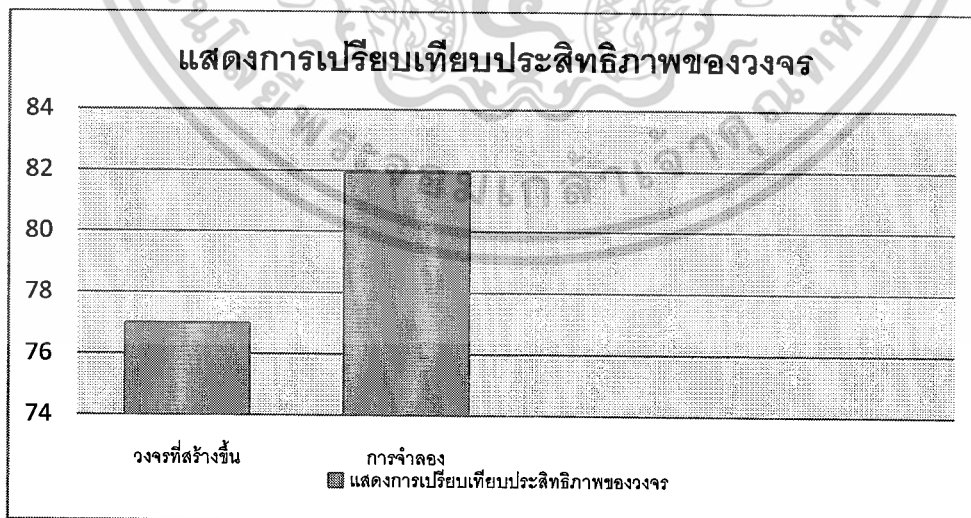
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1.4 - (-1.2)}{38.53} \times 100$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 6.75\%$$



ภาพที่ 4.8 กระแสไฟฟ้า I_L (โหลด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัด

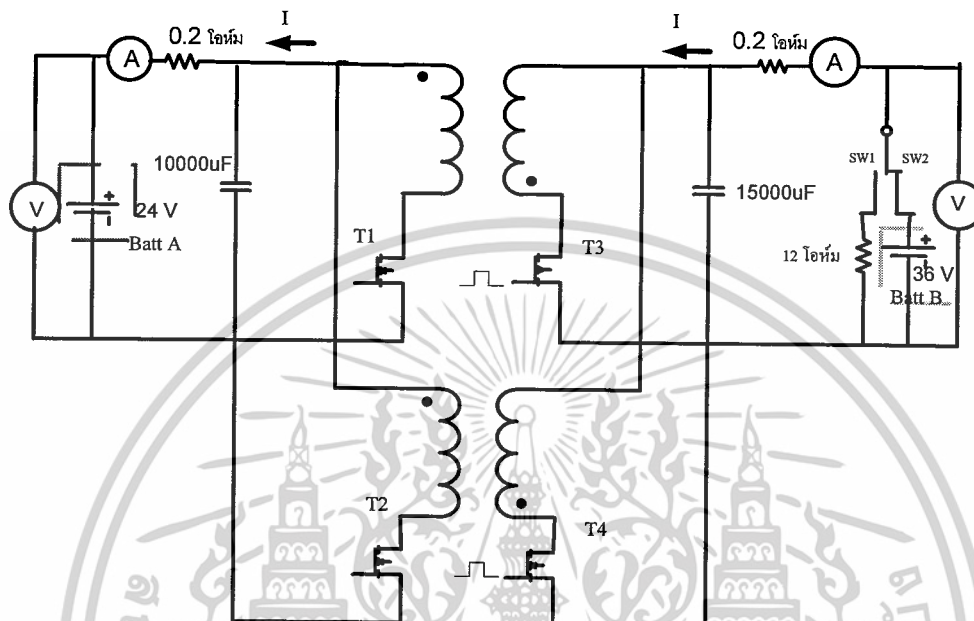


ภาพที่ 4.9 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรระหว่างการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice กับ วงจรที่สร้างขึ้นจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 การทดลองเงื่อนไขที่ 2

ทดลองการทำงานของ Bidirectional ในส่วนของ Regenerative Mode เพื่อดูว่า Batt A กับ Batt B ทำงาน Bidirectional เป็นอย่างไร ขณะชาร์จแบตเตอรี่ เมื่อทำการปลดโหลด $R = 12\Omega$



ภาพที่ 4.10 แสดงวงจร Bi-directional Flyback converter และโหลดที่ออกแบบ

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจาก Batt B เท่ากับ 36 โวลต์
2. ตรวจสอบสัญญาณ Drive Gate เพื่อปรับค่า Duty ที่ 53%
3. ทำการจ่ายสัญญาณที่มีค่า Duty ที่ 60% ให้กับ T3 และ T4 โดยที่ T1 และ T2

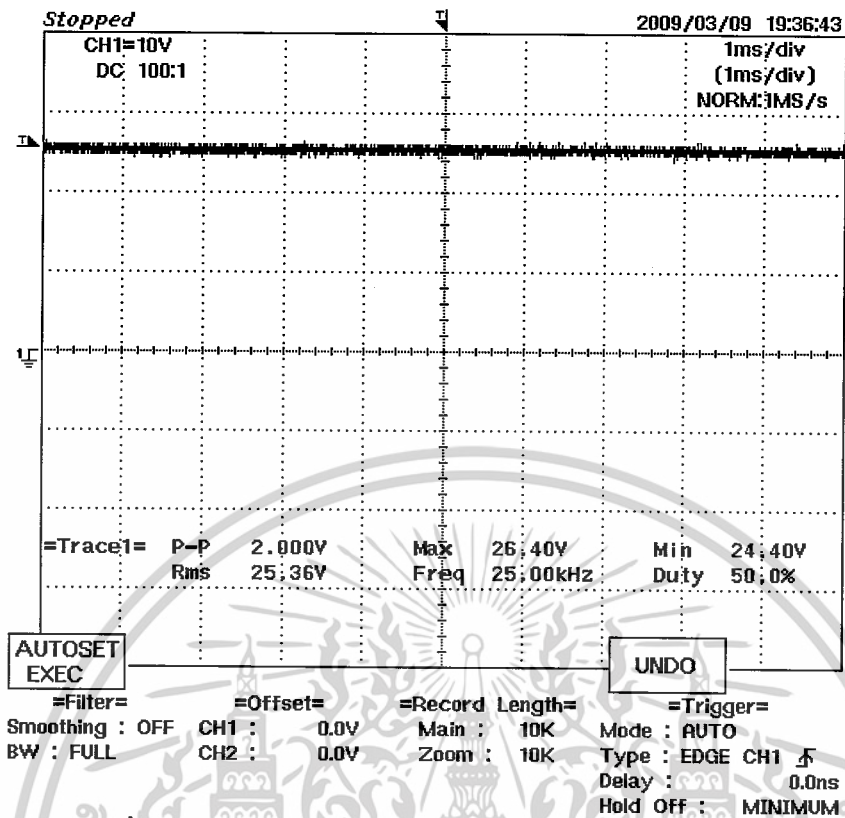
ต้องยังไม่ทำงาน

4. กด SW2 เพื่อจ่ายแรงดันให้กับระบบ
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 24 โวลต์ จาก Batt A เข้าสู่ระบบ
6. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output
7. นำผลที่ได้จากขั้นตอนที่ 6 มาทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม

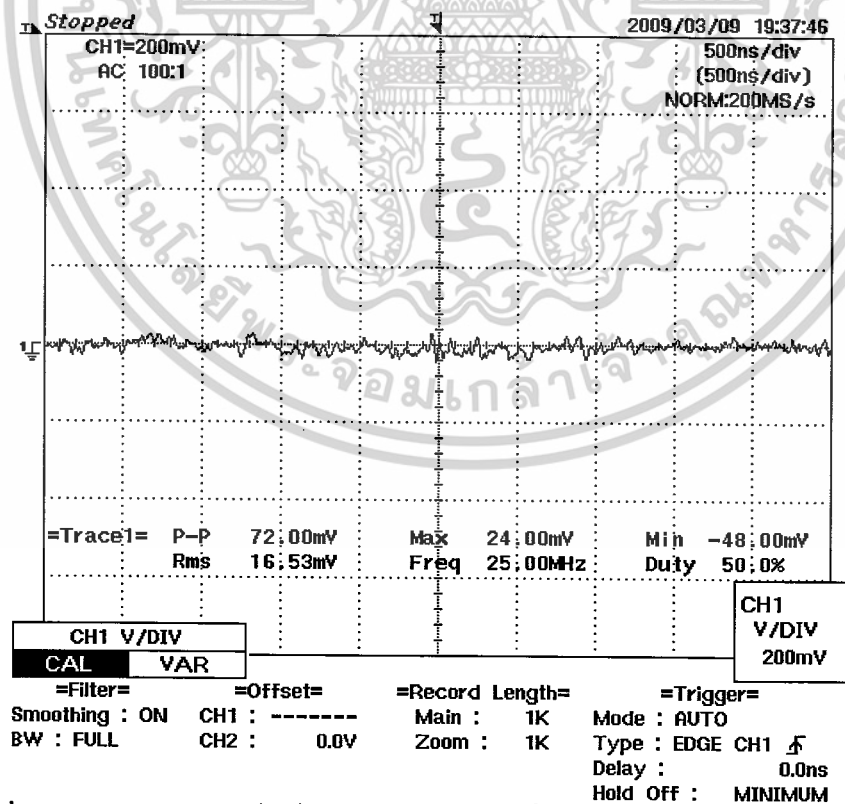
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 2

Regenerative Mode	Duty	output (Batt B)			Input (Batt A)			η (%)
		V(V)	I(A)	P(watt)	V(V)	I(A)	P(watt)	
T3,T4 on Sw2 on	60%	35	1	52.5	25.36	1.5	37.5	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.11 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ทำการชาร์จแบตเตอรี่

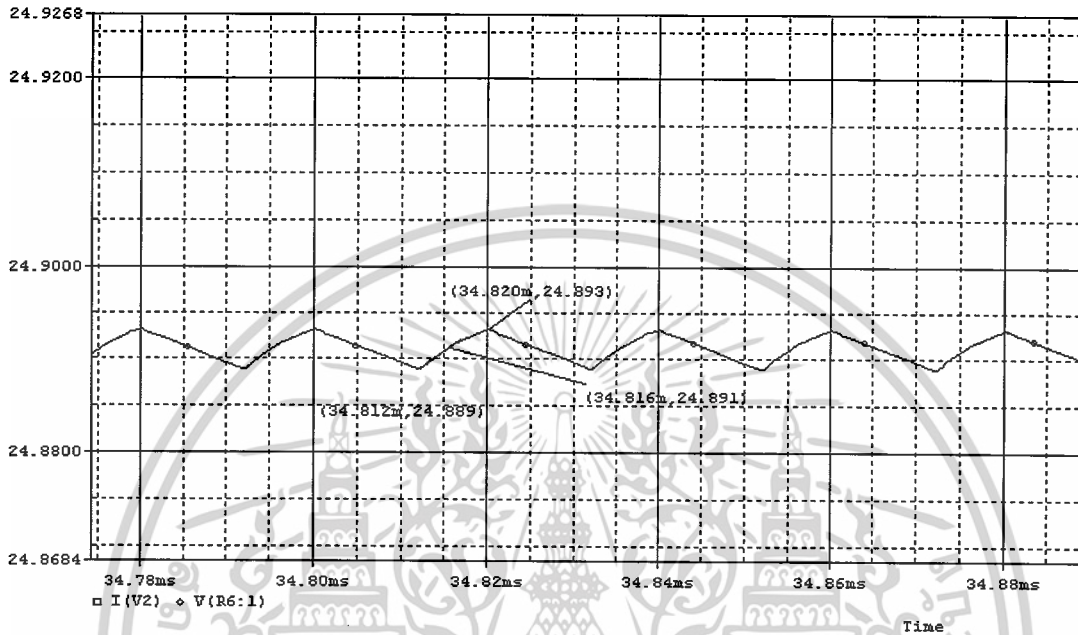


ภาพที่ 4.12 แสดงระลอกคลื่นที่ได้จากวงจรที่สร้างขึ้นขณะจ่ายทำการชาร์จแบตเตอรี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{24 - (-48)}{25.36} \times 100 \times 1mV$$

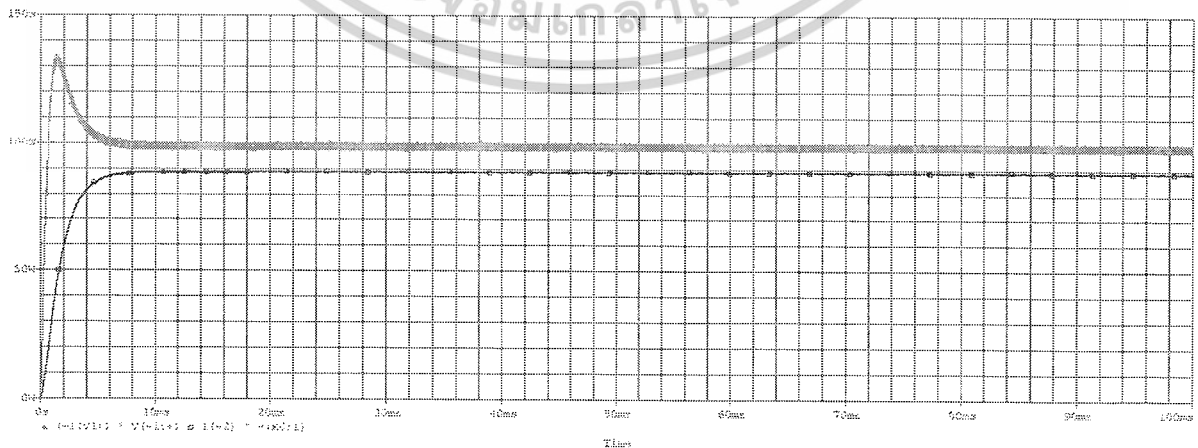
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.28\%$$



ภาพที่ 4.13 แสดงระลอกคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม PSpice ขณะจ่ายทำการชาร์จแบตเตอรี่

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{24.893 - 24.889}{24.891} \times 100$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.016\%$$

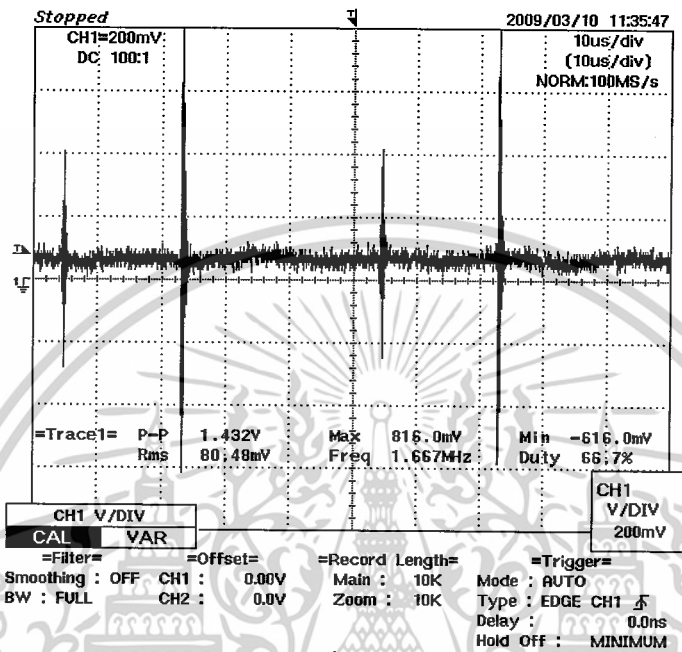


ภาพที่ 4.14 แสดงกำลังไฟฟ้าด้านเข้าและกำลังไฟฟ้าด้านออก

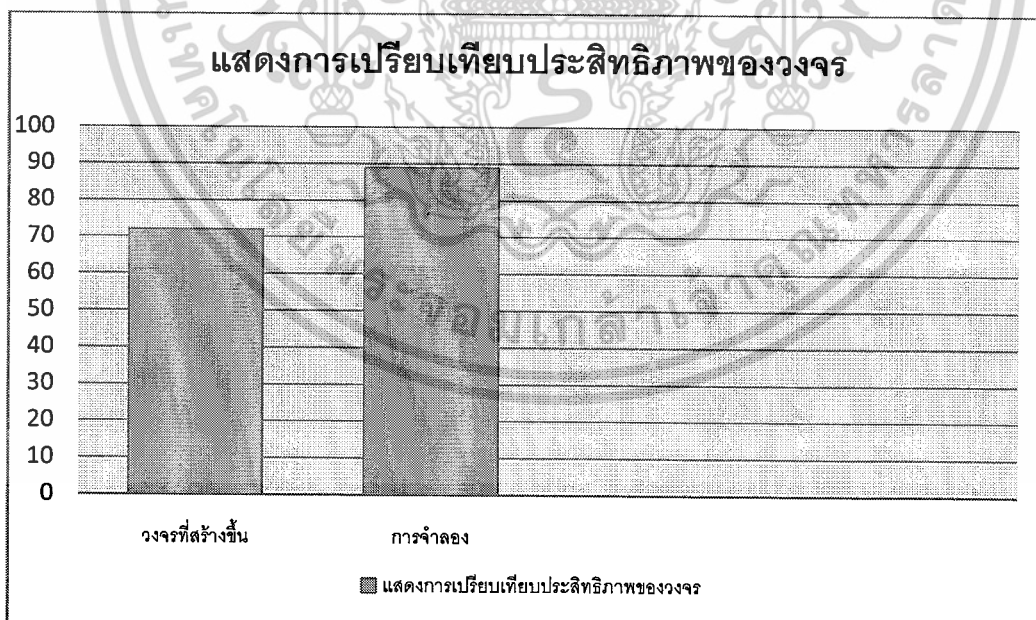
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ประสิทธิภาพของวงจร } \eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100$$

$$\eta = \frac{88}{99} \times 100 = 88.88\%$$



ภาพที่ 4.15 กระแสไฟฟ้า I_L (โหลด DC) ที่ไหลผ่านวงจรจากการวัดขณะชาร์จแบตเตอรี่



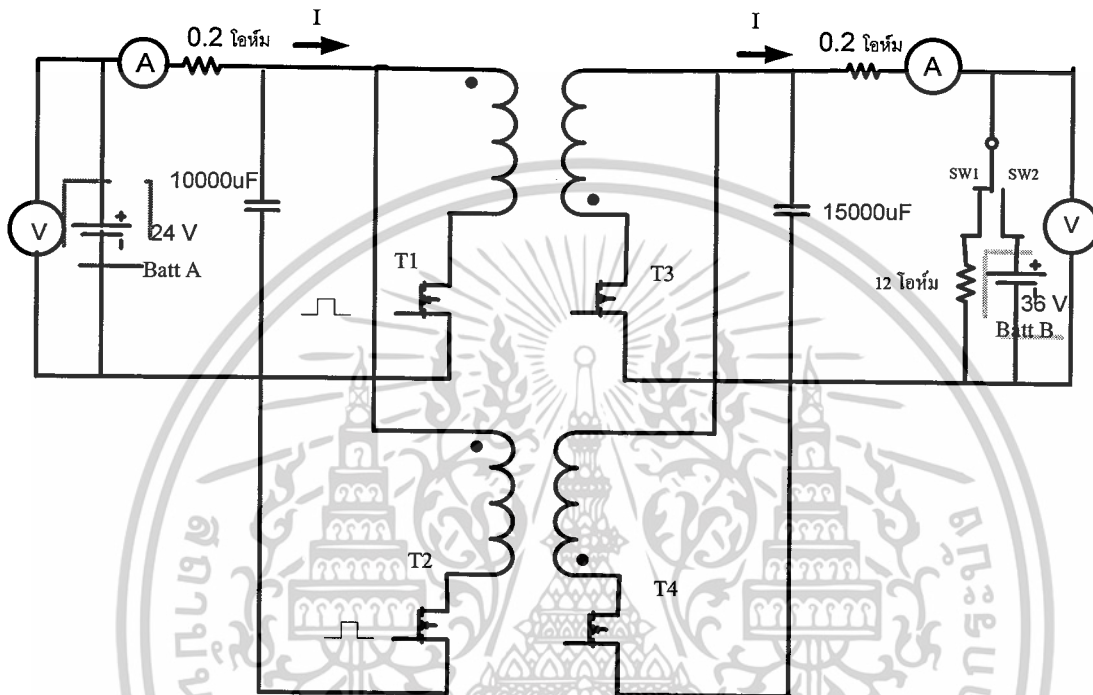
ภาพที่ 4.16 แสดงแผนภูมิการเปรียบเทียบกำลังไฟระหว่างวงจรที่สร้างขึ้นจริงกับการจำลองด้วย

โปรแกรม PSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 การทดลองเงื่อนไขที่ 3

ทดลองการทำงานของวงจรควบคุมที่มี Feedback เพื่อศึกษาว่าวงจรทำการรักษาระดับแรงดันได้อย่างไร ในสภาวะการทำงานจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด 12 โอห์ม เพื่อรักษาแรงดันด้านออกให้มีค่า 36 โวลต์



ภาพที่ 4.17 แสดงวงจรกำลังในเงื่อนไขการทดลองที่ 3

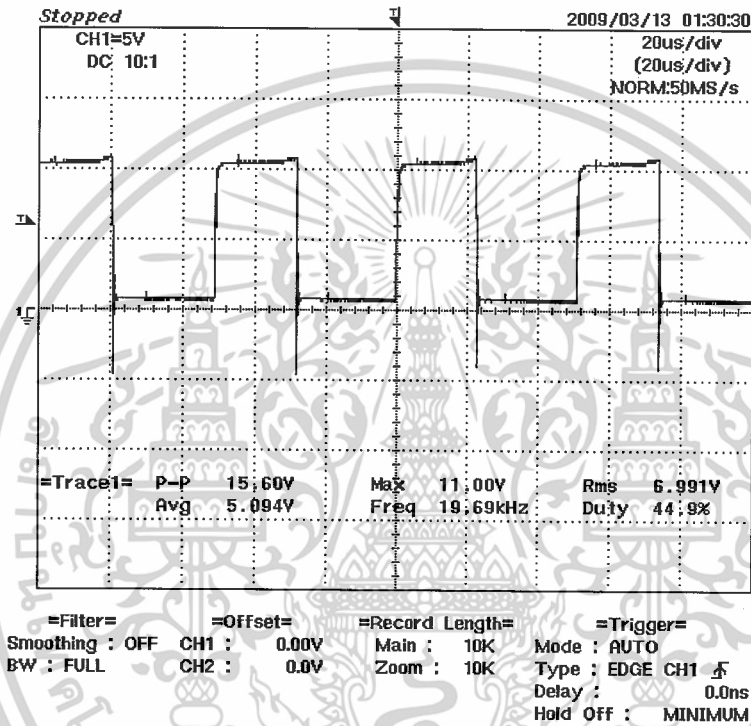
ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 24 โวลต์ ให้วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์โดยทำการจ่ายโหลด 12 โอห์ม
2. ตรวจสอบสัญญาณ Drive Gate เพื่อปรับค่า Duty ที่ 46%
3. กด SW1 เพื่อจ่ายโหลด $R = 12\Omega$
4. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 24 โวลต์ จาก Batt A เข้าสู่ระบบ
5. ทำการจ่ายสัญญาณที่มีค่า Duty ที่ 46% ให้กับ T1 และ T2 โดยที่ T3 และ T4 ต้องยังไม่ทำงาน
6. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

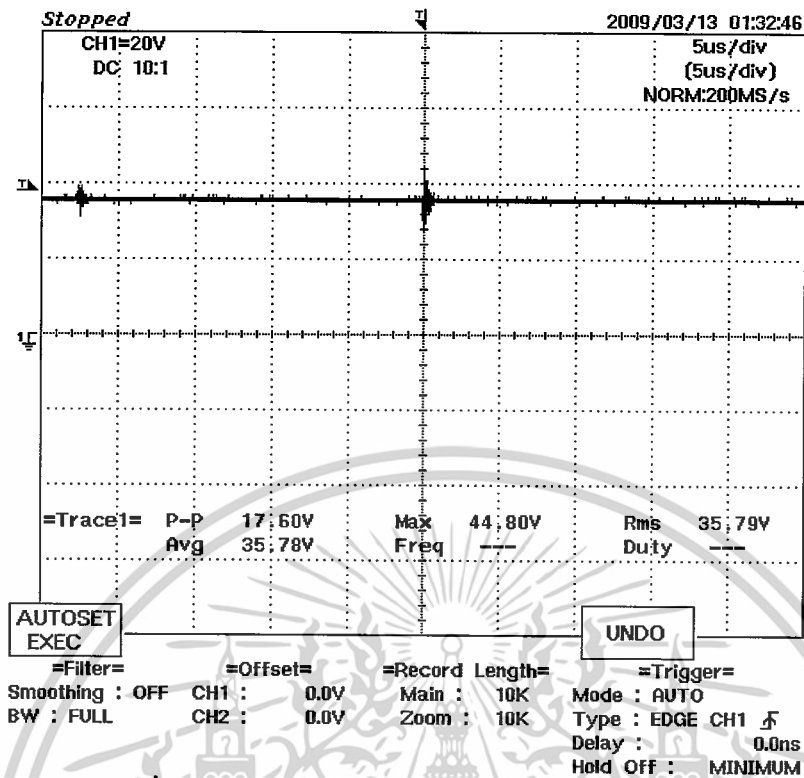
ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 3

Boost Mode	output (Batt A)			Output (Load)			η (%)
	V (V)	I (A)	P (watt)	V (V)	I (A)	P (watt)	
T1,T2 on Sw1 on	23.5	4	94	35	3	105	89.5



ภาพที่ 4.18 แสดงสัญญาณขั้วกระตุ้นขณะทำการส่งกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด

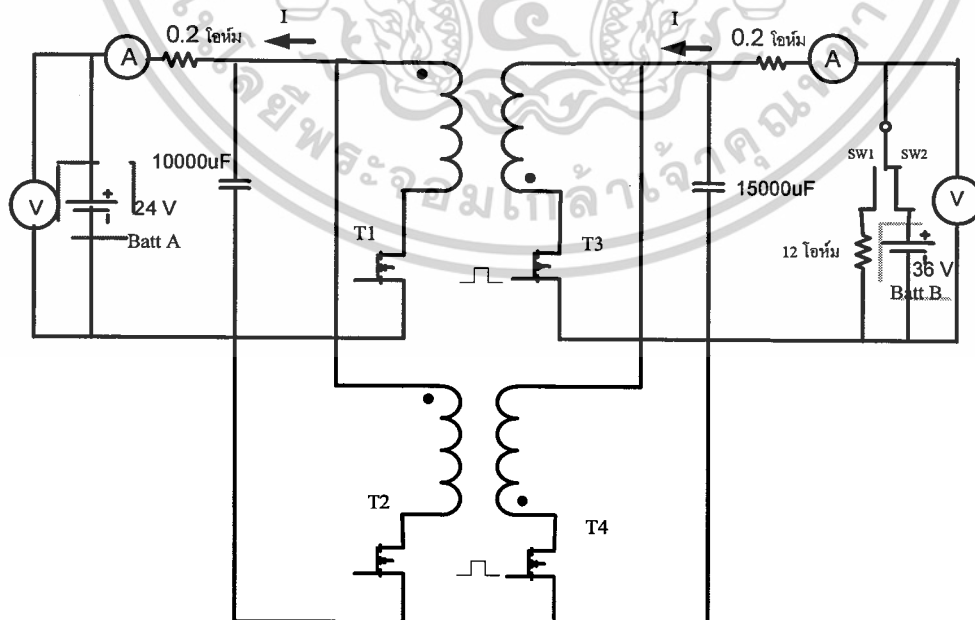
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.19 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโหลด

4.7 การทดลองเงื่อนไขที่ 4

ทดลองการทำงานของวงจร Feedback เพื่อรักษาระดับแรงดันในการชาร์จแบตเตอรี่ให้มีค่า 25 โวลต์ ในส่วนของ Regenerative Mode เพื่อดูว่าวงจรสามารถรักษาระดับแรงดันได้อย่างไร ขณะชาร์จแบตเตอรี่ เมื่อทำการปลดโหลด $R = 12 \Omega$



ภาพที่ 4.20 แสดงวงจรกำลังไฟฟ้าในเงื่อนไขการทดลองที่ 4

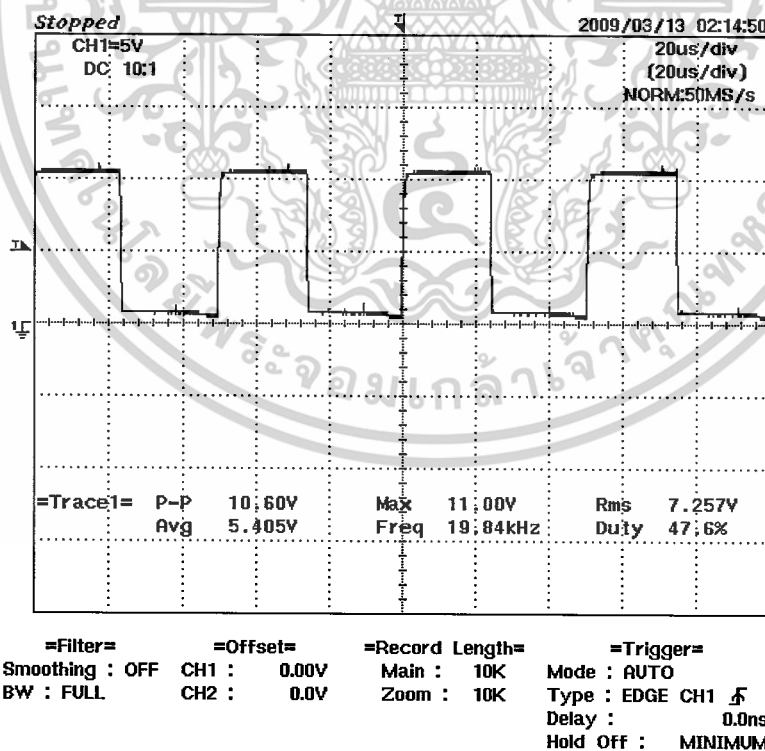
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูงและขอเชิญชวนให้แจ้งไปยังผู้อำนวยการค้ำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจาก Batt B เท่ากับ 36 โวลต์
2. ตรวจจับสัญญาณ Drive Gate เพื่อปรับค่า Duty ที่ 53%
3. ทำการจ่ายสัญญาณที่มีค่า Duty ที่ 60% ให้กับ T3 และที่ T4 โดยที่ T1 และ T2 ต้องยังไม่ทำงาน
4. กด SW2 เพื่อจ่ายแรงดันให้กับระบบ
5. จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ 24 โวลต์ จาก Batt A เข้าสู่ระบบ
6. ทำการบันทึกค่ากระแสและแรงดันในส่วนของ input และ output
7. นำผลที่ได้จากขั้นตอนที่ 6 มาทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม

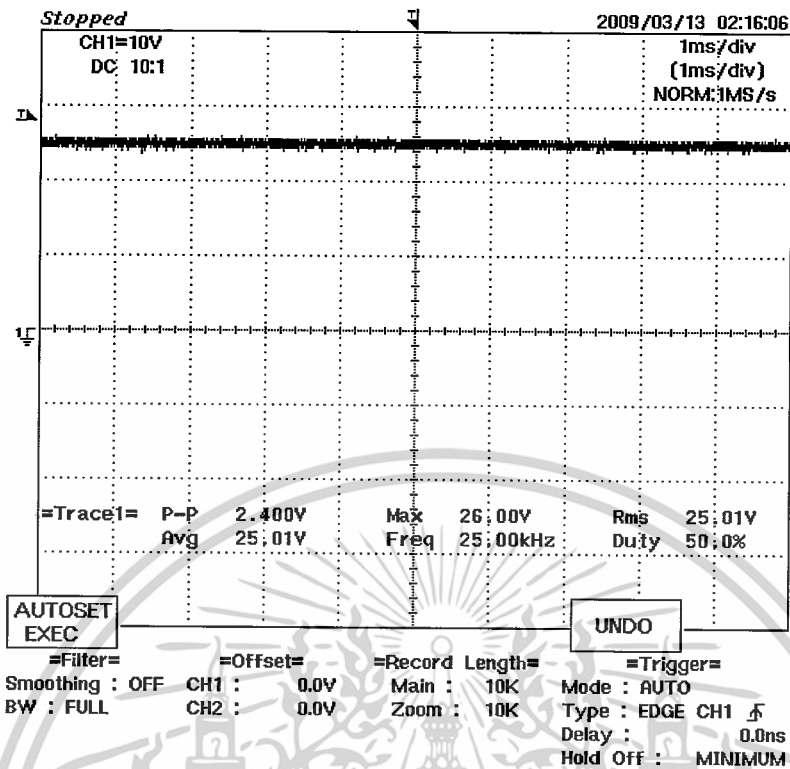
ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองเงื่อนไขที่ 4

Regenerative Mode	output (Batt B)			Input (Batt A)			η (%)
	V(V)	I(A)	P(watt)	V(V)	I(A)	P(watt)	
T3,T4 on Sw2 on	36	0.5	18	25	.5	12.5	69



ภาพที่ 4.21 แสดงสัญญาณขับเคลื่อนขณะทำการส่งกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.22 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ทำการชาร์จแบตเตอรี่

4.8 สรุป

จากการทดลองพบว่าผลที่ได้จากการทดลองในส่วนของแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า กำลังไฟฟ้า และประสิทธิภาพที่ได้จะมีความใกล้เคียงกันกับผลที่ได้จากการใช้โปรแกรม PSpice มาช่วยในการจำลองการทำงานของวงจร ซึ่งอาจมีผลของคลาดเคลื่อนบ้าง เนื่องจากที่แบตเตอรี่ เมื่อทำการชาร์จประจุจนเต็ม แรงดันที่แบตเตอรี่จะมีขนาดมากกว่าพิกัด อาจทำให้ผลการทดสอบที่ได้มีความแตกต่างจากการใช้โปรแกรม PSpice ในการจำลอง และเมื่อทำการทดลองอย่างต่อเนื่อง ประจุในตัวแบตเตอรี่จะลดลงเรื่อย ๆ ก็มีผลให้การทดสอบเกิดความคลาดเคลื่อนได้ ซึ่งได้ทำการแก้ไขโดยใช้วงจรควบคุมป้อนกลับ ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันด้านออก ซึ่งจะทำการทดลองในเงื่อนไขที่ 3 และเงื่อนไขที่ 4

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.4 เงื่อนไขที่ 1 เป็นการจำลองการจ่ายโหลดความต้านทานที่ 12 โอห์มในส่วนของโหมดยจ่ายแรงดันให้ระบบ เพื่อดูผลของแรงดันและกระแสไฟฟ้า โดยทำการปรับค่า duty ratio เท่ากับ 0.46 และความถี่ในการสวิตซึ่งเท่ากับ 50 kHz จะทำการตรวจสอบในส่วนของ Input และ Output เพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของการทำงานในขณะที่เป็นโหมดยจ่ายแรงดันให้ระบบ

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

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

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.4 เงื่อนไขที่ 2 เป็นการจำลองการจ่ายพลังงานย้อนกลับของ Batt B ในส่วนของโหมดยจ่ายแรงดันย้อนกลับเพื่อดูผลของแรงดันและกระแสไฟฟ้า โดยทำการปรับค่า duty ratio เท่ากับ 0.60 จะทำการตรวจสอบในส่วนของ Input และ Output เพื่อนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพของการทำงานในขณะที่เป็นโหมดยจ่ายพลังงานย้อนกลับ

ซึ่งการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพเพื่อทำการชาร์จแบตเตอรี่และขณะที่มีการจ่ายโหลดจากการทดลองนำมาเปรียบเทียบกับกรณีที่จำลองการทำงานการจ่ายโหลดของโปรแกรม PSpice โดยทำการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของทั้งสองกรณี จะเห็นได้ว่าการประสิทธิภาพในการชาร์จแบตเตอรี่จะต่ำกว่าการที่ต่อโหลด

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหมตการทำงานในแต่ละช่วงค่า duty ratio จะมีการเปลี่ยนแปลงเป็นผลให้มีค่ารีปเปิ้ลเปลี่ยนแปลงไปด้วย ซึ่งในโหมตของกระแสต่อเนื่องมาอยู่ในกระแสไม่ต่อเนื่องโดยที่พิกัดทางด้านออกเท่าเดิม duty ratio ลดลงเป็นผลให้ค่าของแรงดันรีปเปิ้ลลดลง พิสูจน์ได้จากสมการโดยให้ตัวแปรอื่นคงที่เช่นเดียว กันกับบูสต์คอนเวอร์เตอร์

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

ซึ่งเราสามารถดูตัวแปรตัวอื่นที่มีผลต่อแรงดันรีปเปิ้ลโดยเราพิจารณาทีละตัวแล้วให้ตัวแปรตัวอื่นมีค่าคงที่ซึ่งสามารถทดสอบเปรียบเทียบกันได้

ซึ่งสามารถรักษาระดับแรงดันด้านออกได้จากการควบคุมจากสัญญาณป้อนกลับซึ่งจะสามารถแสดงให้เห็นได้จากการทดลองเงื่อนไขที่ 3 และ 4

5.2 บทวิจารณ์

ในการวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาหลักการการทำงานของวงจร Bi-directional Flyback converter พร้อมทั้งทำการออกแบบและสร้างชุดทดลองเพื่อทำการศึกษาค้นคว้าการทำงานจริง โดยทำการแยกออกเป็น ส่วนกำลังและส่วนควบคุม ซึ่งจากการศึกษาวงจรเรายังใช้โปรแกรม PSpice มาช่วยในการจำลองวงจรก่อนนำมาสร้างวงจรใช้งานจริงและยังนำมาเปรียบเทียบผลที่ได้กับการทดลอง เข้าใจหลักการการทำงานของกระแสในโหมตต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

5.3 ข้อเสนอแนะ

ในชุดการทดลองนี้ไม่สามารถเปลี่ยนสภาวะการทำงานระหว่างช่วงจ่ายแรงดันให้ระบบกับช่วงการจ่ายพลังงานย้อนกลับ ซึ่งในชุดการทดลองต้องใช้วิธีกดสวิตช์เพื่อทำการเปลี่ยนสภาวะ

ก่อนที่จะทำการทดลองควรทำการตรวจสอบในส่วนของวงจรควบคุมก่อนว่าสามารถทำงานได้หรือไม่ ในส่วนจุดที่ใช้วัดค่าต่าง ๆ อาจจะวัดลำบากเนื่องจากการติดตั้งซึ่งควรจะต้องสายออกมาจากจุดที่ต้องการวัดเพื่อให้สะดวกถ้าต้องการวัดค่าต่าง ๆ พร้อมกันควรใช้ differential probe เพื่อป้องกันการลัดวงจรในขณะที่ทำการทดลองต้องทำการต่อโหนดทุกครั้งเพราะถ้าไม่มีโหนดต่ออยู่จะเกิดแรงดันที่สูงมากออกมาทางด้านนอกทำให้อุปกรณ์ต่าง ๆ ของระบบเกิดความเสียหายได้

5.4 สิ่งที่ต้องดำเนินการต่อ

1. ทำการติดตั้งเพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขณะที่มีภาระทางกลอยู่

2. ออกแบบการควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีการปรับเปลี่ยนค่าสภาวะการทำงาน ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ตามอัตราโน้มนำ ทั้งในส่วนของโหมตจ่ายแรงดันให้ระบบกับโหมตจ่ายแรงดันย้อนกลับ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

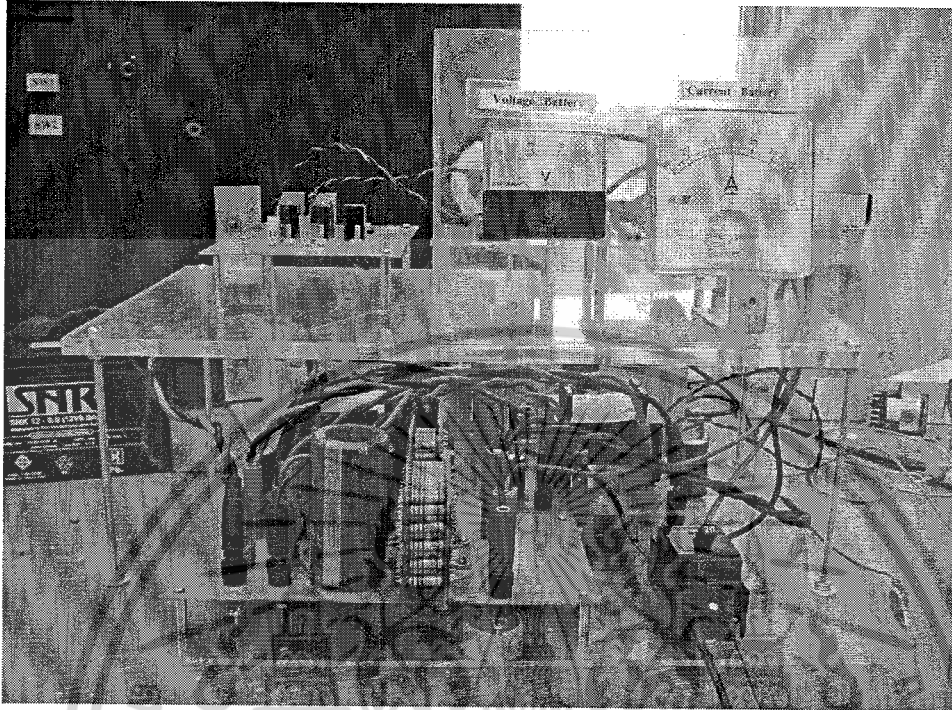
บรรณานุกรม

- [1] รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ชาราธิ์เรศษรฐ์. (2550). อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. พิมพ์ครั้งที่ 5. กรุงเทพฯ : ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง
- [2] ทวีศักดิ์ ขาดิสังจะธรรม และ คณะ, “ชุดทดลองเพื่อการศึกษาวงจรตีซีทูตีซี คอนเวอร์เตอร์,” ปรินญาณิพนธิ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [3] B.K.Bose, Modern Power Electric evolution technology and applications, IEEE press,Newyork,1993
- [4] ศักดิ์ไพบุลย์ ตามจุปา และ คณะ, “วงจรมัลติตีซีทูตีซีคอนเวอร์เตอร์สองทิศทาง” ปรินญาณิพนธิ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต,สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

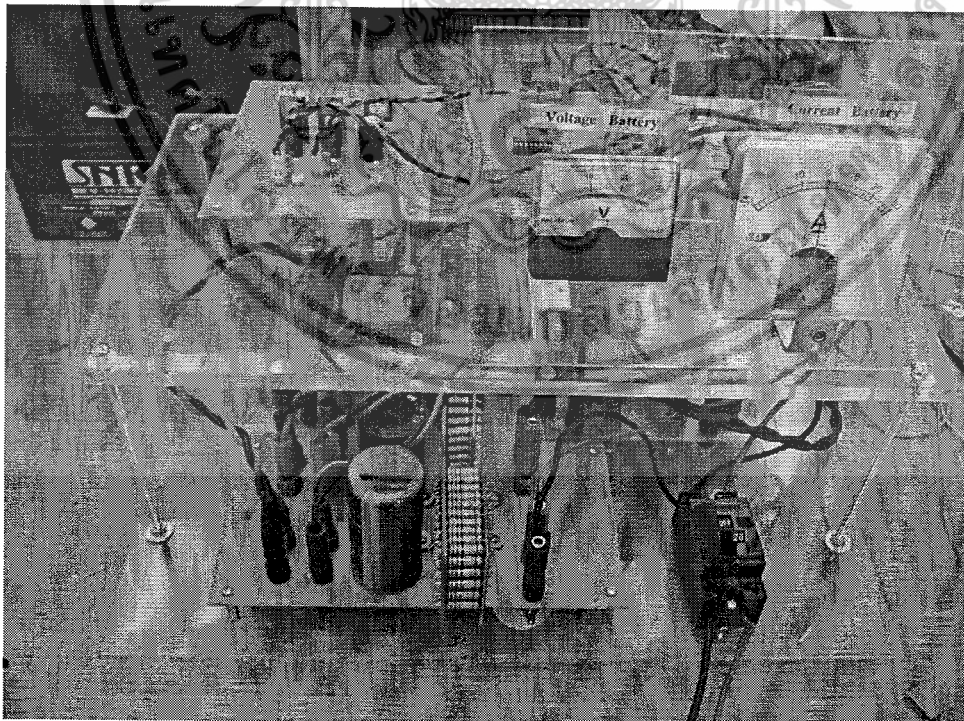


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

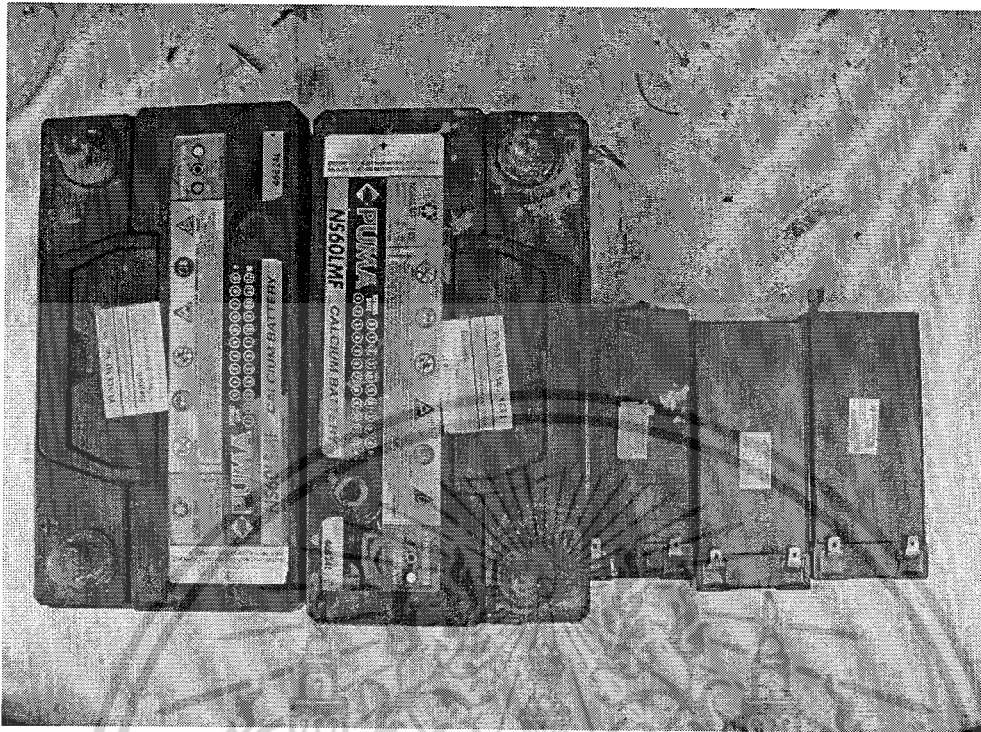


ภาพที่ ก.1 วงจรการทำงานจริง

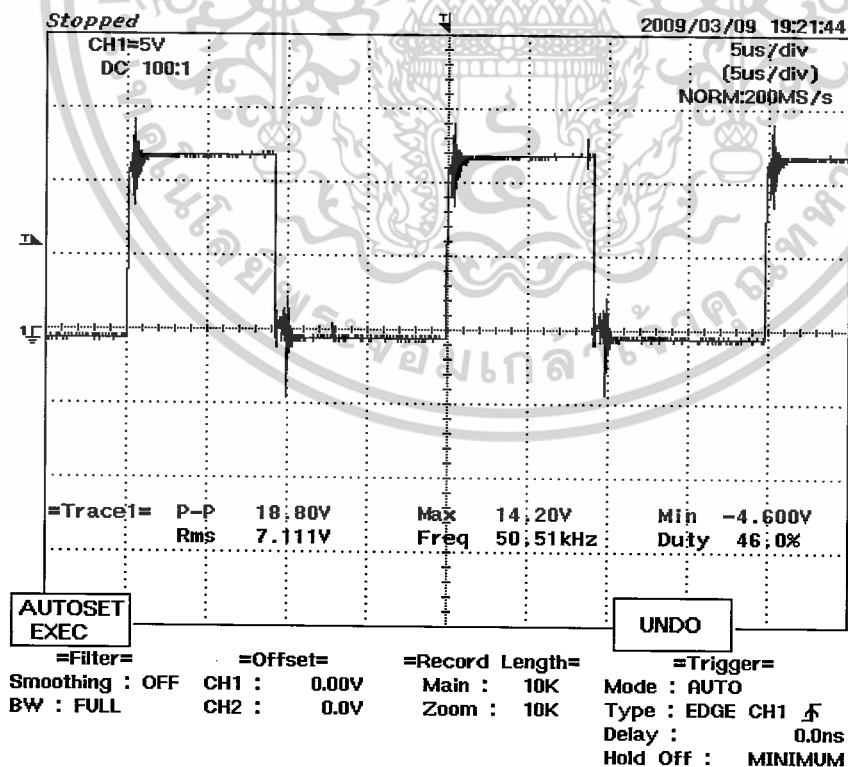


ภาพที่ ก.2 แสดงวงจรทำงานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

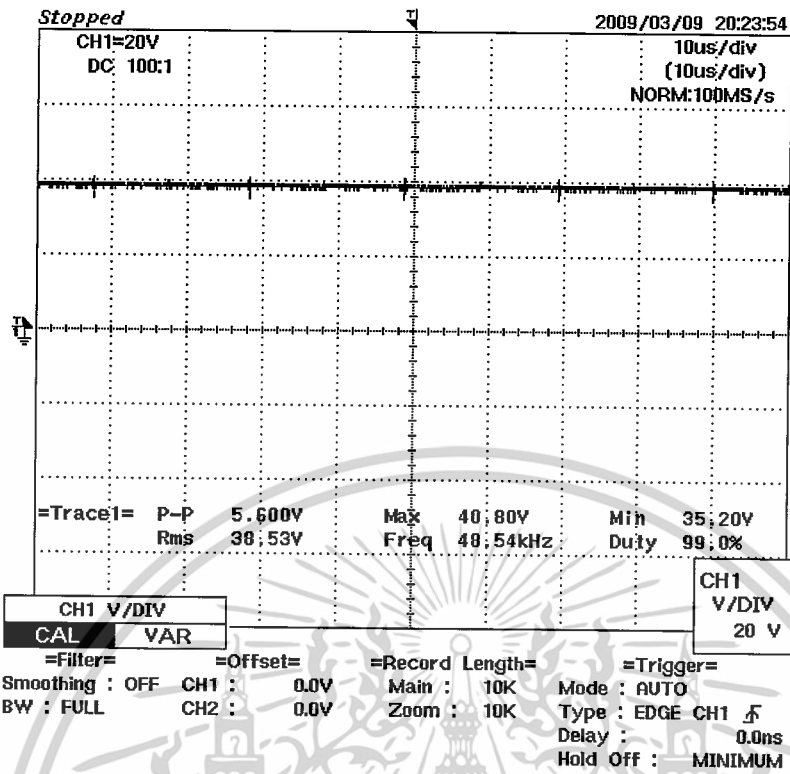


ภาพที่ ก.3 แสดงแบตเตอรี่ที่ใช้ทดลอง

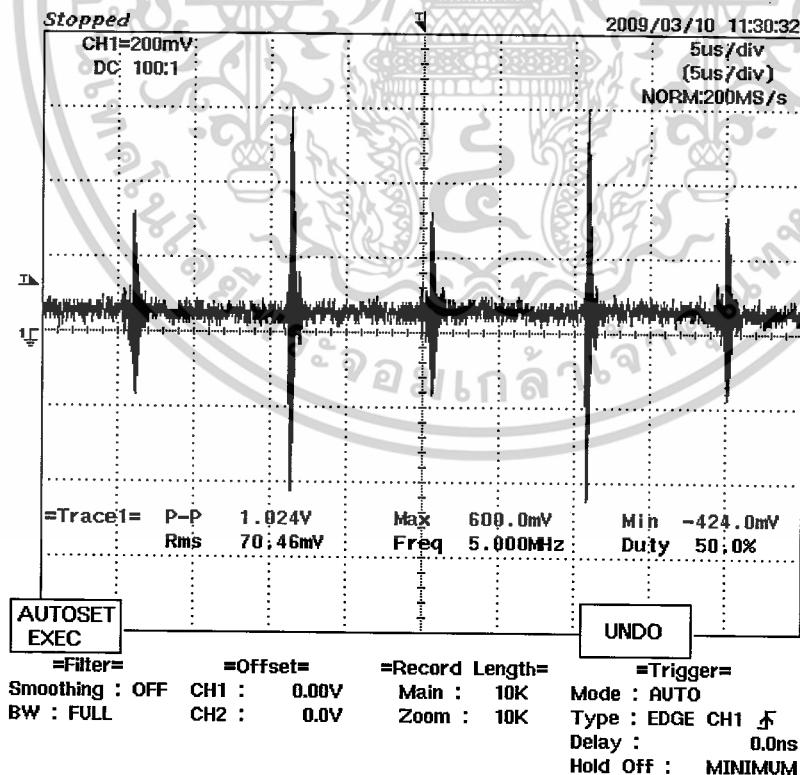


ภาพที่ ก.4 แสดงรูปคลื่นสัญญาณขับเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

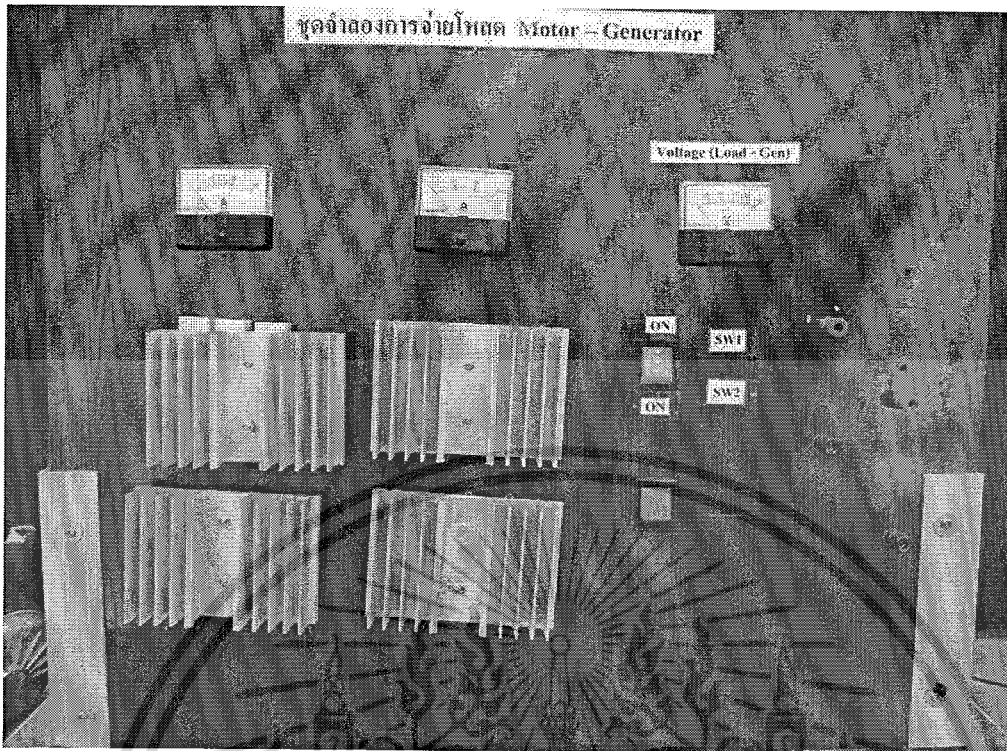


ภาพที่ ก.5 แสดงสัญญาณแรงดันไฟฟ้าขณะจ่ายให้กับโหลด 36 โวลต์



ภาพที่ ก.6 แสดงสัญญาณกระแส (I) ที่เข้าสู่หม้อแปลงฟลายแบ็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ ก.7 แสดงชุดจำลองโหลดและเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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.

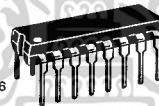
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



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



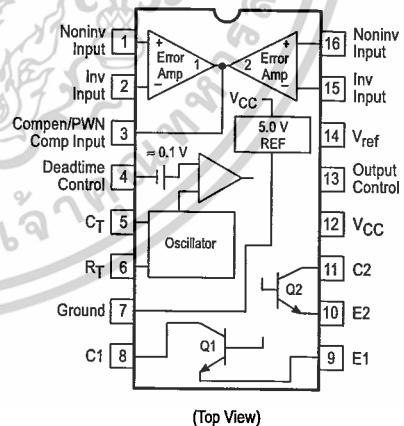
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

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 TL494C TL494I	T _A	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T _A	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

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

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

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

Characteristics	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.

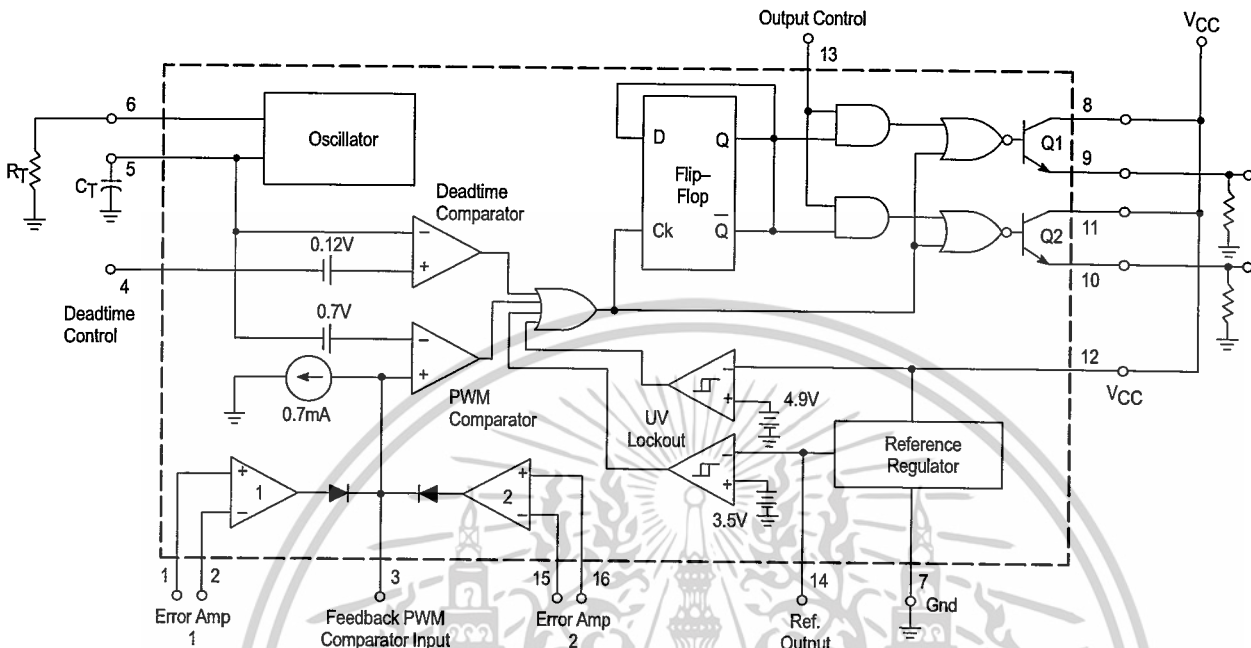
Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	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 $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	f_{C-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$)	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_{I-}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$)	I_{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45	48	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 $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	–	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, σ

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

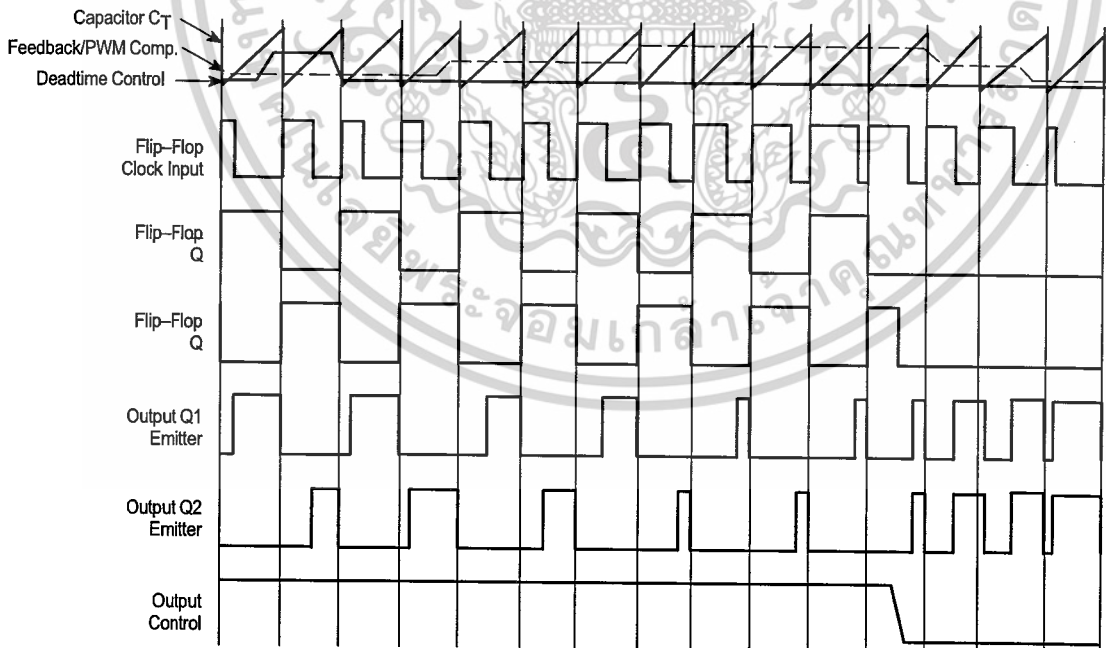
TL494

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:

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

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.)

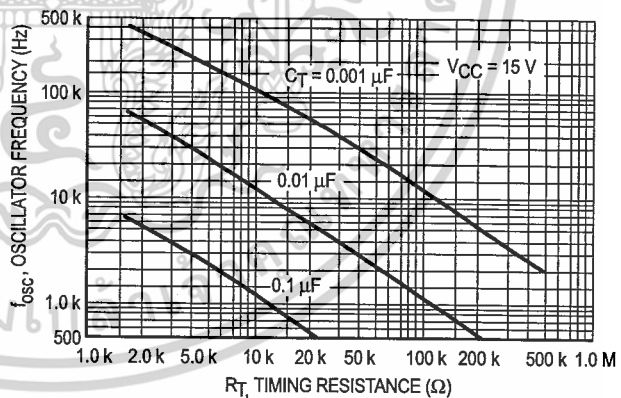
The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. 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.

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



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

TL494

Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

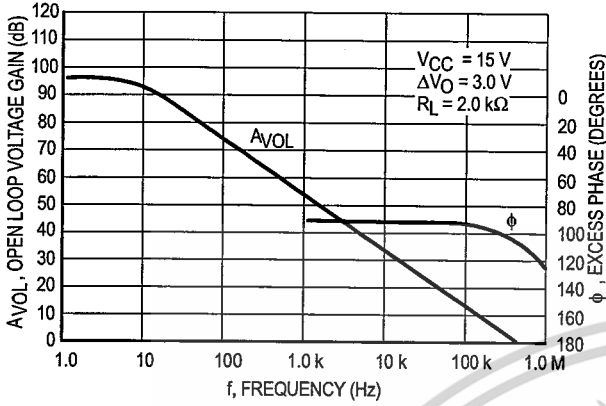


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

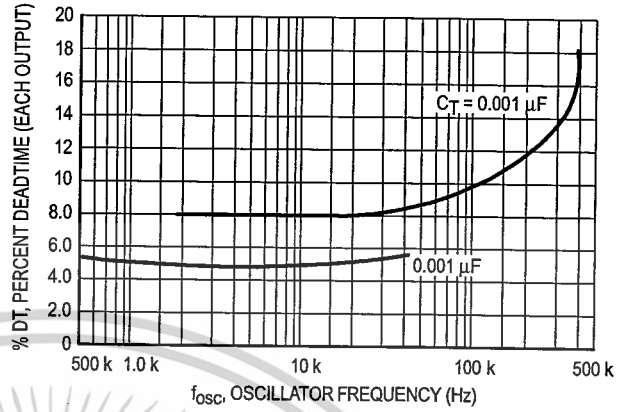


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

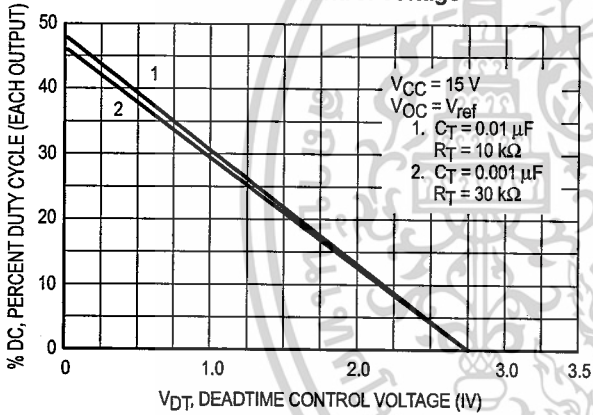


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

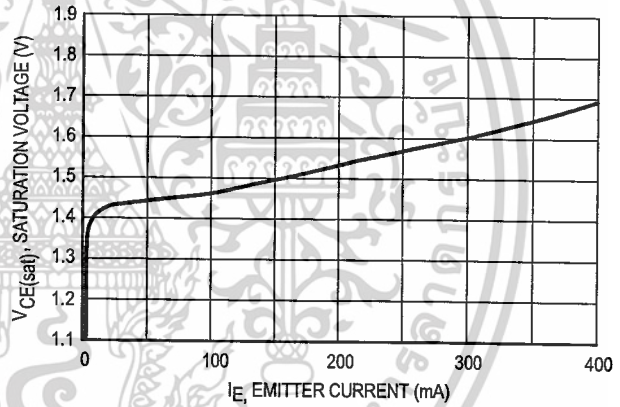


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

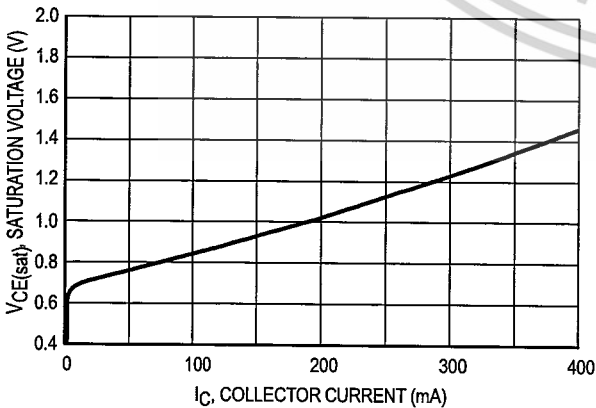
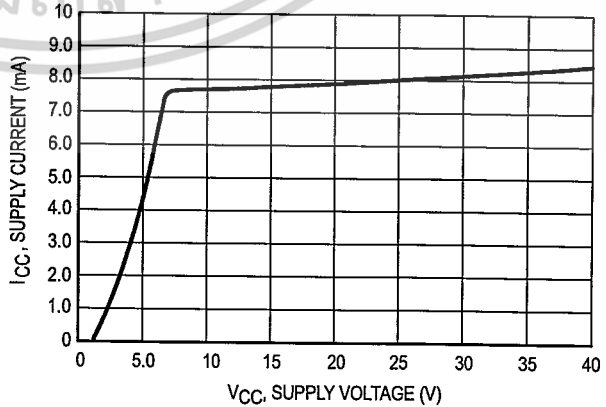


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



TL494

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

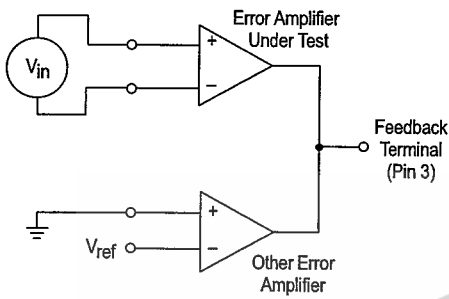


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

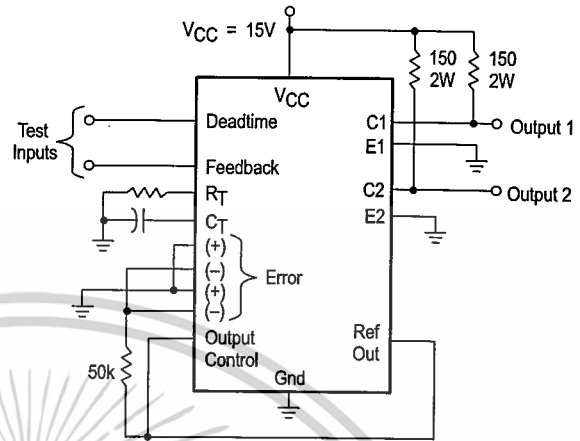


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

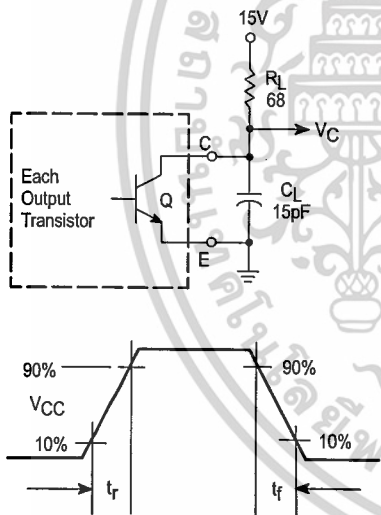
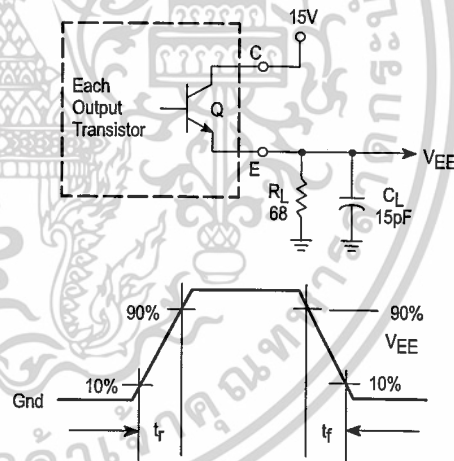


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



TL494

Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

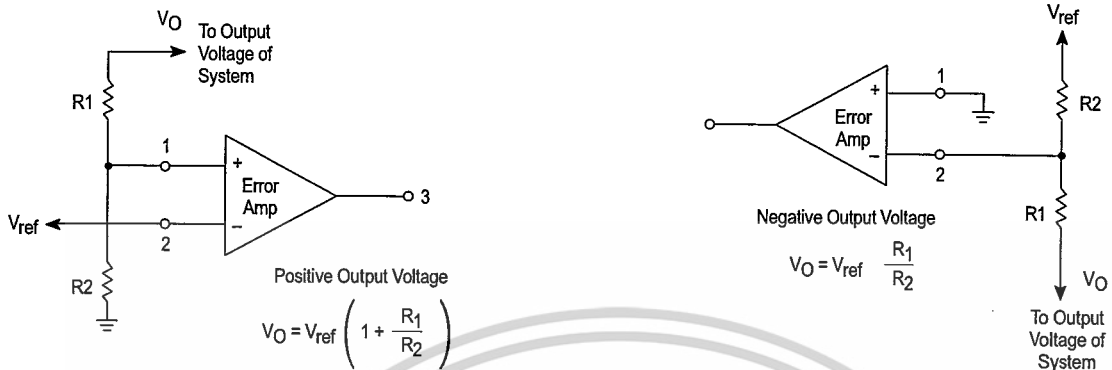


Figure 15. Deadtime Control Circuit

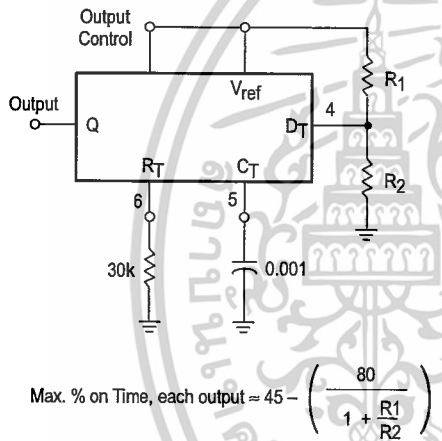


Figure 16. Soft-Start Circuit

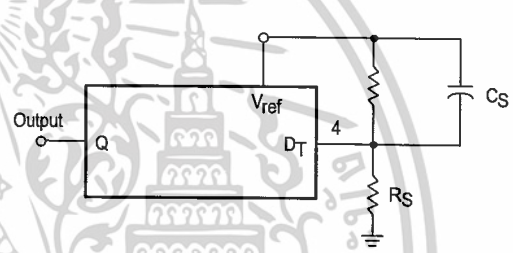
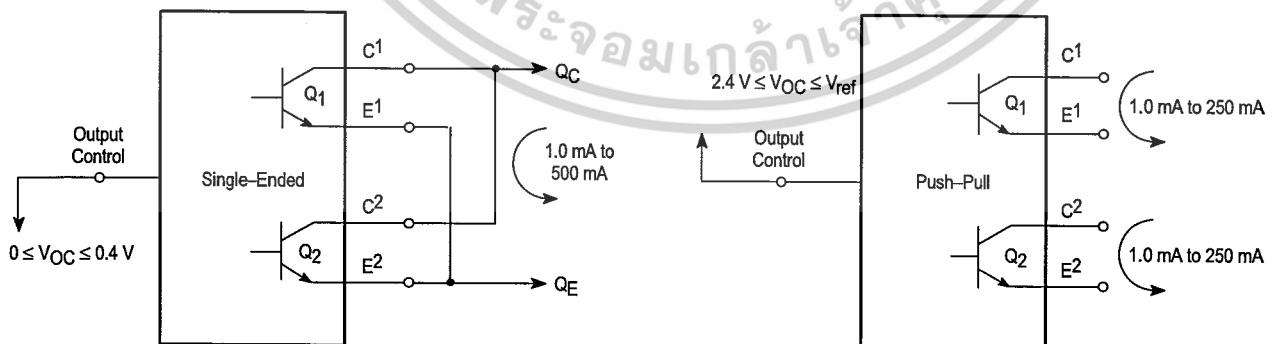


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

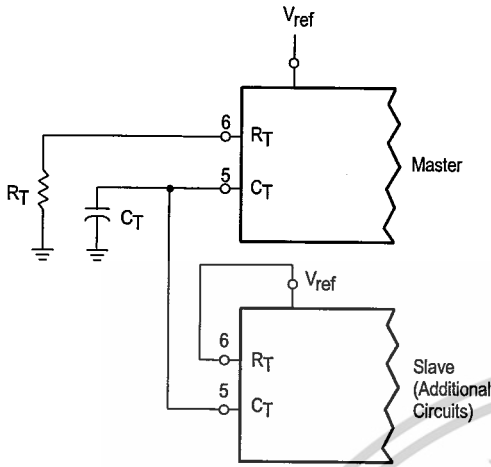


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

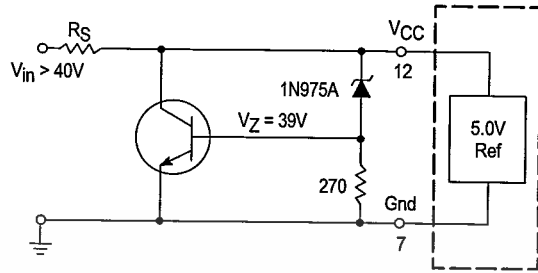
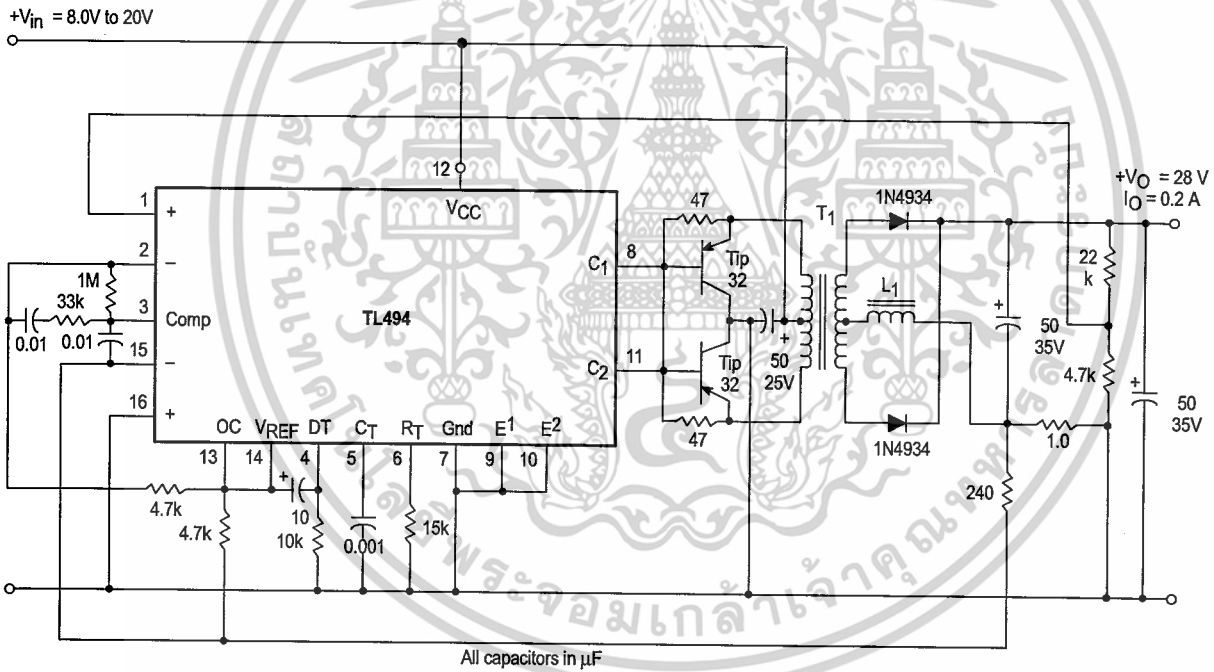


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

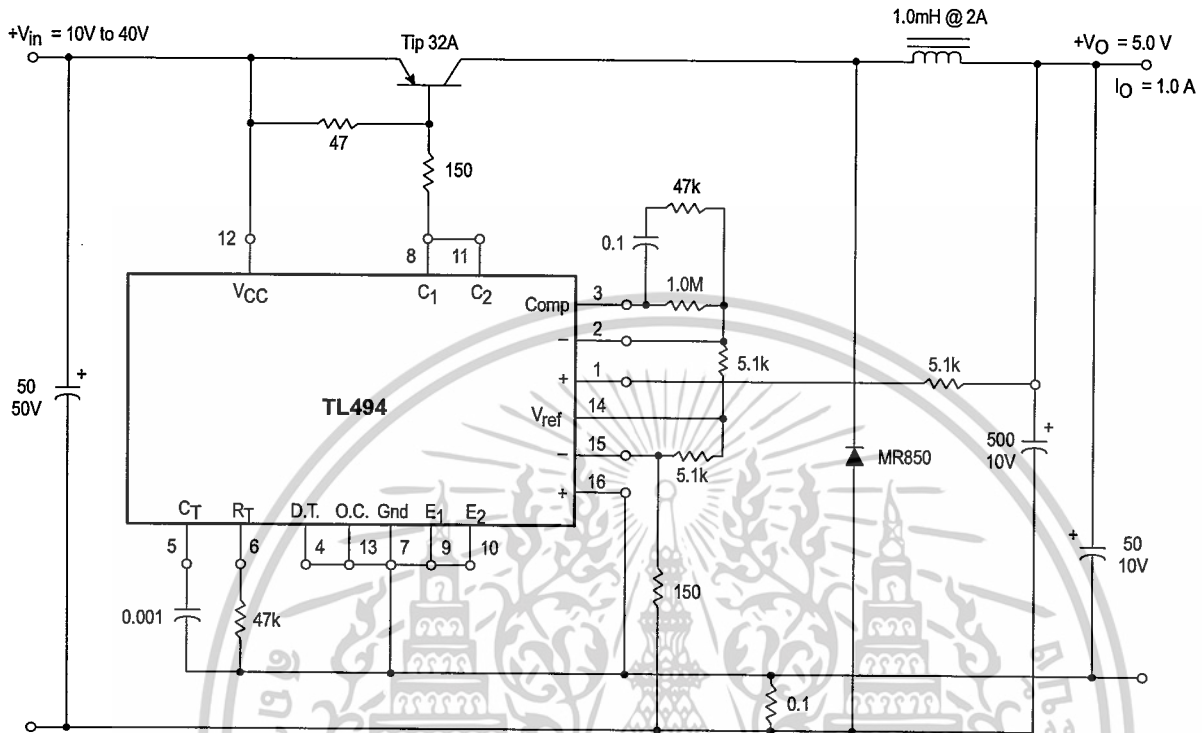


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to }40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ mA to }1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V, }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

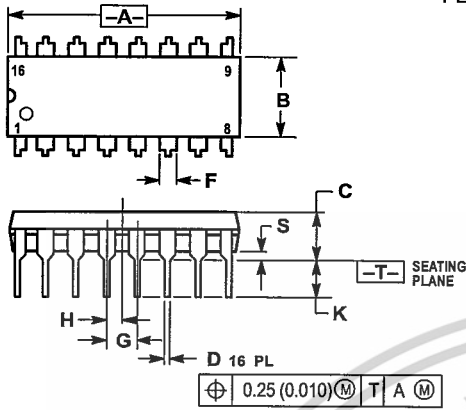


Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in}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

TL494

OUTLINE DIMENSIONS

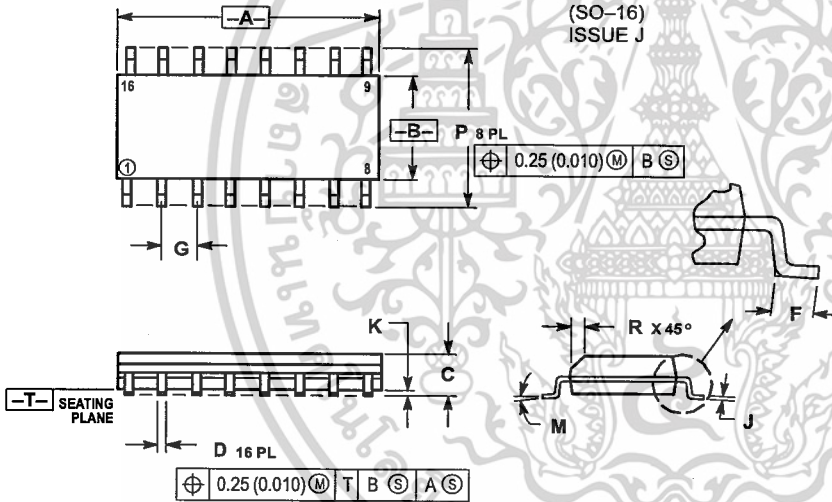
N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R



- 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




- 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

TL494



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

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MOTOROLA

นี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้า

TL494/D



This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TLP250

Transistor Inverter
 Inverter For Air Conditionor
 IGBT Gate Drive
 Power MOS FET Gate Drive

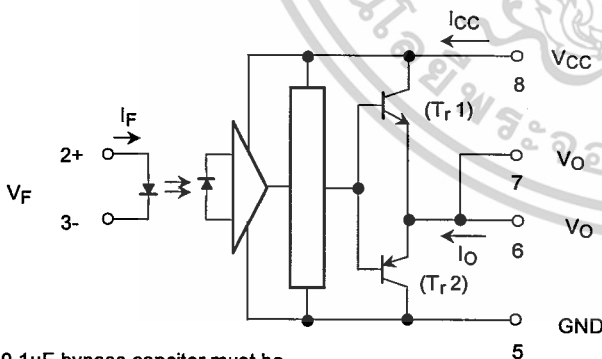
The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP package.
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH}/t_{pHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500V_{\text{RMS}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type
 VDE approved: DIN VDE0884/06.92,certificate No.76823
 Maximum operating insulation voltage: 630V_{PK}
 Highest permissible over voltage: 4000V_{PK}

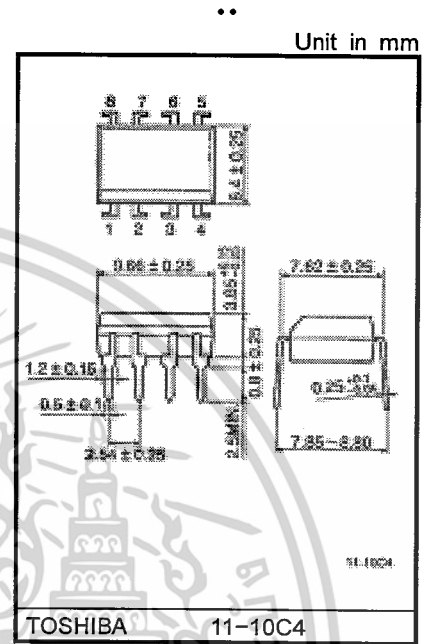
(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$
 Clearance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$

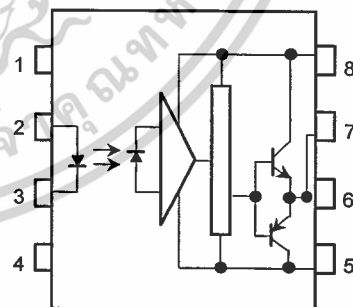
Schematic



A $0.1\mu\text{F}$ bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).



Pin Configuration (top view)



- 1 : N.C.
- 2 : Anode
- 3 : Cathode
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 : V_O (Output)
- 7 : V_O
- 8 : V_{CC}

Truth Table

		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On

สงวนลิขสิทธิ์ในเอกสารนี้ไว้สำหรับใช้ภายในสำนักงานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	I_F	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta I_F / \Delta T_a$	-0.36	mA / °C	
	Peak transient forward current (Note 1)	I_{FPT}	1	A	
	Reverse voltage	V_R	5	V	
	Junction temperature	T_j	125	°C	
Detector	"H" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPH}	-1.5	A	
	"L" peak output current ($P_W \leq 2.5\mu s, f \leq 15kHz$) (Note 2)	I_{OPL}	+1.5	A	
	Output voltage	V_O	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Supply voltage	V_{CC}	(Ta ≤ 70°C)	35	V
			(Ta = 85°C)	24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_O / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	$\Delta V_{CC} / \Delta T_a$	-0.73	V / °C	
	Junction temperature	T_j	125	°C	
	Operating frequency (Note 3)	f	25	kHz	
Operating temperature range	T_{opr}	-20~85	°C		
Storage temperature range	T_{stg}	-55~125	°C		
Lead soldering temperature (10 s) (Note 4)	T_{sol}	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 5)	BV_S	2500	Vrms		

Note 1: Pulse width $P_W \leq 1\mu s, 300pps$

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, $I_{OPH} \leq -1.0A (\leq 2.5\mu s), I_{OPL} \leq +1.0A (\leq 2.5\mu s)$

Note 4: It is 2 mm or more from a lead root.

Note 5: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 6: A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input current, on (Note 7)	$I_{F(ON)}$	7	8	10	mA
Input voltage, off	$V_{F(OFF)}$	0	—	0.8	V
Supply voltage	V_{CC}	15	—	30 20	V
Peak output current	I_{OPH}/I_{OPL}	—	—	±0.5	A
Operating temperature	T_{opr}	-20	25	70 85	°C

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

Characteristic		Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit	
Input forward voltage		V _F	—	I _F = 10 mA, Ta = 25°C		1.6	1.8	V	
Temperature coefficient of forward voltage		ΔV _F / ΔTa	—	I _F = 10 mA	—	-2.0	—	mV / °C	
Input reverse current		I _R	—	V _R = 5V, Ta = 25°C		—	10	μA	
Input capacitance		C _T	—	V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C	—	45	250	pF	
Output current	"H" level	I _{OPH}	3	V _{CC} = 30V (*1)	I _F = 10 mA V ₈₋₆ = 4V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" level	I _{OPL}	2		I _F = 0 V ₆₋₅ = 2.5V	0.5	2	—	
Output voltage	"H" level	V _{OH}	4	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA	11	12.8	—	V	
	"L" level	V _{OL}	5	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _F = 0.8V	—	-14.2	-12.5		
Supply current	"H" level	I _{CCH}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA Ta = 25°C	—	7	—	mA	
				V _{CC} = 30V, I _F = 10mA	—	—	11		
	"L" level	I _{CCL}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 0mA Ta = 25°C	—	7.5	—		
				V _{CC} = 30V, I _F = 0mA	—	—	11		
Threshold input current	"Output L→H"	I _{FLH}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O > 0V	—	1.2	5	mA	
Threshold input voltage	"Output H→L"	I _{FHL}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O < 0V	0.8	—	—	V	
Supply voltage		V _{CC}	—		10	—	35	V	
Capacitance (input-output)		C _S	—	V _S = 0, f = 1MHz Ta = 25°C	—	1.0	2.0	pF	
Resistance(input-output)		R _S	—	V _S = 500V, Ta = 25°C R.H. ≤ 60%	1×10 ¹²	10 ¹⁴	—	Ω	

* All typical values are at Ta = 25°C (*1): Duration of I_O time ≤ 50μs

Switching Characteristics (Ta = -20~70°C , unless otherwise specified)

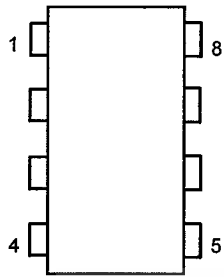
Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	tpLH	IF = 8mA (Note 7) VCC1 = +15V, VEE1 = -15V RL = 200Ω	—	0.15	0.5	μs
	H→L	tpHL		—	0.15	0.5	
Output rise time	tr	6		—	—	—	
Output fall time	tf			—	—	—	
Common mode transient immunity at high level output	CMH	7	VCM = 600V, IF = 8mA VCC = 30V, Ta = 25°C	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output	CML	7	VCM = 600V, IF = 0mA VCC = 30V, Ta = 25°C	5000	—	—	V / μs

* All typical values are at Ta = 25°C

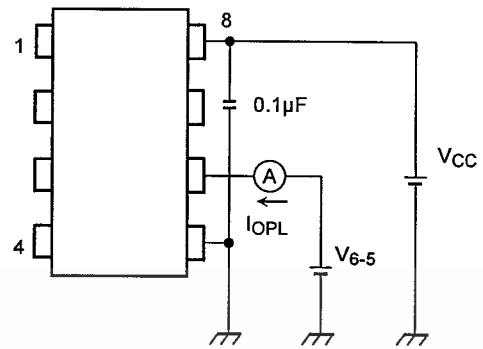
Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.



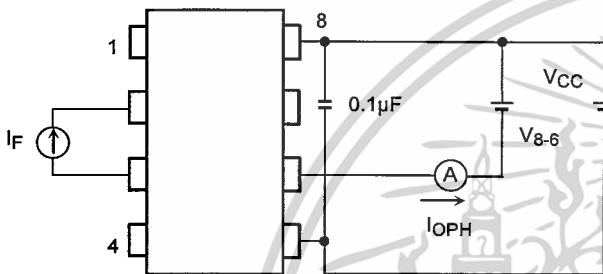
Test Circuit 1 :



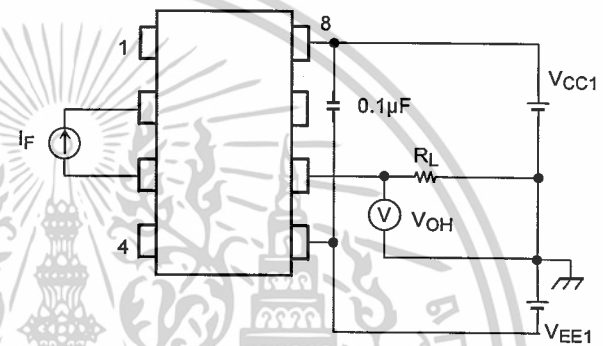
Test Circuit 2 : IOPL



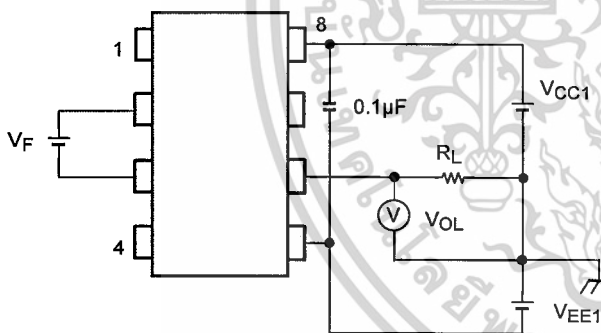
Test Circuit 3 : IOPH



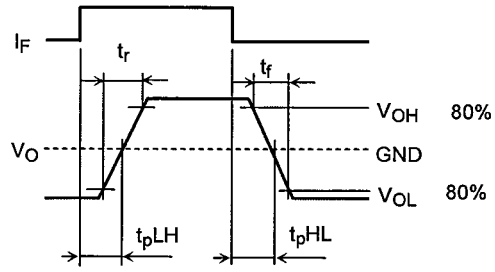
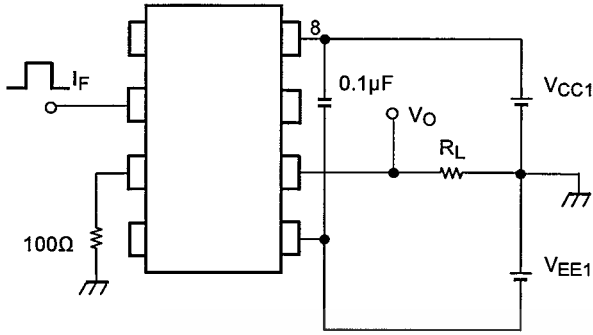
Test Circuit 4 : VOH



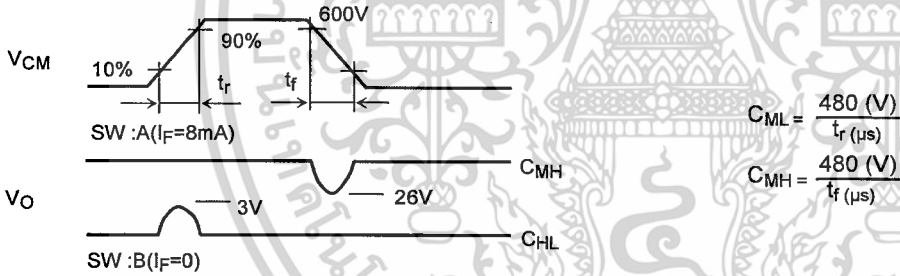
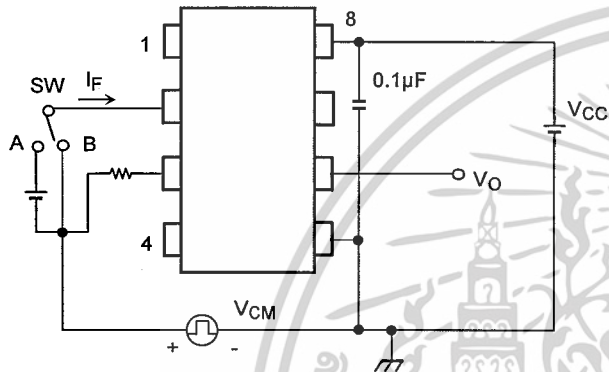
Test Circuit 5 : VOL



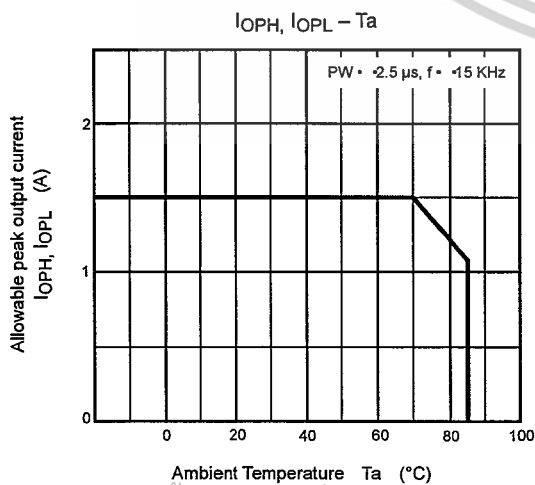
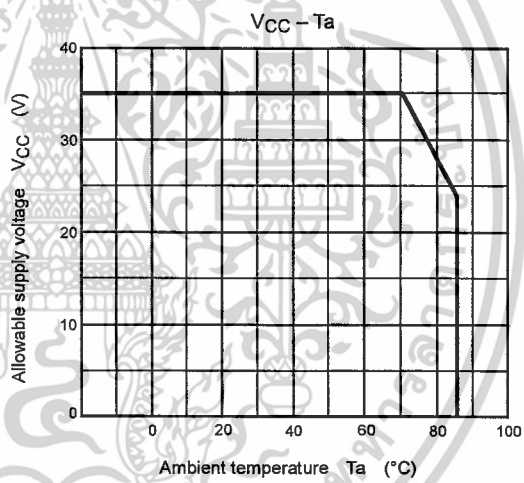
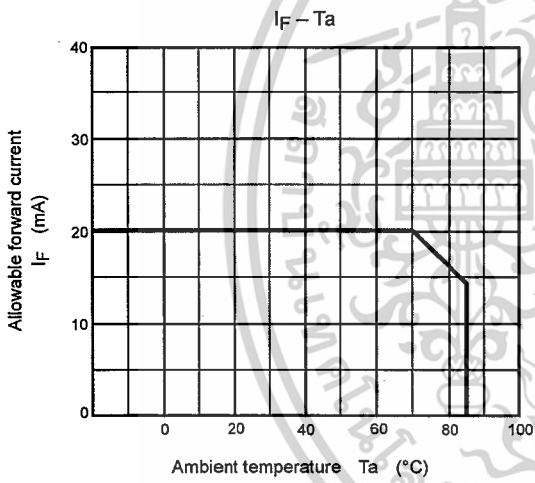
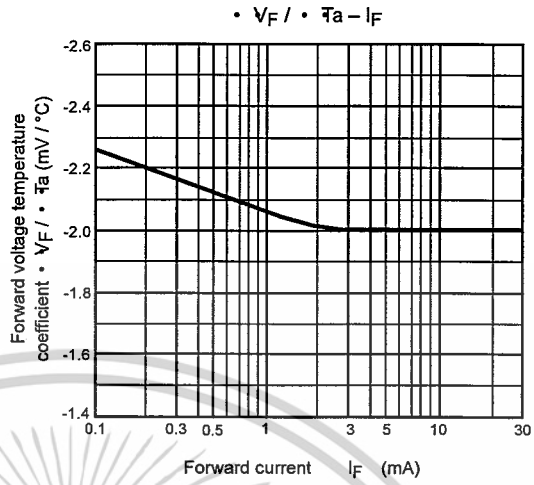
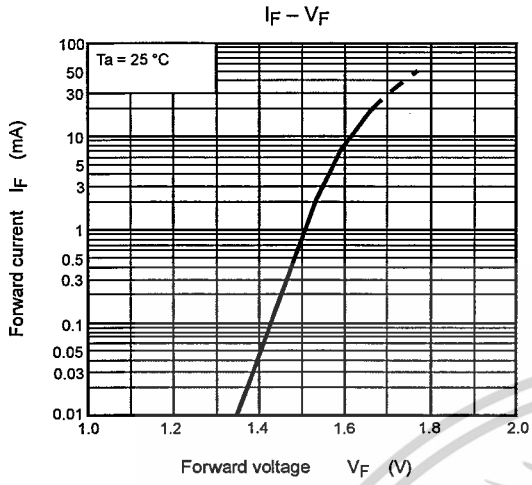
Test Circuit 6: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



Test Circuit 7: C_{MH} , C_{ML}



$C_{ML}(C_{MH})$ is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่รวมกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีโอกาสไปใช้

RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

- The information contained herein is subject to change without notice.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA for any infringements of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of TOSHIBA or others.
- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property.
In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- TOSHIBA products should not be embedded to the downstream products which are prohibited to be produced and sold, under any law and regulations.
- GaAs(Gallium Arsenide) is used in this product. The dust or vapor is harmful to the human body. Do not break, cut, crush or dissolve chemically.

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.

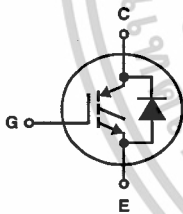
Formerly Developmental Type TA49014.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG30N60C3D	TO-247	G30N60C3D

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol

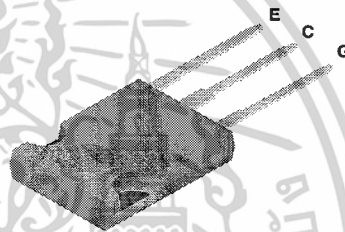


Features

- 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
4,888,627	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	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/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Lead Temperature for Soldering	260	$^\circ\text{C}$
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	$t_{d(ON)I}$	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_C = I_{C110}$, $V_{CE(PK)} = 0.8 BV_{CES}$, $V_{GE} = 15\text{V}$, $R_G = 3\Omega$, $L = 100\mu\text{H}$	-	40	-	ns
Current Rise Time	t_{rI}		-	45	-	ns
Current Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)I}$		-	320	400	ns
Current Fall Time	t_{fI}		-	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

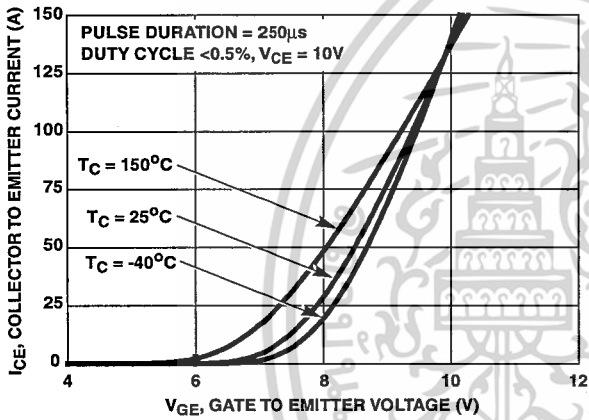


FIGURE 1. TRANSFER CHARACTERISTICS

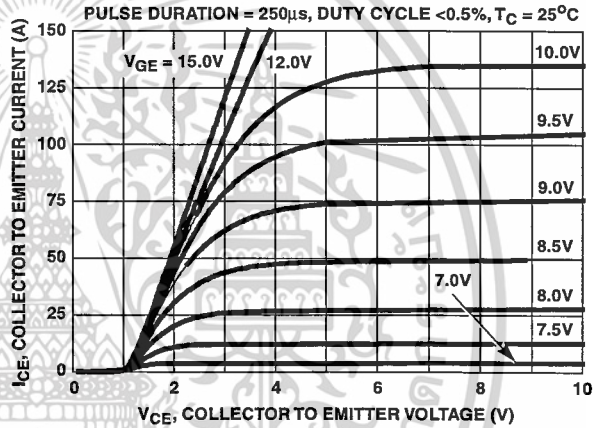


FIGURE 2. SATURATION CHARACTERISTICS

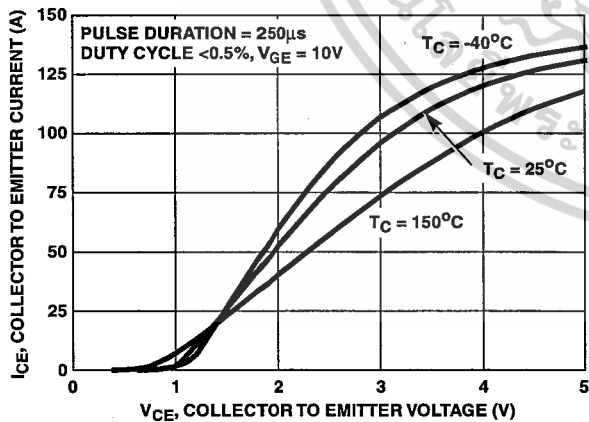


FIGURE 3. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

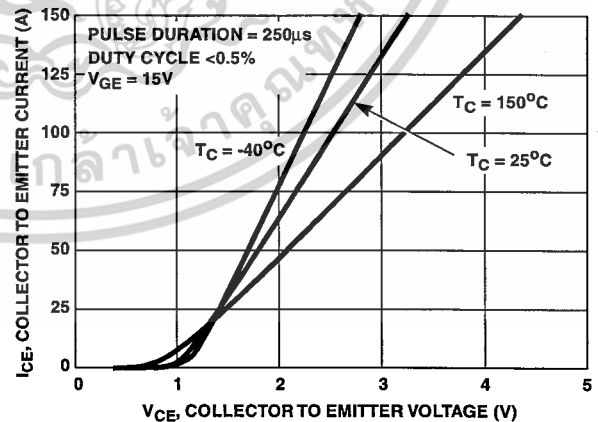


FIGURE 4. COLLECTOR TO EMITTER ON-STATE VOLTAGE

HGTG30N60C3D

Typical Performance Curves (Continued)

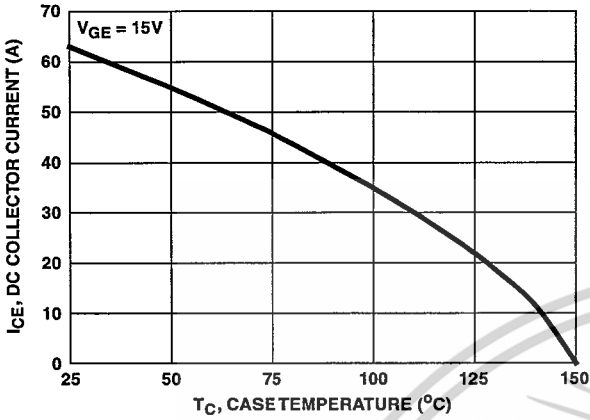


FIGURE 5. MAX. DC COLLECTOR CURRENT vs CASE TEMPERATURE

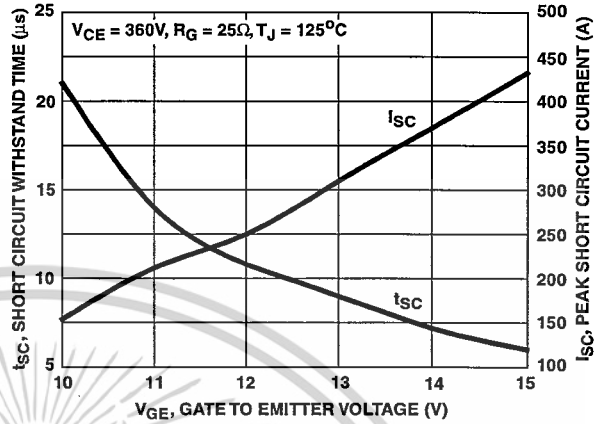


FIGURE 6. SHORT CIRCUIT WITHSTAND TIME

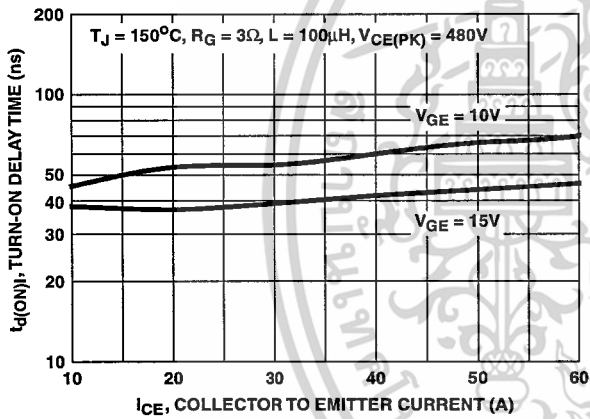


FIGURE 7. TURN-ON DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

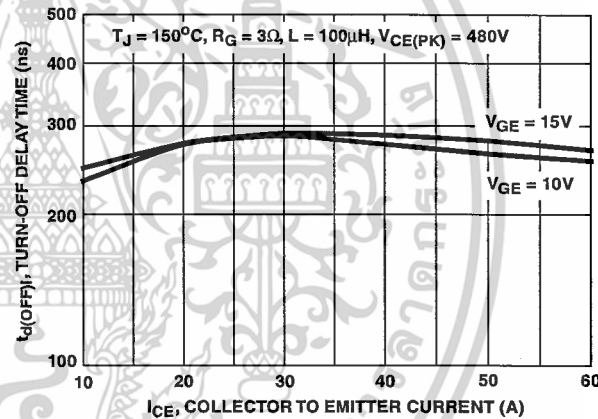


FIGURE 8. TURN-OFF DELAY TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

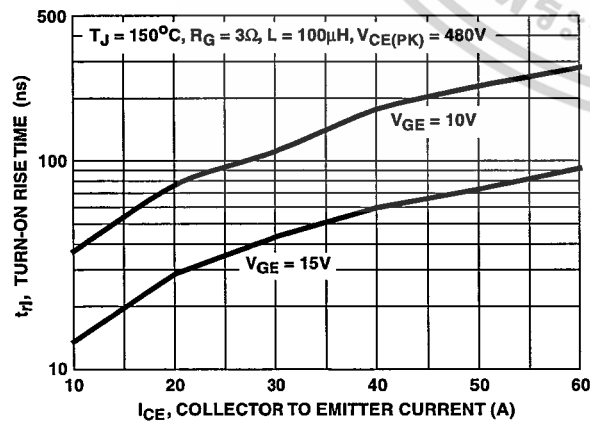


FIGURE 9. TURN-ON RISE TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

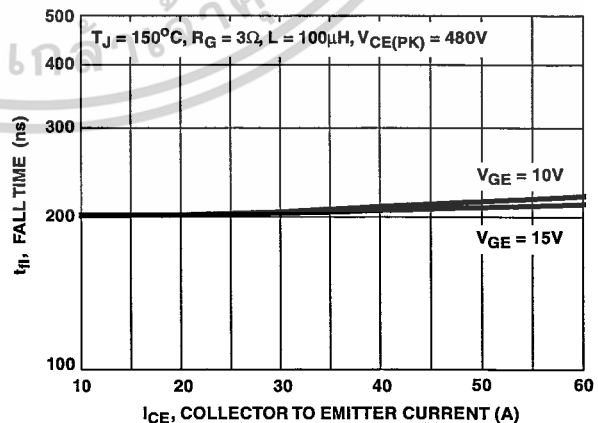


FIGURE 10. TURN-OFF FALL TIME vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

HGTG30N60C3D

Typical Performance Curves (Continued)

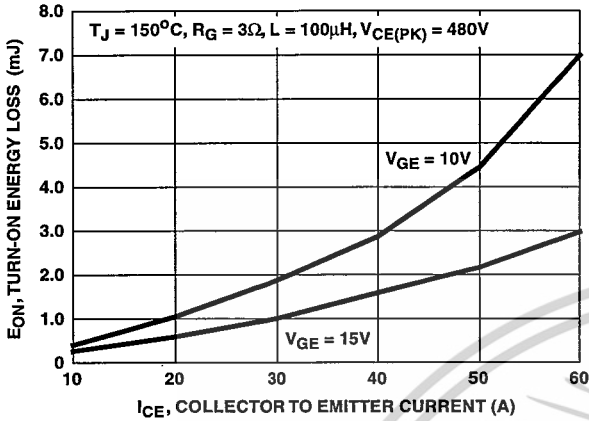


FIGURE 11. TURN-ON ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

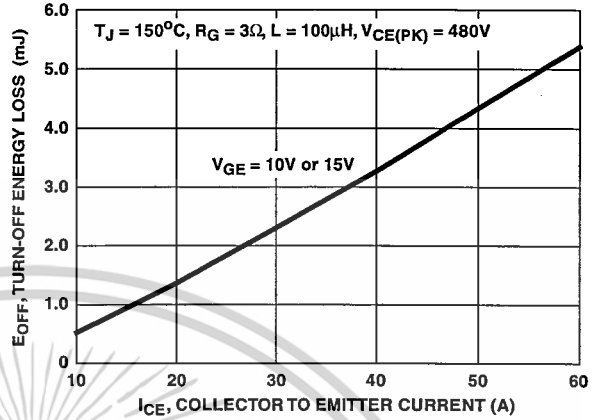


FIGURE 12. TURN-OFF ENERGY LOSS vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

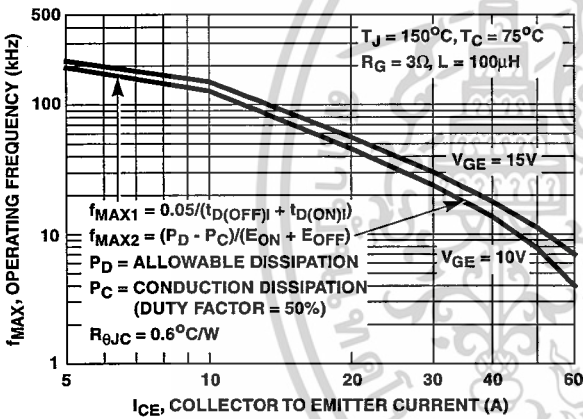


FIGURE 13. OPERATING FREQUENCY vs COLLECTOR TO EMITTER CURRENT

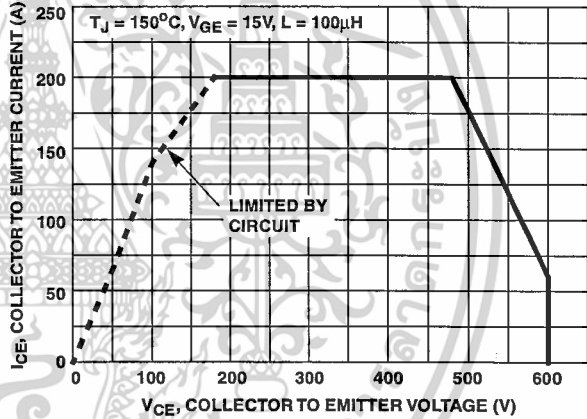


FIGURE 14. SWITCHING SAFE OPERATING AREA

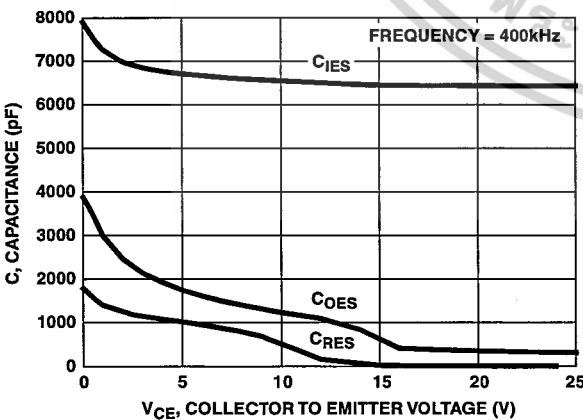


FIGURE 15. CAPACITANCE vs COLLECTOR TO EMITTER VOLTAGE

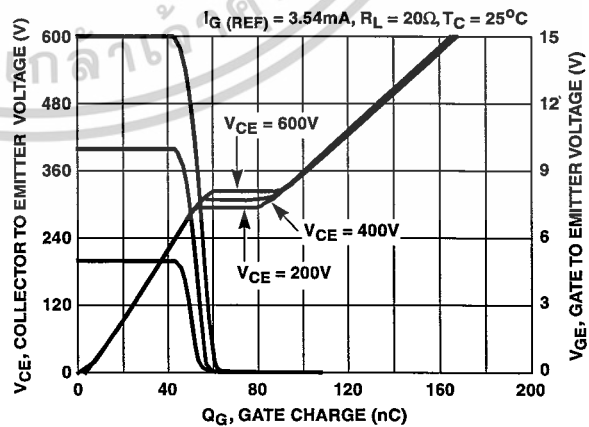


FIGURE 16. GATE CHARGE WAVEFORMS

HGTG30N60C3D

Typical Performance Curves (Continued)

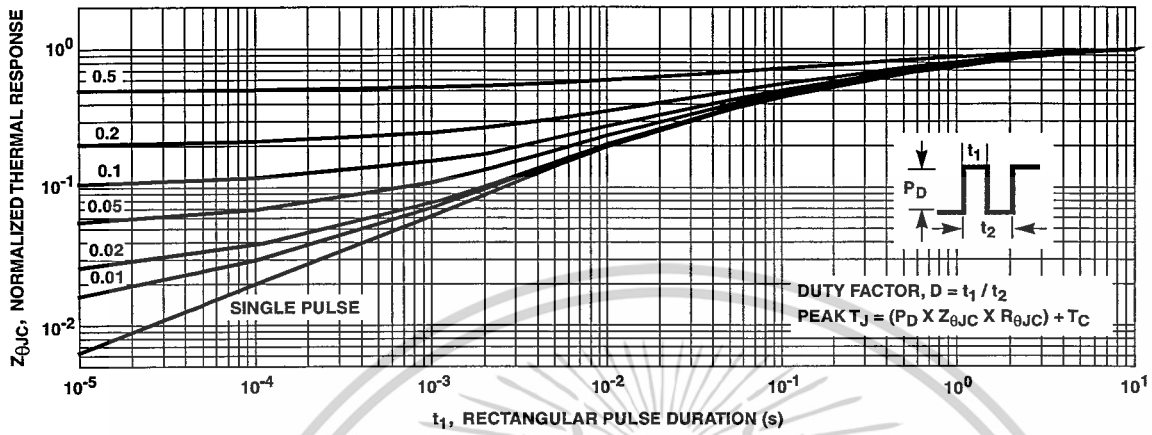


FIGURE 17. IGBT NORMALIZED TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE, JUNCTION TO CASE

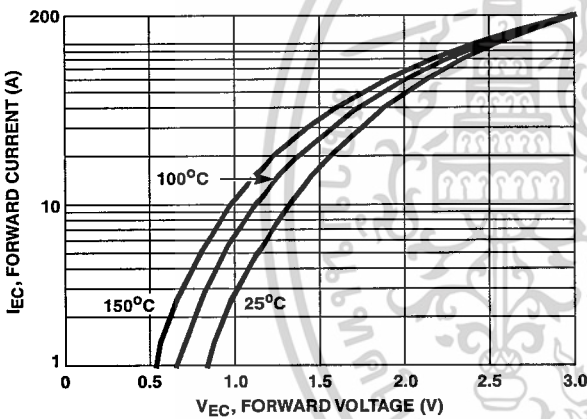


FIGURE 18. DIODE FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE DROP

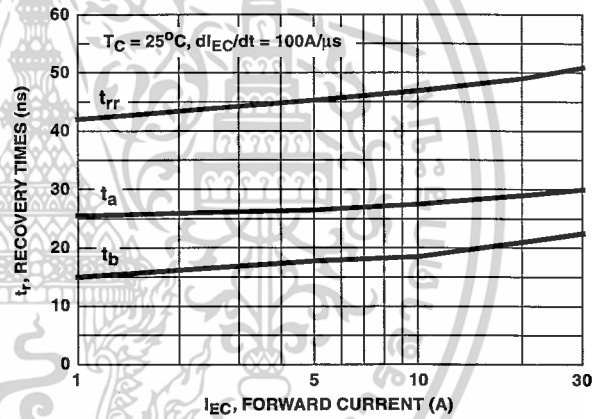


FIGURE 19. RECOVERY TIMES vs FORWARD CURRENT

Test Circuit and Waveforms

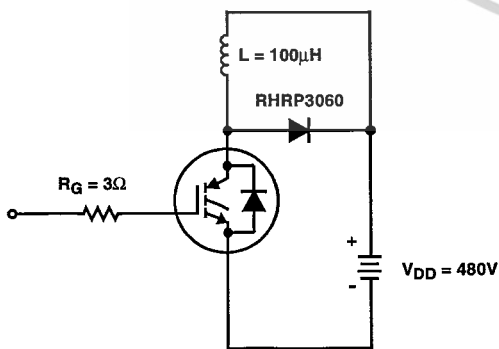


FIGURE 20. INDUCTIVE SWITCHING TEST CIRCUIT

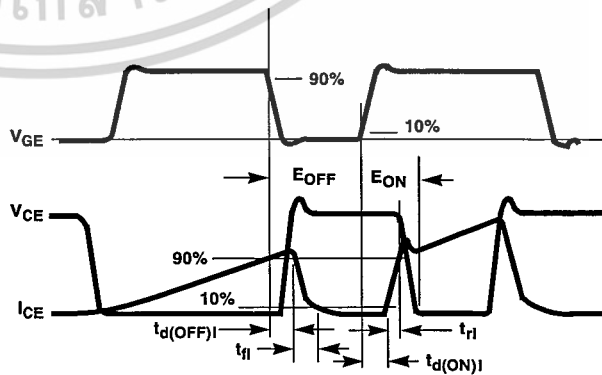


FIGURE 21. SWITCHING TEST WAVEFORMS

HGTG30N60C3D

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

Device turn-off delay can establish an additional frequency limiting condition for an application other than T_{JM} . $t_{D(OFF)I}$ 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	
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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้