

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เดาหงตัมโดยใช่วงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

Half-Bridge Voltage Source Resonant Inverter



นาย กฤษณะ หวังสอาด
นาย เกียรติกร แซ่เอ็ง
นาย เอกลักษณ์ เจริญเฉลิมศักดิ์
นาย สง่า ฤทธิ์เหตกุล

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... **62330**
วัน,เดือน,ปี. 16 ส.ค. 2549

b.....11๒.๒.12.1๒..
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดาหงตัมโดยใช่วงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

Half-Bridge Voltage Source Resonant Inverter



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เตาหุงต้มโดยใช้วงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

ผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตาหุงต้มโดยใช้วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

นาย กฤษณะ หวังสอาด
 นาย เกรียงไกร แซ่ฮึ้ง
 นาย สง่า ฤทธิ์เนติกุล
 นาย เอกลักษณ์ เจริญเฉลิมศักดิ์
 รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
 ปีการศึกษา 2548

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอถึง วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบใหม่ ซึ่งวงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบใหม่ นี้จะแตกต่างจากเดิมตรงที่มีสวิตช์คร่อมโหลด ซึ่งจะสามารถทำงานในโหมดกระแสไหลวนได้ วงจรฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบใหม่ นี้ยังสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าด้านออก คล้ายกับวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟส ในบทความนี้จะอธิบายถึงหลักการทำงานของวงจร และคุณลักษณะทางไฟฟ้า ผลที่ได้จากการทดลอง และผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วย

HALF-BRIDGE VOLTAGE SOURCE RESONANT INVERTER

Kritsana Wangsa-ad
 Krengkrai Sae-ung
 Akalak Jaroenchalermsak
 Sanga Ritnatikul
 Assc.Prof.Dr.Viriya Pichetchumroen Advisor
 2005

ABSTRACT

This paper presents a new circuit topology of half bridge inverter. The proposed half bridge inverter can be operate in the load free wheeling modes. The proposed half bridge inverter can be used for the power output control as the full bridge phase shift control inverter. In this paper the operation principle and electrical characteristics are described. Experimental result and simulation result are presented and discussed.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ได้สำเร็จลุล่วงได้ดีตามวัตถุประสงค์ ทั้งนี้เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือ
ได้ดีจากบุคคลดังต่อไปนี้

1. รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ
2. พี่ ยงยุทธ นาราชฎูร์
3. พี่เทพ พี่เอ็ม พี่โหน่ง และพี่ๆนักศึกษาปริญญาโททุกท่าน
4. เพื่อนๆกลุ่มโปรเจกต์ใกล้เคียงและทุกคนที่เข้ามาสร้างความครึกครื้นยามดี

ผู้จัดทำขอขอบพระคุณท่านอาจารย์และบุคคลดังกล่าวทุกท่าน ที่ได้อบรมสั่งสอนให้
ความรู้อันเป็นประโยชน์ คำปรึกษาและความช่วยเหลือต่างๆที่มีให้ ตลอดจนช่วยจัดหาอุปกรณ์
ต่างๆที่ขาดเหลือในการทำโครงการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง.....	V
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 ทฤษฎี หรือ แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.3.1 การสวิตซ์ซิ่งของ Full Bridge Inverter.....	3
1.3.2 การสวิตซ์ซิ่งของ Half Bridge Inverter แบบใหม่	5
1.4 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย.....	8
1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน	8
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย	9
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรกึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมที่ใช้กับ วงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อให้เกิดความร้อนเหนี่ยวนำ.....	10
2.1 พื้นฐานการเหนี่ยวนำความร้อน	10
2.1.1 การเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า.....	11
2.1.2 ปฏิกิริยาการเหนี่ยวนำ.....	12
2.2 หลักการพื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงของขดลวด เหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม	12
2.3 หลักการสร้างกระแสความถี่สูง เพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำทำให้เกิดความร้อน ..	14
2.3.1 โหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม.....	14
2.3.2 อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์	15
2.3.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิดอนุกรม แบบมีสวิตซ์คร่อมโหลด	16
2.3.3.1 การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift	16
บทที่ 3 การวิเคราะห์การทำงานของระบบ.....	18
3.1 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนกับภาชนะหุงต้ม	18
3.2 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ โซแนนซ์ชนิดอนุกรม	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูง.....	25
4.1 ส่วนประกอบของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบมีสวิตช์คร่อมโหลด	25
4.1.1 วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองกระแสด้านอินพุท	25
4.1.2 มอสเฟตกำลัง.....	28
4.1.3 วงจรสับเบอร์.....	29
4.1.3.1 วงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส.....	29
4.1.3.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินการเกิดสไปค์.....	29
4.2 ส่วนประกอบของวงจรควบคุม	32
4.2.1 การเชื่อมต่อดำยแสง.....	32
4.2.2 ไอซี TL 494.....	34
4.2.2.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน.....	35
4.2.2.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์.....	35
4.2.2.3 การกำหนดค่าเวลาเมื่อ.....	36
4.2.2.4 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาท์พุทของไอซี.....	36
4.3 โหลดเรโซแนนท์	37
บทที่ 5 ผลการทดลอง.....	39
บทที่ 6 สรุปผลและข้อเสนอแนะ.....	45
6.1 สรุปผล.....	45
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	45
เอกสารอ้างอิง	
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 วงจร Half Bridge Inverter แบบเก่า.....	3
1.2 วงจร Half Bridge Inverter แบบใหม่.....	3
1.3 วงจร Full Bridge Inverter.....	4
1.4 รูปคลื่นวงจร Full Bridge Inverter.....	5
1.5 วงจร Half Bridge Inverter แบบใหม่.....	6
1.6 รูปคลื่นวงจร Half Bridge Inverter แบบใหม่.....	7
1.7 คุณลักษณะเอาต์พุตของวงจร Half Bridge Inverter แบบใหม่.....	8
2.1 การเหนี่ยวนำความร้อนเบื้องต้น.....	11
2.2 หลักการให้ความร้อน ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	12
2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของภาชนะหุงต้ม.....	13
2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม.....	15
2.5 คลื่นแรงดันตกคร่อมสวิตช์ S2และกระแสไหลตรงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์.....	15
2.6 รูปคลื่นแรงดันกระแสและเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift แบบต่าง ๆ.....	16
2.7 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่สวิตช์ต่างๆ.....	17
3.1 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ กับภาชนะหุงต้มซึ่งพิจารณาเป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลง.....	18
3.2 อิมพีแดนซ์สมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มที่โอนย้ายมาทางปฐมภูมิ.....	19
3.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	21
3.4 วงจรโดยรวมของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	22
4.1 วงจรโดยรวมของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	25
4.2 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์.....	26
4.3 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ $V_{in} > 0$	26
4.4 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ $V_{in} < 0$	27
4.5 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแส.....	27
4.6 มอสเฟตกำลัง.....	28
4.7 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง.....	29
4.8 แสดงลักษณะการต่อวงจร RC Snubber.....	30
4.9 แสดงลักษณะการต่อวงจร RC Snubber อย่างง่าย.....	30
4.10 แสดงชุดวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์.....	32
4.11 อุปกรณ์การเชื่อมต่อด้วยแสงและสัญลักษณ์ในส่วนของวงจรขับเคลื่อน.....	33
4.12 แสดงโครงสร้างภายในและการจัดวางขาของ TL 494.....	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.13 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T C_T ในการกำหนดความถี่.....	34
4.14 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494.....	35
4.15 แสดงลักษณะการเลือกใช้อุปกรณ์ของ TL 494.....	36
4.16 แสดงเตาหม้อต้มเหี้ยวน้ำ.....	37
4.17 โหลดเรโซแนนท์.....	38
5.1 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 50%.....	39
5.2 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 50%.....	39
5.3 สเปคตรัมของแรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 50%.....	40
5.4 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 30%.....	40
5.5 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 30%.....	41
5.6 สเปคตรัมของแรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 30%.....	41
5.7 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 12%.....	42
5.8 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 12%.....	42
5.6 สเปคตรัมของแรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 12%.....	43
5.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power Output และ Duty ที่ค่าต่างๆ.....	43
5.11 แรงดันและกระแสอินพุทขณะ Duty 50%.....	44
5.12 แรงดันและกระแสอินพุทขณะ Duty 50%.....	44

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่

3.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุ stain less ที่ใช้ในภาชนะหุงต้ม21	
ที่ความถี่ 20 HZ	
4.1 การเปรียบเทียบ ข้อดี-ข้อเสีย ของการใช้หม้อแปลงแยกกราวด์กับ	
ออปโต – ไอโซเลต.....33	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ในช่วงที่เวลาผ่านไปเมื่อเร็ว ๆ นี้เป็นที่น่าสังเกตได้ว่า ความก้าวหน้าของอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ด้านกำลังและระบบควบคุมทางอิเล็กทรอนิกส์เป็นเป้าหมายในการวิจัยและถูกพัฒนาโดยตลอด โดยเฉพาะในส่วนของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ที่ความถี่สูงและความสามารถของแหล่งจ่ายกำลังที่จ่ายให้กับโหลดที่เหนี่ยวนำความร้อนโดยอินเวอร์เตอร์ เรโซแนนท์มักจะใช้กับ MOSFET , IGBT , MCT , SIT เพื่อลดการสูญเสียของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งโดยวิถิทางของเทคนิคซอฟต์แวร์ซึ่งและเป็นไปได้ในการจะพัฒนาในการทำงานที่ความถี่สูงให้มีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบาและระบบรวมๆ นั้นง่ายโดยเฉพาะในส่วนของการควบคุมอินเวอร์เตอร์การป้องกันและการบำรุงรักษา

ปัจจุบันอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ได้ถูกนำมาการประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงมากขึ้น ดังเช่น เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง เครื่องชุบผิวแข็งเหนี่ยวนำความถี่สูง และเตาหลอมเหนี่ยวนำความถี่สูงเป็นอุปกรณ์ชิ้นหนึ่ง ที่ใช้การเหนี่ยวนำความร้อนโดยใช้อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ความถี่สูงมันถูกออกแบบมา เพื่อทดแทนเตาหลอมแบบเก่าที่กล่าวมานั้นนั้นเตาหลอมเหนี่ยวนำความถี่สูงจะมีราคาที่แพงกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับเตาหลอมแบบเก่า แต่มันมีข้อดีอันมากมายเช่นมีความสะอาดมาก ปลอดภัย มีประสิทธิภาพการทำงานสูง มีกำลังการใ้ใช้งานที่สูงกว่า มีความน่าเชื่อถือสูง ง่ายต่อการบำรุงรักษาและง่ายต่อการนำไปใช้งาน ตามธรรมชาติเตาหลอมเหนี่ยวนำความร้อนความถี่สูงเพื่อใช้งานกับหม้อหลอมที่ทำจากวัสดุที่เจาะจงโดยเฉพาะเช่นพวกโลหะของเฟอร์โรแมกเนติก

เสถียรเสถียรซึ่งจะมีค่าความเข้มขบแม่เหล็กและค่าความต้านทานไฟฟ้าที่สูงและมันเป็นการยากที่จะใช้วัสดุจำพวก นอน-แมกเนติกเช่นอลูมิเนียม ซึ่งตามปกติแล้วอุปกรณ์ในครัวเรือนมักเป็นพวกนี้ซึ่งเหตุผลที่ไม่สามารถนำมาใช้ได้ก็คือ

- ค่าความเข้มขบ และค่าความต้านทานไฟฟ้ามี่ค่าต่ำ
- การผันแปรของตัวแปรมีความไวมากกว่าของวัสดุแม่เหล็ก
- คุณสมบัติของควมไวในการควบคุมด้านกำลัง

จากเหตุผลที่กล่าวมาทำให้ระบบอินเวอร์เตอร์ไม่มีเสถียรภาพภายใต้การควบคุมความถี่ที่คงที่ เพราะคุณสมบัติการใช้ของอินเวอร์เตอร์นั้นค่าพารามิเตอร์ของโหลดจะมีผลกระทบเป็นอย่างมากดังนั้นระบบอินเวอร์เตอร์ก็บวจรควบคุมจึงต้องการการทำงานโดยที่ไม่คำนึงถึงผลการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ที่โหลด

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง

1.2.2 สามารถรู้หลักการเรโซแนนซ์การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ และการวิเคราะห์การทำงานของระบบ

1.2.3 เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบวงจรกึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์อนุกรมแบบมีสวิตช์คร่อมโหลด

1.2.4 เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบวงจรกึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ อนุกรมแบบมีสวิตช์คร่อมโหลด

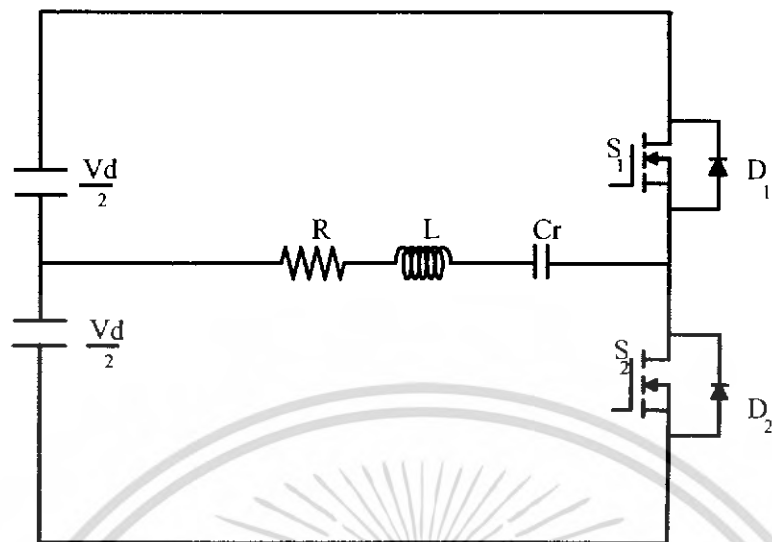
1.2.5 เพื่อสร้างเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงให้ใช้งานได้จริง

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

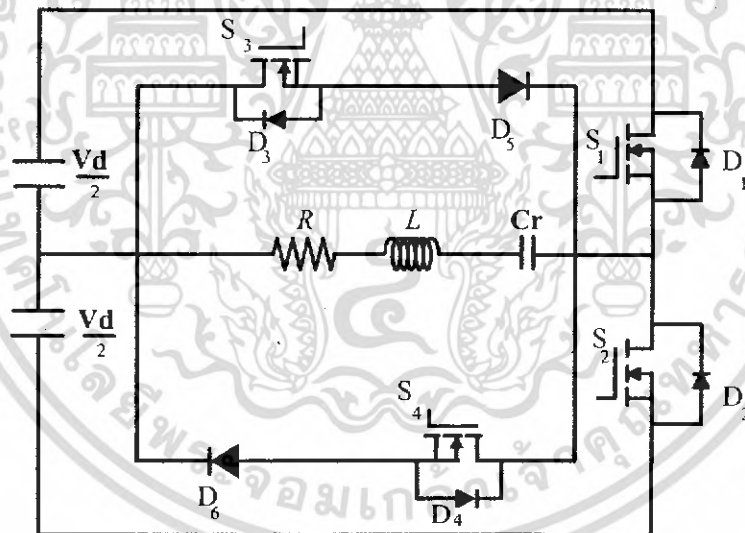
โดยทั่วไปแล้วเตาหุงต้มที่ใช้ในครัวเรือนทั่วไปจะเป็นชนิดลวดความร้อนซึ่งมีหลักการทำงาน โดยที่ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มจะเกิดการถ่ายเทความร้อน จากลวดความร้อนผ่านชั้นอากาศก่อนไปยังภาชนะหุงต้ม ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มในลักษณะแบบนี้จะเป็นการให้ความร้อนโดยวิธีอ้อม ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพในการหุงต้มต่ำ ร้อนช้า และสิ้นเปลืองพลังงาน เมื่อหลังจากการใช้งานชนิดลวดความร้อนจะมีช่วงเวลาในการเย็นตัวช้า ซึ่งเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงจะช่วยแก้ปัญหาเตาหุงต้มแบบเก่าได้หลักการก็คือ ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มจะเกิดจากสนามแม่เหล็ก เหนี่ยวนำกับกับภาชนะหุงต้มทำให้เกิดความร้อนทันทีทันใด จะเห็นว่าความร้อนที่เกิดขึ้นจะเกิดโดยตรงกับภาชนะหุงต้ม เป็นผลให้เตาหุงต้มเดือดได้อย่างรวดเร็ว และเมื่อใช้งานเสร็จแล้วเตาหุงต้มก็จะเย็นตัวเร็วไม่เป็อันตรายเป็นอันตรายต่อผู้ใช้งาน ประหยัดพลังงาน และไม่ก่อให้เกิดมลพิษด้วย

โครงงานชิ้นนี้ได้ทำการประยุกต์ วงจร Half Bridge Inverter จากแบบเก่าดังรูปที่ 1.1 โดยการคร่อมสวิตช์สองตัวเพิ่มเข้าที่โหลด เพื่อเพิ่มโหมดการทำงานให้มีกระแสไหลวนอยู่ภายในโหลด ทำให้เกิดเป็นวงจร Half Bridge Inverter แบบใหม่ขึ้นมาดังรูปที่ 1.2 วงจร Half Bridge Inverter แบบใหม่นี้จะทำให้มีเงื่อนไขการทำงานเปลี่ยนแปลงไปจากวงจรเดิมจาก วงจร Half Bridge Inverter จากแบบเก่า โดยจะมีการทำงานไปเลียนแบบการทำงานของวงจร Full Bridge Inverter ที่มีการปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase – Shift ซึ่งวงจร Half Bridge Inverter แบบใหม่ นี้ จะควบคุมเอ๊าท์พุทของแรงดันได้จากการปรับ Duty Cycle ของการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเท่านั้น ซึ่งจะได้ผลการทำงานเหมือนกับการปรับมุม Phase – Shift ของวงจร Full Bridge Inverter แต่สัญญาณกระแสเอ๊าท์พุทที่ได้จะมีรูปผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่น Sine Wave ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



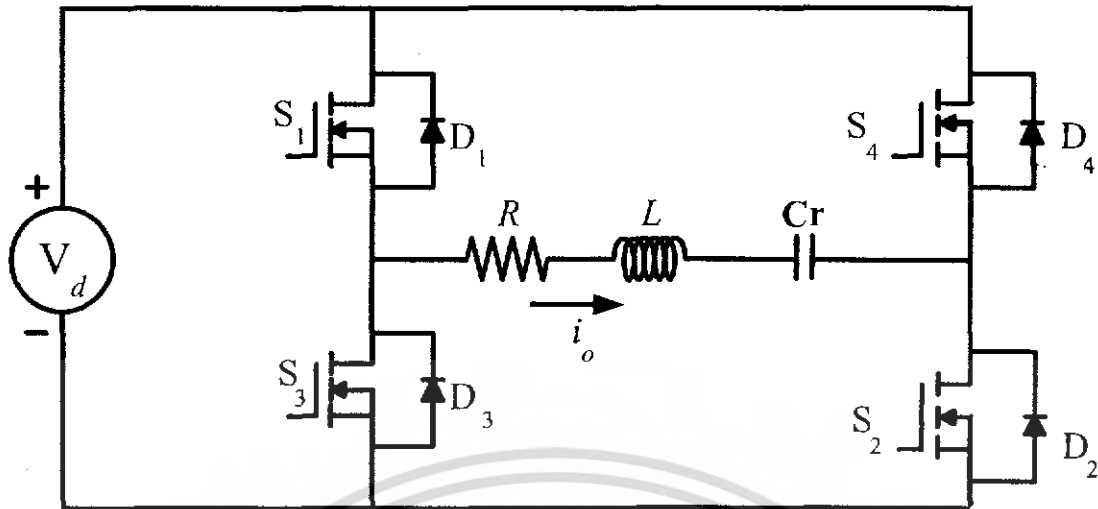
รูปที่ 1.1 วงจร Half Bridge Inverter แบบเก่า



รูปที่ 1.2 วงจร Half Bridge Inverter แบบใหม่

1.3.1 การสวิตชิงของ Full – Bridge Inverter

ในวงจร เรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์ นั้น การควบคุมเอาต์พุตจะอาศัยการควบคุมความถี่ เพื่อที่จะทำให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด แต่ในโปรเจกชันนี้ ความถี่ของอินเวอร์เตอร์จะควบคุมเพื่อที่จะทำให้เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของโหลด จากรูปซึ่งเป็นซีรี่เรโซแนนท์ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีวงจรและสัญญาณเอาต์พุต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.3 วงจร Full-Bridge Inverter

และสัญญาณการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์แต่ละตัว จากในรูปจะเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตจะอยู่บริเวณตรงกลาง ของรูปคลื่นกระแสเอาต์พุต ซึ่งจะทำให้ค่าของ Load Displacement Factor จะสามารถเข้าใกล้ 1 ได้ ซึ่งทำให้ Inverter มีประสิทธิภาพสูงขึ้นจากสัญญาณทำงานดังรูป ถ้า S_1 และ S_3 สามารถทำงานในขณะที่เกิด ZVS หรือ ZCS ในช่วง turn-on จะทำให้เกิดการสูญเสียที่การสวิตซ์น้อย ซึ่งเป็นผลให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์มีค่ามากยิ่งขึ้น ในการพิจารณาการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์นั้น ถ้าพิจารณาในทางอุดมคติ คือสามารถที่จะสวิตซ์ได้ทันที (ไม่คิด Dead Time)

รูปที่ 1.4 ถ้าจะพิจารณาในช่วงครึ่งไซเคิลบวกแล้วจะทำให้แบ่งช่วงเวลาการทำงานออกได้เป็น ดังนี้

- ช่วงเวลาการ turn-on ของ S_1

เพื่อที่จะทำให้กระแสมีความต่อเนื่องแล้ว S_1 ควรที่จะ turn-on เมื่อกระแสมีการเปลี่ยนขั้วจากลบเป็นบวก ซึ่งจุดนี้ S_1 จะทำงานในลักษณะของ Current Zero Crossing

- ช่วงเวลาการ turn-on ของ S_2

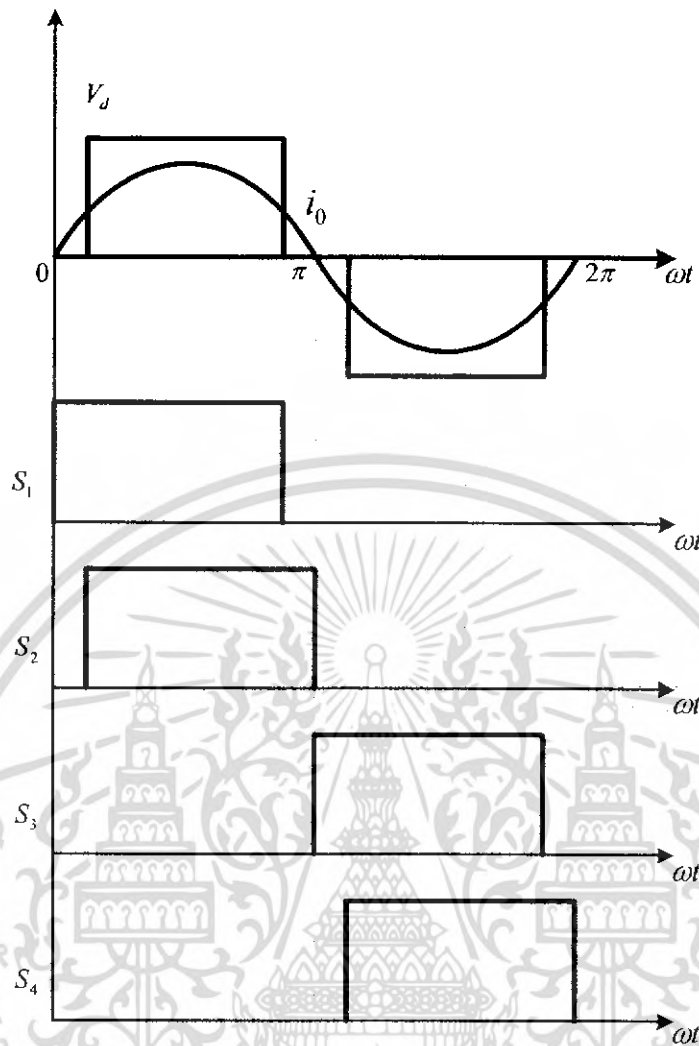
การเลือกช่วงเวลาของการ turn-on ของ S_2 นั้น จะทำงานหลังจาก S_1 ทำงานไปแล้ว

- ช่วงเวลาการ turn-off ของ S_1

ในช่วงเวลานี้ S_1 จะต้อง turn-off ก่อนที่จะมีการเปลี่ยนขั้วของกระแส

- ช่วงเวลาการ turn-off ของ S_2

ในช่วงเวลานี้ S_2 จะต้อง turn-off ในช่วงเวลาของการเปลี่ยนขั้วของกระแสพอดี



รูปที่ 1.4 รูปคลื่นของวงจร Full-Bridge Inverter

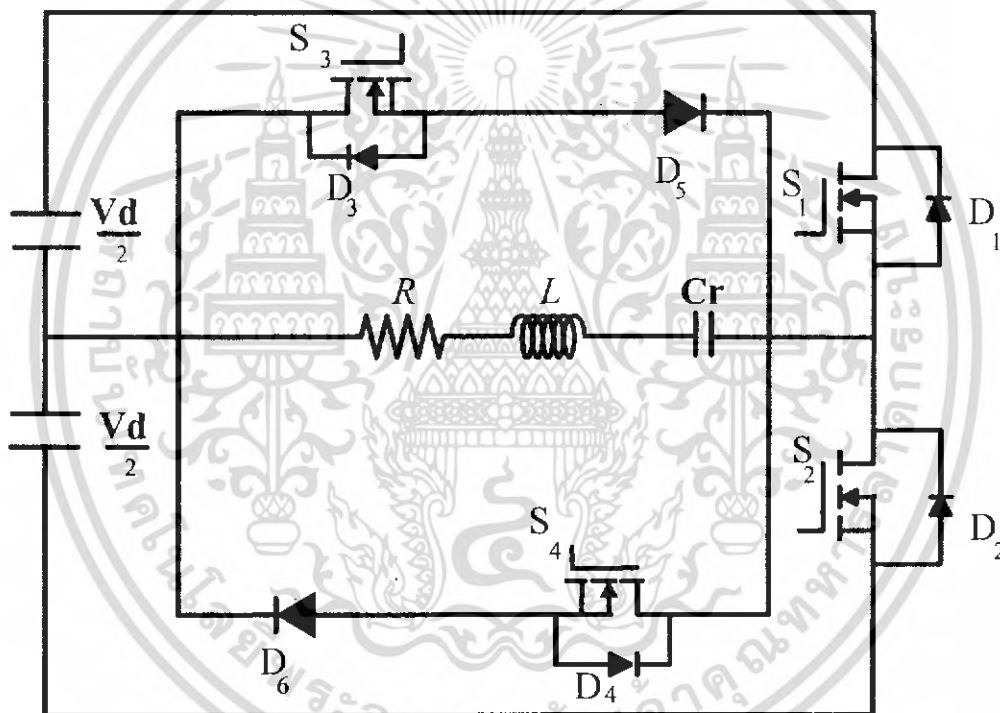
ส่วนการทำงาน S_3 และ S_4 จะคล้ายกับการทำงานของ S_1 และ S_2

จากวิธีการที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าเป็นการควบคุม Voltage Output ของวงจร Full Bridge และในวงจร Full Bridge นั้นยังมีการทำงานอีกอย่างหนึ่งพร้อมกัน ซึ่งการทำงานนี้จะทำให้มีกระแสไหลวนอยู่ในโหลด สิ่งที่ได้รับจากการทำงานในช่วงนี้ คือ จะทำให้กระแสมีความต่อเนื่อง การในช่วงเกิดกระแสไหลวนอยู่ในโหลดทำให้เกิดการสวิตช์ขณะที่ไม่มีประจุอยู่ในโหลด ทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.3.2 การสวิตช์ของ Half Bridge Inverter แบบใหม่

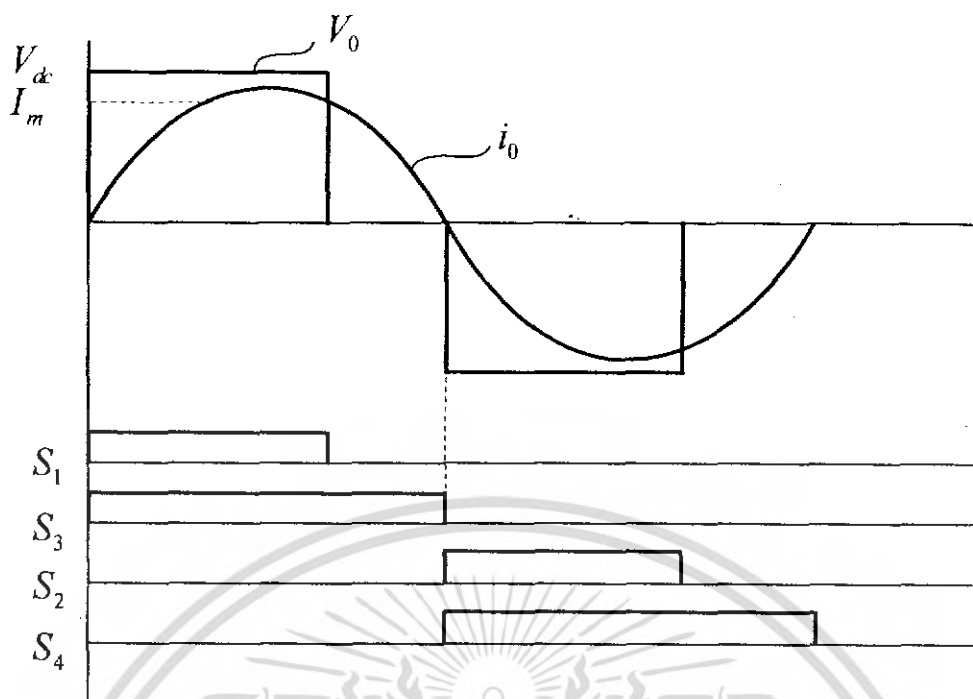
จากการทำงานของวงจร Full Bridge ดังที่ได้กล่าวมาจะเห็นได้ว่า วงจร Full Bridge จะมี Mode การทำงานให้มีกระแสไหลวนอยู่ในโหลด ซึ่งสิ่งที่ได้จะเห็นได้ชัดว่า วงจร Full Bridge จะมีความแตกต่างจาก วงจร Half Bridge เพราะว่ามี Mode กระแสไหลวนภายในโหลด อีกทั้งยังควบคุมแรงดันเอาต์พุทของโหลดได้ จากการให้สัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กับอุปกรณ์สวิตชิง ซึ่งในวงจร Half Bridge จะควบคุมเอาต์พุตของแรงดันได้จากการปรับ Duty Cycle ของการทำงานของอุปกรณ์สวิตชิงเท่านั้น และสัญญาณกระแสเอาต์พุตที่ได้จะมีรูปผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่น Sine Wave ด้วย จากรูปวงจร New Half Bridge Inverter จะเห็นได้ว่าจะมีการเพิ่ม อุปกรณ์สวิตชิงคือ S_3 และ S_4 เข้ามา เพื่อที่จะทำให้เกิด กระแสไหลวนภายในโหลด การเพิ่มอุปกรณ์สวิตชิง S_3 และ S_4 นั้น จะทำให้เอาต์พุตของวงจร Half Bridge มีลักษณะเหมือนกับวงจร Full Bridge อุปกรณ์ S_3 และ S_4 ที่เพิ่มเข้ามาในทางปฏิบัติจะต้องมีการต่อไดโอดอนุกรมไว้ด้วย เนื่องจาก S_3 และ S_4 เป็นอุปกรณ์สวิตชิงแบบ POWER MOSFET จึงมีไดโอดแฝงอยู่ในตัว MOSFET การต่อไดโอดนี้ก็เพื่อที่จะป้องกันการเกิดการลัดวงจรของวงจร Half Bridge Inverter ในช่วงที่มีการทำงานพร้อมกันของสวิตชิง



รูปที่ 1.5 วงจร Half-Bridge Inverter แบบใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.6 รูปคลื่นของวงจร Half-Bridge Inverter แบบใหม่

จากรูปที่ 1.6 สัญญาณการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง เมื่อพิจารณาจะเห็นว่า เหมือนกับวงจร Full Bridge มีทั้ง Mode กระแสไหลวนภายในโหลดและยังควบคุมแรงดัน เอาท์พุทได้อีกด้วย การทำงานของวงจร Half Bridge จะมีขั้นตอนในการพิจารณา ดังนี้

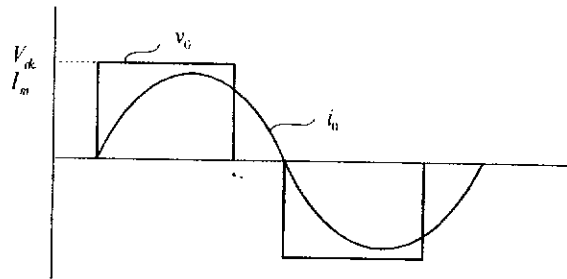
- การเลือกช่วงเวลา ก่อน turn-on และ turn off ของ S_1 ในช่วง Mode กระแสเป็นบวก S_1 จะทำงาน

- การเลือกช่วงเวลาการ turn-on และ turn off ของ S_3

S_3 ควรจะต้อง turn-on ในขณะที่ S_1 ไม่นำกระแสในช่วงกระแสเปลี่ยน Mode และจากรูปที่ 4.5 จะสังเกตว่า S_3 จะมี Duty Cycle มากกว่า S_1 ช่วงที่ S_1 และ S_3 ทำงานพร้อมกัน นั้นจะคล้ายกับการทำงานของ Half Bridge Inverter ธรรมดา แต่ในช่วงที่ S_3 ทำงาน แต่ S_1 ไม่ทำงานนั้น S_3 จะทำงานในโหมดกระแสไหลวนภายในโหลด และสิ่งที่ต้องพิจารณาอีก อย่างคือ S_3 จะต้องทำงานให้สัมพันธ์กับช่วงการเปลี่ยนขั้ว S_3 จะต้อง turn-on ก่อนจะมีการ เปลี่ยนขั้วของกระแสเป็นลบนั้น S_2 และ S_4 จะมีการทำงานคล้ายกับการทำงานของ S_1 กับ S_3 อย่างไรก็ตามการทำงานของอุปกรณ์ ของสวิตซ์ควรจะทำในแต่ละโหมดเพียงโหมดละ 1 ตัว เพื่อที่จะให้เกิดโหลดน้อยที่สุด

จากรูปที่ 1.7 ถ้าพิจารณาวงจร New Half Bridge Inverter จะเห็นว่า ถ้า Duty Ratio ถ้ามากกว่า 0.5 ขึ้นไปแล้วจะทำให้ Power Factor มีค่าเข้าใกล้ 1 มาก และ ยังมี THD ที่ค่าต่ำ ๆ ด้วย ซึ่งเมื่อเทียบกับวิธีอื่นแล้ว เมื่อเทียบกับที่ค่า Power Factor เดียวกัน จะมีค่า THD สูงกว่า และทำให้ Displacement Factor มีค่าไม่เท่ากันด้วย[6,7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) รูปคลื่นแรงดันและกระแส



รูปที่ 1.7 คุณลักษณะ Output ของวงจร Half Bridge Inverter แบบใหม่

1.4 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

สร้างเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบกึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ให้สามารถทำงานได้รวมไปถึงการเก็บผลการทดลองในส่วนต่างๆโดยรวบรวมข้อมูลของโครงการไว้สำหรับการพัฒนาและปรับปรุงในโอกาสต่อไป

1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

- 1.4.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง และเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ
- 1.4.2 ศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบกึ่งบริดจ์ชนิดอนุกรมเพื่อนำมาใช้กับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ
- 1.4.3 ออกแบบวงจรรวมและขดลวดเหนี่ยวนำ
- 1.4.4 จัดหาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้สำหรับสร้างวงจรที่ได้ออกแบบไว้
- 1.4.5 สร้างวงจรสร้างความถี่สูงตามแบบที่ได้ออกแบบไว้แล้ว
- 1.4.6 ทดสอบพร้อมทั้งเก็บข้อมูล เพื่อพัฒนาระบบให้ดีขึ้น
- 1.4.7 เก็บข้อมูลและวิเคราะห์ผลให้สอดคล้องกับทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย

เข้าใจถึงการทำงานของเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงและ สามารถนำเครื่องต้นแบบที่ได้จากการทำนำไปพัฒนาผลิตเพื่อใช้อำนวยความสะดวกกับครัวเรือน ลดการนำเข้าเทคโนโลยีจากต่างประเทศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรงี้บรีดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมที่ใช้กับ วงจรรีโนเวอร์เตอร์เพื่อให้เกิดความร้อนเหนี่ยวนำ

2. บทนำ

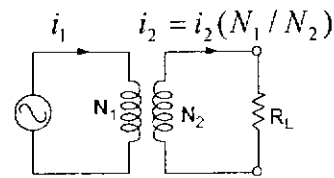
ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม หลักการวิเคราะห์วงจรมุมของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มเป็นหม้อแปลง หลักการสร้างกระแสความถี่สูงของวงจรรีโนเวอร์เตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูงการวิเคราะห์แรงดัน กระแสและค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรงี้บรีดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

2.1 พื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน (Basic of Induction Heating) การเหนี่ยวนำความร้อน มีส่วนประกอบพื้นฐานสำคัญอยู่ 3 ส่วน คือ

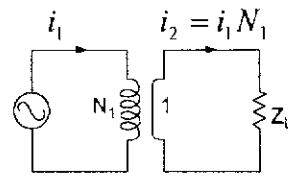
1. การเหนี่ยวนำของแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction)
2. ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect)
3. การถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer)

อย่างไรก็ตามทฤษฎีพื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน ก็ยังคงมีส่วนคล้ายกับทฤษฎีของหม้อแปลง การเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าและปรากฏการณ์ผิวจะอธิบายในบทนี้จากรูปที่ 2.1 แสดงถึงระบบพื้นฐานอย่างง่าย ซึ่งประกอบด้วย ขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำและกระแสเหนี่ยวนำ เพื่อที่จะอธิบายถึงการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าและปรากฏการณ์ผิวรูปที่ 2.1 จะแสดงถึงหม้อแปลงอย่างง่ายโดยที่กระแสที่ขดลวดทุติยภูมิจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสทางด้านปฐมภูมิ เมื่อพิจารณาอัตราส่วนของจำนวนรอบ (Turn Ratio) การสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิมาจากความต้านทานของขดลวด และให้สัมประสิทธิ์การเชื่อมโยง (Link Coefficient) ระหว่างทั้งสองวงจรมีค่าเท่ากับ 2 โดยไม่คำนึงถึงกระแสที่นำให้เกิดสนามแม่เหล็กรั่ว (Magnetic Current Leakage)

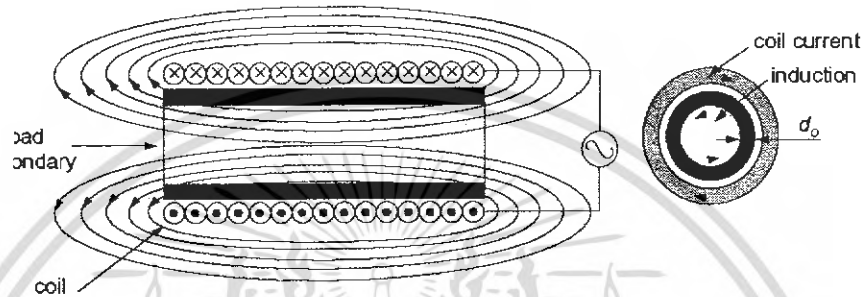
เมื่อขดลวดทางด้านทุติยภูมิกำหนดให้มีค่าจำนวนรอบเท่ากับ 1 รอบ และสมมุติว่าลัดวงจร ซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียทางด้านความร้อนเพิ่มขึ้น เมื่อมีการเพิ่มขึ้นของกระแสไหล (กระแสทางด้านทุติยภูมิ) ซึ่งพิสูจน์จากรูป จะแสดงถึงระบบ เมื่อพลังงานจากแหล่งจ่ายเป็นแหล่งเดียวกันทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ โดยตั้งแต่รูปที่ 2.1 นี้จะกำหนดให้ขดลวดทางด้านปฐมภูมิมีจำนวนรอบมากและให้ขดลวดทางด้านทุติยภูมิมีจำนวนรอบเดียว



<figure 3-1a > equivalent circuit of transformer



<figure 3-1b > secondary short



รูปที่ 2.1 การเหนี่ยวนำความร้อนเบื้องต้น

และถูกตัวลวดวงจรได้ขดลวดที่ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำความร้อนและไหลจะถูกแยกกันด้วยช่องว่างเล็ก ๆ และมีปรากฏการณ์ผิวเกิดขึ้นที่ความถี่สูง ๆ ถ้ากำหนดให้ทางด้านปฐมภูมิมีการเหนี่ยวนำความร้อนให้เกิดขึ้นที่ทางด้านทุติยภูมิมีค่าสูงสุดและสามารถทำได้โดยออกแบบให้มีช่องว่างระหว่างทางด้านปฐมภูมิมีค่าน้อยที่สุดที่สามารถเป็นไปได้โลหะจำพวก Non-Ferrous จะทำให้ประสิทธิภาพนั้นต่ำลง เนื่องจากโลหะพวกนี้มีค่าความต้านทานสูงและยังมีค่าความนำต่ำ (Low Permeability)

2.1.1. การเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction)

ดังที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.1 เมื่อมีไฟฟ้ากระแสสลับไหลเข้าไปในขดลวดจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่รอบขดลวด ซึ่งพิจารณาได้จากกฎของแอมแปร์ (Ampere's Law) เมื่อมีวัตถุวางอยู่ในสนามแม่เหล็กจะทำให้มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วของการเคลื่อนที่สนามแม่เหล็กความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กของวัตถุมีค่าลดลง พิจารณากฎของฟาราเดย์จะทำให้เกิดกระแสขึ้นที่ผิวของวัตถุที่เป็นตัวนำ โดยเป็นความสัมพันธ์ที่กลับกัน (Inverse Relationship) ของกระแสที่อยู่ในวงจรถือเหนี่ยวนำ ซึ่งกระแสที่อยู่บริเวณพื้นผิวคือ กระแสไหลวน (Eddy Current) กำลังไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำและกระแสไหลวนที่เกิดขึ้นจะถูกแปรรูปไปเป็นพลังงานความร้อนเมื่อค่าความต้านทานคือ ค่า Resistivity และค่าความซึมซาบ (Permeability) ของวัสดุตัวนำและกระแสไฟฟ้ามายังจากความเข้มของสนามแม่เหล็ก พลังงานความร้อนจะเป็นส่วนกลับของความสัมพันธ์ของค่าความลึกผิว (Skin Depth) ถ้าวัสดุมีคุณสมบัติการนำไฟฟ้าคล้ายกับเหล็ก (Iron) การเพิ่มขึ้นของพลังงานความร้อนที่ถูกสร้างขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

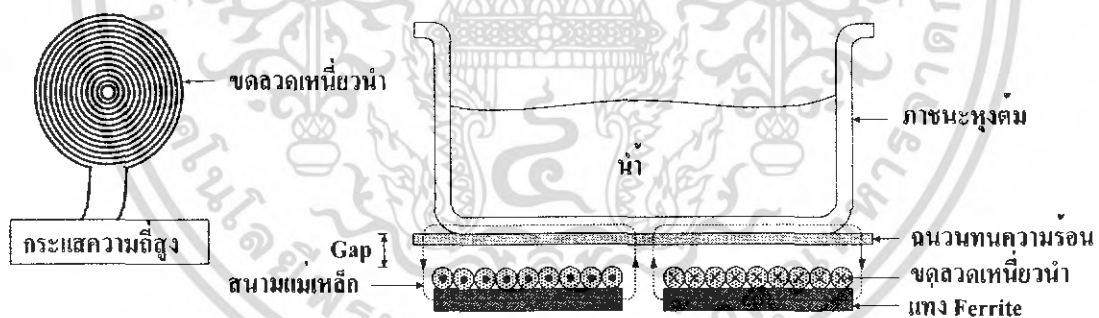
จนถึงค่า Magnetic Hysteresis ซึ่งความร้อนที่ถูกสร้างขึ้นจะเป็นสัดส่วนกับขนาดของ Hysteresis ซึ่งในรายงานนี้จะละทิ้งค่าของความร้อนที่เพิ่มขึ้น เนื่องจากมีค่าน้อยมาก (น้อยกว่า 10%) เมื่อเทียบกับความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ

2.1.2 ปรากฏการณ์ผิว (Skin Effect)

เมื่อกระแสไหลในขดลวดมีความถี่สูงมาก จะทำให้กระแสเหนี่ยวนำไหลบริเวณรอบ ๆ ผิวหน้าของไหล ความหนาแน่นของกระแสเหนี่ยวนำจะลดลงเมื่อการไหลของกระแสเข้าไปใกล้จุดศูนย์กลางมีสมการเป็นค่าความหนาของผิว (Skin Thickness) จะเลือกได้จากค่า Resistivity ค่า Permeability และค่าความถี่ของวัตถุ

หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จากรูปที่ 2.2 เมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่ใต้ภาชนะหุงต้ม ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้อง (Magnetic Flux) กับภาชนะหุงต้ม ถ้าภาชนะหุงต้มเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic สนามแม่เหล็กที่เกี่ยวคล้องกับภาชนะจะทำให้เกิดกระแสไหลวนในภาชนะหุงต้มเป็นลักษณะเส้นทางปิด ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน เป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่ก้นของภาชนะหุงต้มและจะถ่ายเทความร้อนไปยังน้ำที่อยู่ภายในภาชนะทำให้น้ำเดือดได้

2.2 หลักการพื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม



รูปที่ 2.2 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จากรูปที่ 2.2 เมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่ใต้ภาชนะหุงต้ม ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้อง (Magnetic Flux) กับภาชนะหุงต้ม ถ้าภาชนะหุงต้มเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic สนามแม่เหล็กที่เกี่ยวคล้องกับภาชนะจะทำให้เกิดกระแสไหลวนในภาชนะหุงต้มเป็นลักษณะเส้นทางปิดทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน เป็นผลให้เกิดความร้อน

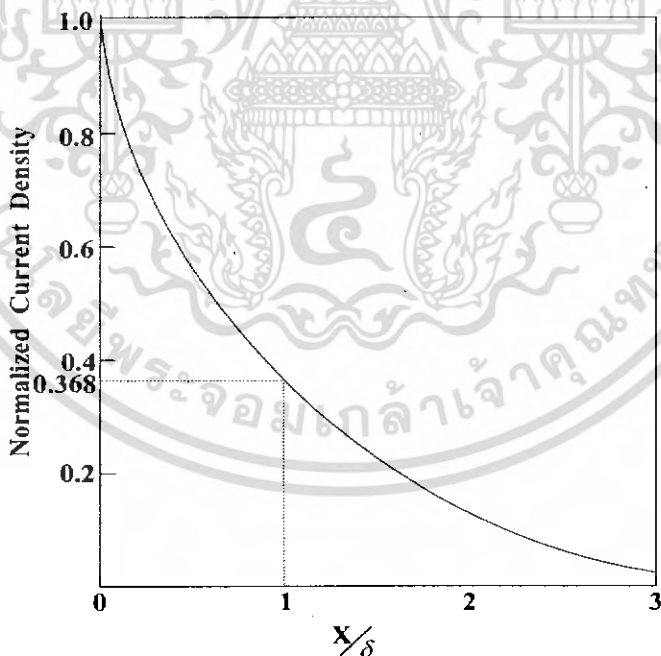
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร้อนขึ้นที่ก้นของภาชนะหุงต้มและจะถ่ายเทความร้อนไปยังน้ำที่อยู่ภายในภาชนะทำให้น้ำเดือดได้ในที่สุด

ความร้อนส่วนมากจะเกิดขึ้นโดยกระแสไหลวนในโพลดภาชนะหุงต้มที่บริเวณชั้นผิวนอกของก้นภาชนะหุงต้มที่มีความลึกเท่ากับ δ_{vessel} ซึ่งมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ของภาชนะหุงต้มดังสมการที่ (2.1)

$$\delta_{vessel} = \sqrt{\frac{1}{\mu_o} \cdot \frac{\rho_{vessel}}{\mu_r f}} \tag{2.1}$$

- โดยที่
- δ_{vessel} คือ ค่าความลึกผิว (m)
 - ρ_{vessel} คือ สภาพความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของภาชนะหุงต้ม ($\Omega \cdot m$)
 - f คือ ความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อน (Hz)
 - μ_r คือ ความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์
 - μ_o คือ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของภาชนะหุงต้ม

จากสมการที่ (2.1) เมื่อความถี่สูงขึ้นจะส่งผลให้กระแสไหลวนลึกลงไปจากผิวของภาชนะหุ้มต้ม ได้น้อยลงทั้งนี้เนื่องจากค่าความลึกของการไหลของกระแสไหลวนมีค่าลดลงตามการเพิ่มขึ้นของความถี่ จากรูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะความลึกจากผิวด้านนอกของภาชนะหุ้มต้ม จะเห็นได้ว่าความหนาแน่นกระแสมีสูงสุดที่ผิวด้านนอกของภาชนะและจะลดลงเมื่อระยะความลึกจากผิว (X) มากขึ้น [1]

2.3 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน

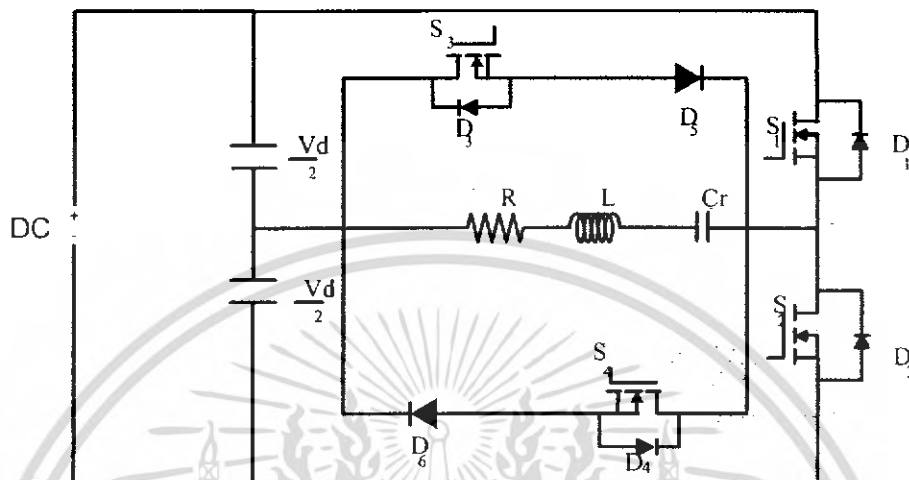
สำหรับโครงสร้างของเตาหุ้มต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงสามารถแบ่งการทำงานออกเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ รายละเอียดประกอบด้วย แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับ 1 เฟส 220 V(rms) 50 Hz ป้อนให้กับวงจรเรียงกระแสไดโอดแบบบริดจ์ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านหลังของวงจรเรียงกระแสไดโอดแบบบริดจ์จะใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อกรองให้เป็นแรงดันไฟตรงเรียบ จ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยใช้อุปกรณ์มอสเฟตกำลังเป็นสวิตช์เพื่อจ่ายให้กับชุดโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมซึ่งรายละเอียดดังนี้

2.3.1 โหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

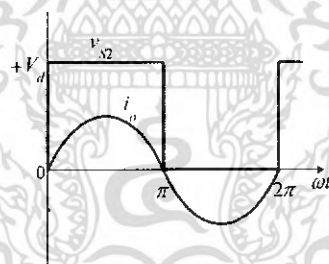
ปัจจุบันโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ได้มีการประยุกต์ใช้งานมากมาย เช่น เครื่องชุบแข็งผิวโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง เตาหุ้มต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และเครื่องเชื่อมเหนี่ยวนำความถี่สูง เป็นต้น ซึ่งมีข้อดีที่สำคัญ คือ ลดการสูญเสียในการสวิตช์ เมื่อสวิตช์ตัดต่อวงจรที่กระแสศูนย์ (ZCS) หรือสวิตช์ตัดต่อวงจรที่แรงดันศูนย์ (ZVS) ส่วนข้อเสียที่สำคัญของวงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม คือ สำหรับวงจรเรโซแนนซ์ที่มีค่า Q สูง ที่ตำแหน่งใกล้ความถี่เรโซแนนซ์แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ในวงจรเรโซแนนซ์จะมีค่ามาก เป็นผลให้ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์จะต้องเลือกให้มีค่าพิกัดแรงดันสูง เพื่อสามารถเก็บพลังงานได้มาก ส่วนแรงดันที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมจะเป็นแหล่งจ่ายชนิดแรงดันคงที่ (Constant Voltage Source) ซึ่งจะต้องใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อกรองแรงดันให้เรียบแล้วจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ที่ให้เอาท์พุทในลักษณะคลื่นแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและกระแสในลักษณะรูปคลื่นไซน์ ที่ความถี่สวิตช์อินเวอร์เตอร์ในช่วง 30 ~ 40 kHz ซึ่งจะนำมาใช้ในการเหนี่ยวนำความถี่สูงผ่านขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อให้เกิดความร้อนที่ตัวภาชนะหุ้มต้ม เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา สะอาด และปลอดภัยรวมทั้งสามารถเดือดได้ภายในระยะเวลาอันรวดเร็วเหมาะสมที่จะเป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในครัวเรือน[1]

2.3.2 อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เป็นวงจรที่ใช้ในการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจากที่กล่าวมาแล้วโหลดเตาหุงต้มเหนี่ยวนำนี้จะเป็นวงจรโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมโดยมีวงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมนี้



รูปที่ 2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม



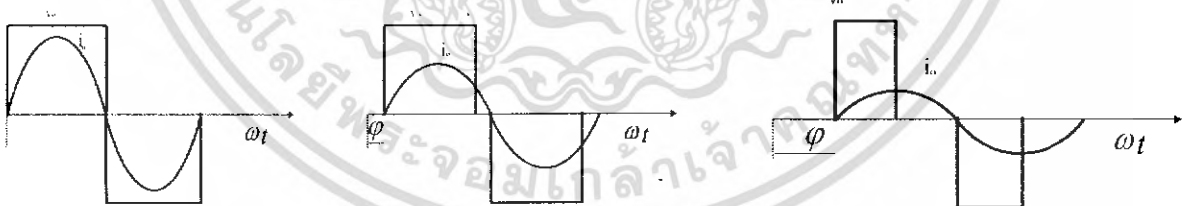
รูปที่ 2.5 คลื่นแรงดันคร่อมสวิตช์ S_2 และกระแสโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

2.3.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิดอนุกรมแบบมีสวิตช์พร้อมโหลด

จากวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิดอนุกรมแบบมีสวิตช์พร้อมโหลด เราสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้โดยการปรับค่า ดิวตี้ ของวงจรควบคุมในที่นี้จะเหมือนกับการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase - Shift

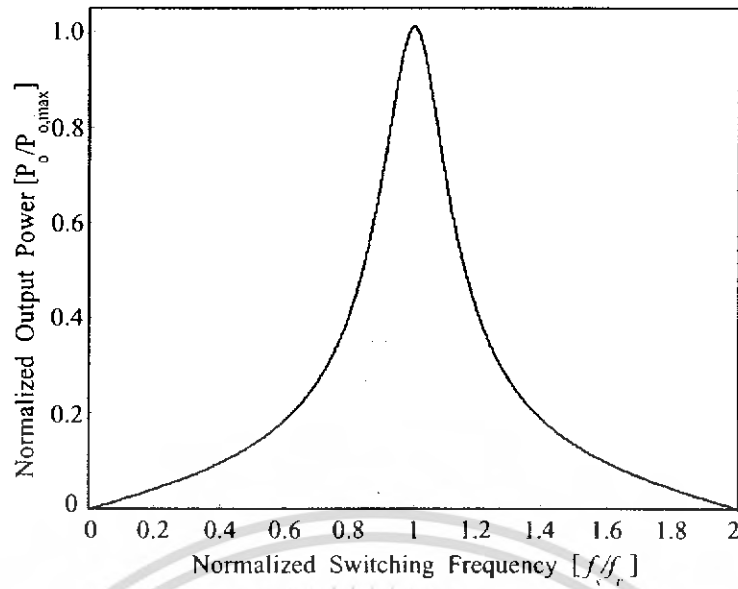
2.3.3.1 การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase - Shift

การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีนี้ จะเป็นการปรับเปลี่ยนขนาดแรงดันไฟฟ้า ที่มีความถี่สูงทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ด้วยหลักการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ให้ซ้อนทับสัญญาณอีกกึ่งหนึ่งเป็นบางส่วนตามขนาดของมุม Phase - Shift โดยมีความถี่สวิตช์ซึ่งจะมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อย เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ตำแหน่ง ZVS เสมอ ดังรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ที่มุม Phase - Shift ต่างๆ เช่น ที่มุม Phase - Shift 0 องศา ดังรูปที่ 2.6 (a) จะได้ปริมาณกระแสมากที่สุด และเมื่อปรับมุม Phase - Shift เพิ่มขึ้นเป็น 60 องศา และ 120 องศา ดังรูปที่ 2.6 (b) และรูปที่ 2.6 (c) ตามลำดับ ปริมาณกระแสจะลดลงต่ำเรื่อยๆ ดังนั้นเมื่อนำมาเขียน เป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ของอินเวอร์เตอร์ ที่มุม Phase - Shift ต่างๆ จะได้ดังรูปที่ 2.7 โดยจะเห็นได้ว่า เมื่อปรับมุม Phase - Shift มากขึ้นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ จะลดลงเรื่อยๆ การควบคุมกำลังไฟฟ้า โดยวิธีการปรับมุม Phase - Shift นี้มีข้อด้อยคือ เมื่อปรับมุม Phase - Shift มากขึ้น จะมีผลทำให้กระแสจ่ายไหลลดทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ผิดเพี้ยนไปจากคลื่นไซน์มากขึ้น ซึ่งข้อด้อยนี้ สามารถปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นได้โดยการเลือกค่า Q ของวงจรเรโซแนนท์ ให้มีค่าสูงขึ้นได้



(a) มุม Phase Shift 0 องศา (b) มุม Phase Shift 60 องศา (c) มุม Phase Shift 90 องศา

รูปที่ 2.6 รูปคลื่นแรงดันกระแสและเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase - Shift แบบต่างๆ



รูปที่ 2.7 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่สวิทช์ต่างๆ

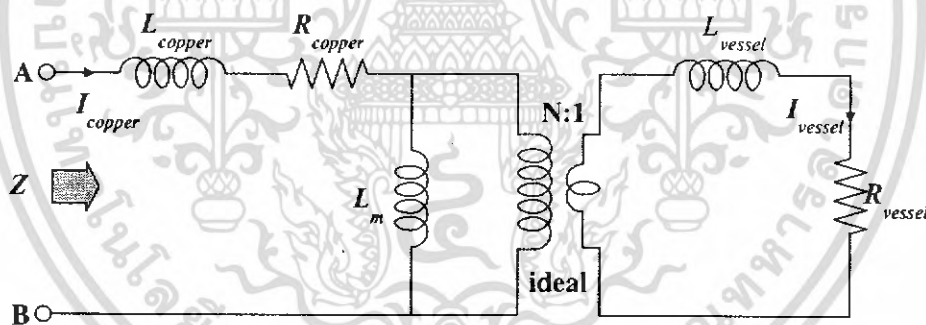


บทที่ 3

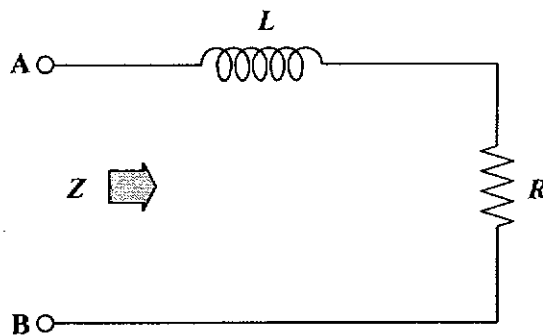
การวิเคราะห์การทำงานของระบบ

3.1 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนกับภาชนะหุงต้ม

จากรูปที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดภาชนะหุงต้มจะมีเส้นแรงแม่เหล็กคล้องผ่านซึ่งกันและกันซึ่งมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลง โดยสามารถนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลงดังรูปที่ 3.1 ซึ่งภาชนะหุงต้มทำหน้าที่เป็นขดลวดที่อยู่ทางด้านทุติยภูมิมีจำนวนรอบขดลวดเพียง 1 รอบโดยมีค่าความเหนี่ยวนำรั่ว (Leakage Inductance: L_{vessel}) ของภาชนะหุงต้ม และความต้านทานของภาชนะหุงต้ม (R_{vessel}) ส่วนขดลวดทางด้านปฐมภูมิสามารถแทนด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ โดยมีค่าความเหนี่ยวนำรั่ว (Leakage Inductance : L_{copper}) ของขดลวดเหนี่ยวนำ ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ (R_{copper}) และค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (Magnetizing Inductance : L_m) ซึ่งมีค่าน้อยและเมื่อรวมกับ R_{vessel} และ L_{vessel} ทางด้านทุติยภูมิที่ย้ายมารวมกับด้านปฐมภูมิแล้วจะได้ อิมพีแดนซ์รวม Z ประกอบด้วย R และ L ดังรูปที่ 3.2 ดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดภาชนะหุงต้มนี้สามารถเขียนแทนด้วยวงจรสมมูล ซึ่งประกอบด้วยความเหนี่ยวนำสมมูล L และความต้านทานสมมูล R [1]



รูปที่ 3.1 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มซึ่งพิจารณาเป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลง



รูปที่ 3.2 อิมพีแดนซ์สมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุ้มดัมที่โอนย้ายมาทางปฐมภูมิ
 ขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดภาชนะหุ้มดัมสามารถเขียนแทนด้วยวงจรรอนุกรม
 สมมูลซึ่งประกอบด้วย ความเหนี่ยวนำสมมูล และความต้านทานสมมูลสามารถหาค่าได้ดัง
 สมการ [1]

$$R = R_{copper} + N^2 R_{vessel} \tag{3.1}$$

$$L = L_{copper} + N^2 L_{vessel} \tag{3.2}$$

- โดยที่
- N คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ
 - R_{copper} คือ ความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิหรือขดลวดเหนี่ยวนำ
 - R_{vessel} คือ ความต้านทานของขดลวดทุติยภูมิหรือโหลดภาชนะหุ้มดัม
 - L_{copper} คือ ความเหนี่ยวนำรั่ว (Leakage Inductance) ทางด้านปฐมภูมิ
 - L_{vessel} คือ ความเหนี่ยวนำรั่ว (Leakage Inductance) ทางด้านทุติยภูมิ

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ

$$P_{copper} = I_{copper}^2 R_{copper} \tag{3.3}$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในโหลดภาชนะหุ้มดัมมีค่าเท่ากับ

$$P_{vessel} = I_{vessel}^2 R_{vessel} \tag{3.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาทางด้านปฐมภูมิจะได้

$$P_{copper} = I_{copper}^2 R_{copper} \quad (3.5)$$

เนื่องจาก

$$I_{vessel} = NI_{copper} \quad (3.6)$$

โดยที่ I_{vessel} คือ กระแสที่ไหลในโหลดภาชนะหุงต้ม

I_{copper} คือ กระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำ

ดังนั้นประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำ-โหลดภาชนะหุงต้มจะได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_{vessel}}{P_{vessel} + P_{copper}} \quad (3.7)$$

$$= \frac{I_{vessel}^2 R_{vessel}}{I_{vessel}^2 R_{vessel} + I_{copper}^2 R_{copper}} \quad (3.8)$$

$$= \frac{I_{vessel}^2 R_{vessel}}{\left[\frac{I_{vessel}^2}{N^2} \right] [R_{vessel} N^2] + I_{copper}^2 R_{copper}} \quad (3.9)$$

$$= \frac{I_{vessel}^2 R_{vessel} N^2}{\left[I_{copper}^2 \right] [R_{copper}] + I_{copper}^2 R_{copper}} \quad (3.10)$$

$$= \frac{N^2 R_{vessel}}{N^2 R_{vessel} + R_{copper}} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{R_{vessel}}{R_{vessel} + \frac{R_{copper}}{N^2}} \quad (3.12)$$

เนื่องจากผลของ Skin Depth การไหลวนของกระแสจะเกิดเฉพาะที่บริเวณที่ผิวของภาชนะหุงต้มตั้งที่ได่กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยมีความลึกเท่ากับ δ_{vessel} ดังนั้นความต้านทานที่ผิวของไหลตภาชนะหุงต้มในย่านความถี่สูง R_{vessel} มีค่าดังนี้

$$R_{vessel} = \frac{\rho_{vessel}}{\delta_{vessel}} = \sqrt{\mu_o} \cdot \sqrt{\rho_{vessel} \mu_r f} \quad (3.13)$$

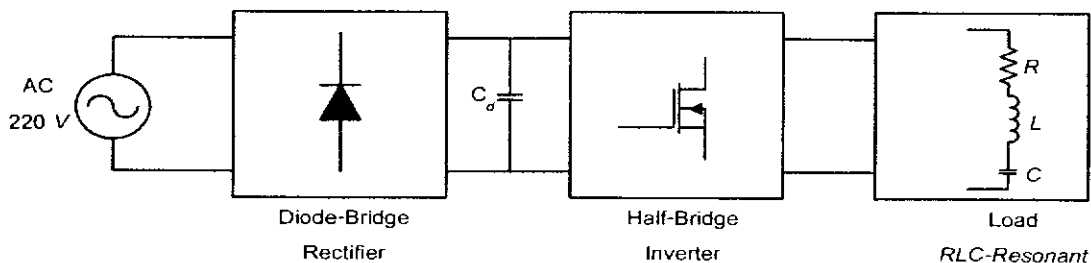
แทนค่าสมการ (3.13) ใน (3.3) จะได้กำลังไฟฟ้าของไหลตภาชนะหุงต้ม P_{sec} ดังนี้

$$P_{vessel} = I_{vessel}^2 R_{vessel} = \sqrt{\mu_o} \cdot (NI_{copper})^2 \cdot \sqrt{\rho_{vessel} \mu_r f} \quad (3.14)$$

จากสมการ (3.13) จะเห็นได้ว่าความต้านทานของภาชนะหุงต้ม R_{vessel} จะแปรผันโดยตรงกับสภาพความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของภาชนะหุงต้ม (ρ_{vessel}) ค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ (μ_r) และความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ (f) ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์ และจากสมการ (3.14) จะได้ว่าการเพิ่มค่ากำลังไฟฟ้าของไหลตภาชนะหุงต้ม (P_{vessel}) สามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่ (f) ของกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำและแอมแปร์-เทอรัน (NI_{copper}) ของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ ส่วนตารางที่ 3.1 แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุ Stainless ที่ใช้ในภาชนะหุงต้ม ซึ่งทำการทดสอบที่ความถี่ 25 kHz [1]

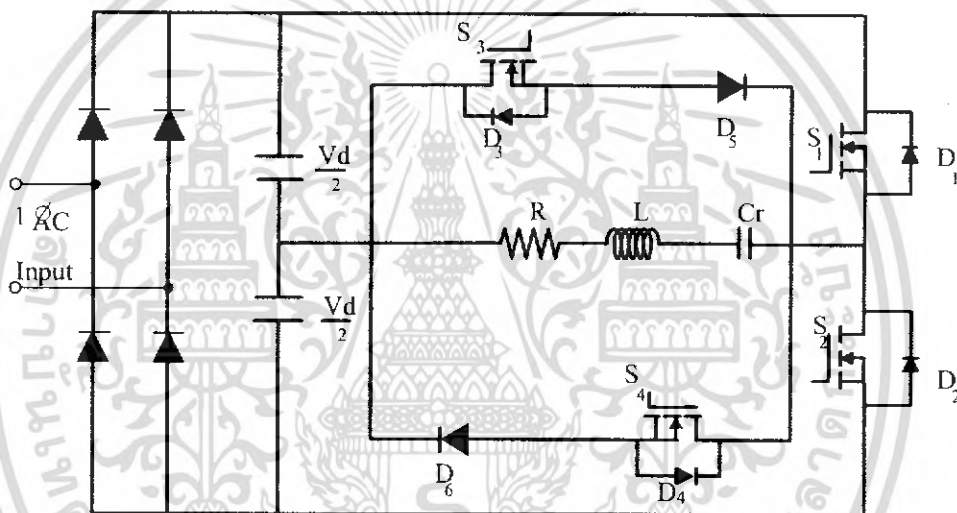
ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุ Stainless ที่ใช้ในภาชนะหุงต้มที่ความถี่ 25 kHz

ค่าสภาพความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะ (Resistivity : ρ_{vessel})	$60 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$
ความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ (Relative Permeability : μ_r)	100
ค่าความลึกที่ผิว (Skin Depth : δ_{vessel})	0.28 mm.
ค่าความต้านทานที่ผิว (Surface Resistivity : R_{vessel})	$22 \times 10^{-4} \Omega$



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

3.2 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม



รูปที่ 3.4 วงจรโดยรวมของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

จากวงจรรูปที่ 3.4 ซึ่งเป็นวงจรโดยรวมของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม สามารถแทนด้วยความต้านทานสมมูลและความเหนี่ยวนำสมมูล ซึ่งเมื่อใช้หลักการมองวงจรที่โหลดเอาต์พุต $R L$ ของชุดหม้อหุงต้มและขดลวดด้วยหลักการเซวินินก็จะสามารถเขียนวงจรที่โหลดเอาต์พุตในลักษณะของ $R L$ และ C ต่ออนุกรมกันได้ [1] ซึ่งจากวงจร $R L C$ อนุกรมที่โหลดสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังนี้

Resonant Frequency (ω_r)

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.15)$$

Characteristic Impedance (Z_o)

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_r L = \frac{1}{\omega_r C} \quad (3.16)$$

load Quality Factor (Q_L)

$$Q_L = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{R\omega_r C} = \frac{Z_o}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (3.17)$$

อิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมจะเป็น

$$\begin{aligned} Z &= R + j \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C} \right) = R \left[1 + j Q_L \left(\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right) \right] \\ &= Z_o \left[\frac{R}{Z_o} + j \left(\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.18)$$

จะได้

$$\begin{aligned} Z &= R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right)^2} = Z_o \sqrt{\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right)^2} \\ &= Z_o \sqrt{Q_L^2 + \left(\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_r \omega_s} \right)^2} \end{aligned} \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi = \tan^{-1} \left[Q_L \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right) \right] \quad (3.20)$$

$$R = Z \cos \phi \quad (3.21)$$

$$X = Z \sin \phi \quad (3.22)$$

ดังนั้น

$$\cos \phi = \frac{R}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2}} \quad (3.23)$$

เมื่อ

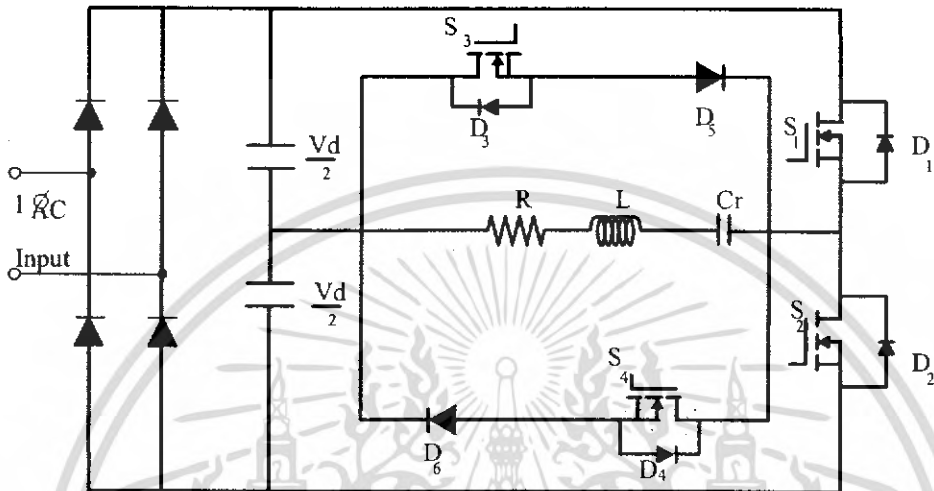
- R คือ ความต้านทานสมมูล
- L คือ ความเหนี่ยวนำสมมูล
- C คือ ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์
- ϕ คือ มุมต่างเฟสของแรงดันและกระแส
- ω คือ ความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

4.1 ส่วนประกอบอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบมีสวิตช์คร่อมโหลด

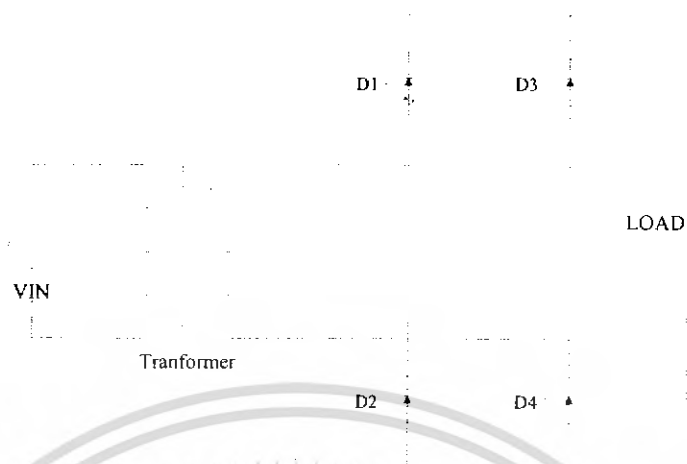


รูปที่ 4.1 วงจรโดยรวมของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

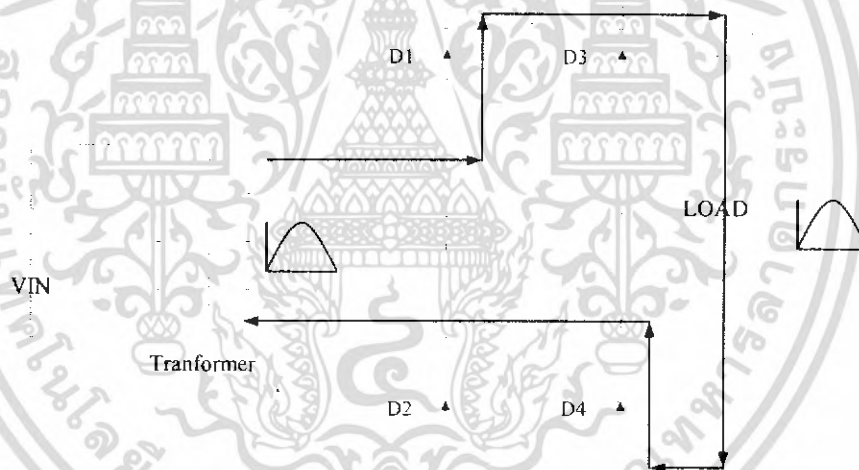
4.1.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุต

วงจรเรียงกระแส (Rectifier) ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกระแสตรง โดยใช้ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) รูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่า วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ประกอบไปด้วยไดโอด 4 ตัว ข้อดีของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์คือ ไม่ต้องใช้หม้อแปลงที่มีแทปกกลาง และพิกัดแรงดันผกผันสูงสุดของไดโอดเท่ากับ V_m ส่วนข้อเสียไม่มีการแยกทางไฟฟ้าและต้องใช้ไดโอดมากกว่าวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นซึ่งใช้หม้อแปลงที่มีแทปกกลาง

การทำงานของวงจรแบ่งเป็น 2 ช่วงที่ 1 ซีกที่แรงดันอินพุตเป็นบวก D_2 และ D_3 จะได้รับไบแอสกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้ D_1 และ D_4 จะได้รับไบแอสตรงทำให้กระแสไหลผ่านโหลดได้ [2]

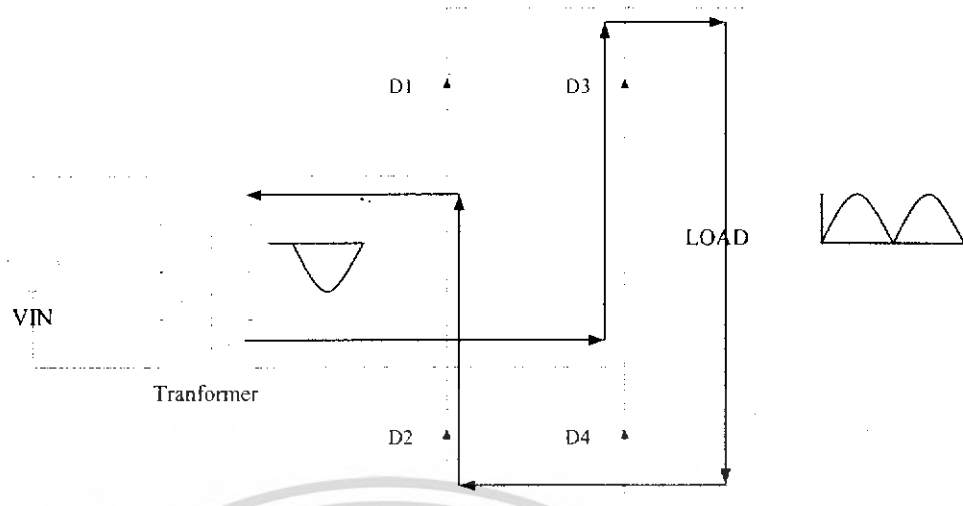


รูปที่ 4.2 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์



รูปที่ 4.3 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ $V_m > 0$ ช่วงที่ 2 ซีกที่แรงดันอินพุตเป็นลบ D_1 และ D_4 จะได้รับไบแอสกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้ D_2 และ D_3 จะได้รับไบแอสตรง กระแสไหลผ่านโหลดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ $V_{in} < 0$

ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านอินพุท จะใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันไฟตรงให้เรียบ และช่วยให้กระแสมีค่าเพียงพอดำที่อินเวอร์เตอร์ โดยการลดแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) ซึ่งอาศัยการชาร์จและการคายประจุ ดังนั้น สามารถหาค่าตัวเก็บประจุได้ดังนี้

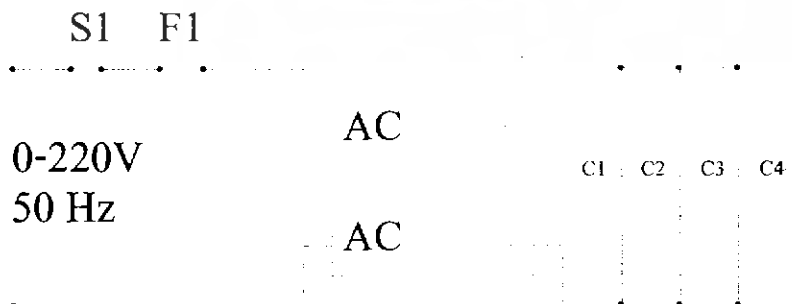
$$C_{\text{filter}} = \frac{I_{\text{out(max)}}}{V_r} \tag{4.1}$$

โดย I_{out} คือ กระแสประสิทธิภาพของวงจรเรียงกระแส (แอมแปร์)

$t_{\text{on(max)}}$ คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ (วินาที)

V_r คือ ค่ายอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (V_{p-p})

จากสมการที่ 4.1 เมื่อค่า C มีค่ามากขึ้นทำให้แรงดันกระเพื่อมมีค่าน้อยลงดังนั้น ชนิดและขนาดของตัวเก็บประจุจึงมีผลกับการกระเพื่อม (Ripple) ของแรงดันไฟตรงได้โดยปกติการออกแบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ยอมให้วงจรเรียงกระแสมีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงเอาท์พุท



รูปที่ 4.5 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 มอสเฟทกำลัง (POWER MOSFET)

มอสเฟท (MOSFET) ย่อมาจาก Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor เป็นอุปกรณ์ ที่ควบคุมด้วยแรงดันและต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก ความเร็วในการสวิตช์ซึ่งสูงส่วนเวลาในการสวิตช์ซึ่งต่ำมากเป็นนาโนวินาที มอสเฟทกำลังได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้าน Second Breakdown เหมือน กับทรานซิสเตอร์ แต่อย่างไรก็ตาม มอสเฟทก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์ และต้องการการเก็บรักษาแบบพิเศษมอสเฟทมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ (1) Depletion MOSFETs และ (2) Enhancement MOSFETs Depletion MOSFETs แบบ N-channel จะมีโครงสร้างเป็นสารซิลิคอนชนิด P-type และถูกได้ปด้วยซิลิคอนแบบ N^+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำเกทจะถูกทางไฟฟ้าออก Channel ด้านขึ้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟทมีชื่อเรียกว่า เกท (Gate) เดรน (Drain) และซอร์ส (Source) แรงดันที่เกทกับซอร์ส (V_{GS}) นั้นจะบวกหรือลบก็ได้ ถ้า (V_{GS}) เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของ N-channel จะถูกผลักออกและบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นออกไซด์ เป็นผลทำให้ N-channel แคบลง ความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส (R_{DS}) จะสูงขึ้น ถ้า (V_{GS}) มีค่าเป็นลบมากพอที่ทำให้ Channel ปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้นจนไม่มีกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส $I_{DS} = 0$ แล้วแรงดัน V_{GS} ดังกล่าวเรียกว่า Pinch-off Voltage, V_p เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวก Channel จะเริ่มกว้างมากขึ้น I_{DS} เพิ่มขึ้นเนื่องจาก R_{DS} ลดลง สำหรับใน Depletion MOSFETs แบบ P-channel จะมีขั้วของ V_{DS} , I_{DS} , V_{GS} และจะตรงข้ามกับ N-channel [3]

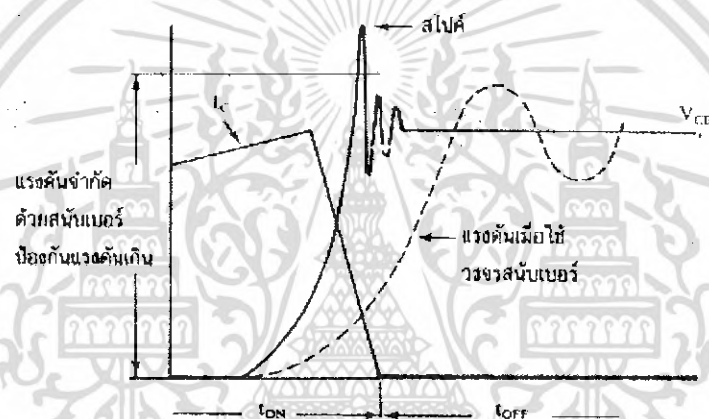


รูปที่ 4.6 มอสเฟทกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ (Snubber Network) เป็นส่วนจำเป็นและต้องใช้ควบคู่ไปกับการใช้งานอุปกรณ์สวิตช์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสีย และป้องกันการเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์สวิตช์ในวงจร ขณะทำงานปกติวงจรสับเบอร์อาจแบ่งได้ 2 ลักษณะ คือ วงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส (Turn-off Snubber) และวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp Snubber) การใช้อุปกรณ์สวิตช์เป็นสวิตช์ในวงจรจะพบกับปัญหาสำคัญอยู่ 2 ประการ คือ การเกิดกำลังสูญเสียช่วงหยุดนำกระแสเนื่องจากแรงดันตกคร่อมที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วและยังคงมีกระแสไหลอยู่ และเกิดการสปีก (Spike) ซึ่งเป็นลักษณะการพุ่งขึ้นเกินกว่าค่าแรงดันปกติเมื่ออุปกรณ์สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันสปีกจะเกิดขึ้นเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในการเดินสายไฟของวงจรและค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลงสวิตช์หรือโซลิต



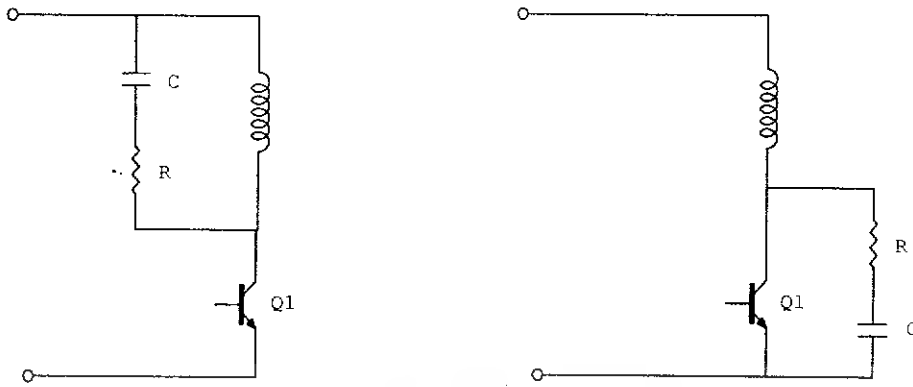
รูปที่ 4.7 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง

4.1.3.1 วงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส

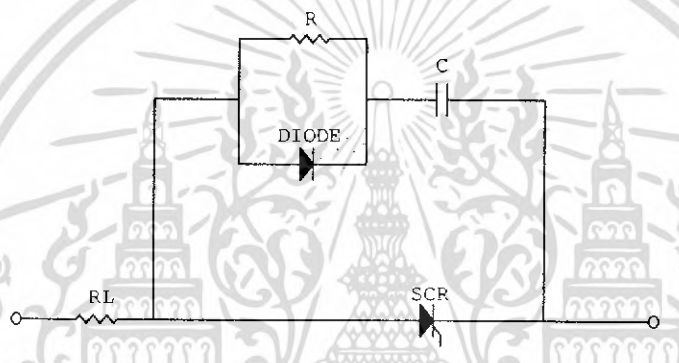
วงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแสจะช่วยหน่วงการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์เมื่อเริ่มหยุดนำกระแสให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ในขณะที่กระแสไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์ยังมีค่ามาก (เส้นประในรูปที่ 4.7 ทำให้เกิดการสูญเสียของอุปกรณ์สวิตช์ในช่วงนี้ลดน้อยลงได้) การต่อวงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแสที่นิยมใช้อาจทำได้ดังรูปที่ 4.8

4.1.3.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินการเกิดสปีก

ขณะอุปกรณ์สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสอาจทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นกับอุปกรณ์สวิตช์ได้ เนื่องจากสปีกจะทำให้แรงดันตกคร่อมตัวมันมีค่าสูงมากขณะมีกระแสไหล มีผลให้อุปกรณ์สวิตช์ทำงานเกินกำลังจากฟิสิกส์ของตัวมัน วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะช่วยลดแรงดัน สปีกที่เกิดขึ้นไม่ให้มีค่าเกินฟิสิกส์ของอุปกรณ์สวิตช์ การต่อสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินที่นิยมใช้โดยทั่วไปอาจทำได้ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.8 แสดงลักษณะการต่อวงจร RC Snubber



รูปที่ 4.9 แสดงลักษณะการต่อวงจร RC Snubber อย่างง่าย

จากวงจรค่าเวลาคงที่เนื่องจากค่า R_L และ C ซึ่งจะเป็นตัวพิจารณาอัตราการเพิ่มของแรงดันขณะหยุดจ่ายแรงดันให้กับอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งโดยที่ R_L คือค่าความต้านทานโหลดต่ำสุด ไม่ว่าจะเป็ นหลอดไฟหรือขดลวดความร้อน (คิดค่านวน R_L ขณะที่ขดลวดเย็นตัว) ขดลวดความต้านทานของมอเตอร์หรือความต้านทานของขดไฟไหมรี่ของหม้อแปลง โดยมีค่าความต้านทาน R ไว้คอยจำกัดกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งขณะนำกระแส โดยการดิสชาร์จผ่าน C สำหรับไดโอดจะเป็นตัวลัดวงจรค่าความต้านทาน R ในจังหวะแรงดันที่จ่ายให้กับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้น อาจเป็นจังหวะที่หยุดจ่ายแรงดันทันทีหรือแรงดันที่มีอัตราเพิ่มขึ้นในปริมาณสูงในระยะเวลานั้น จากผลกระทบต่อโหลดภายนอก แต่ไดโอดนี้ก็สามารถจะละออกไปได้หากค่าความต้านทาน R มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าความต้านทานของโหลด R_L สำหรับวงจรที่ใช้ไดรแอกเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งไดโอด (D) ก็จำเป็นจะต้องเปลี่ยนให้เป็นแบบบริดจ์เสียก่อนค่าตัวเก็บประจุสามารถคำนวณได้

$$C = \frac{I_{P(PK)} * T_{off}}{2V_{in(max)}} \quad (4.2)$$

สำหรับค่าความต้านทาน R สามารถคำนวณได้จาก

$$R = T_{on} / (2 * 3C) \quad (4.3)$$

$$P_o = C * (2V_{in})^2 / 2T \quad (4.4)$$

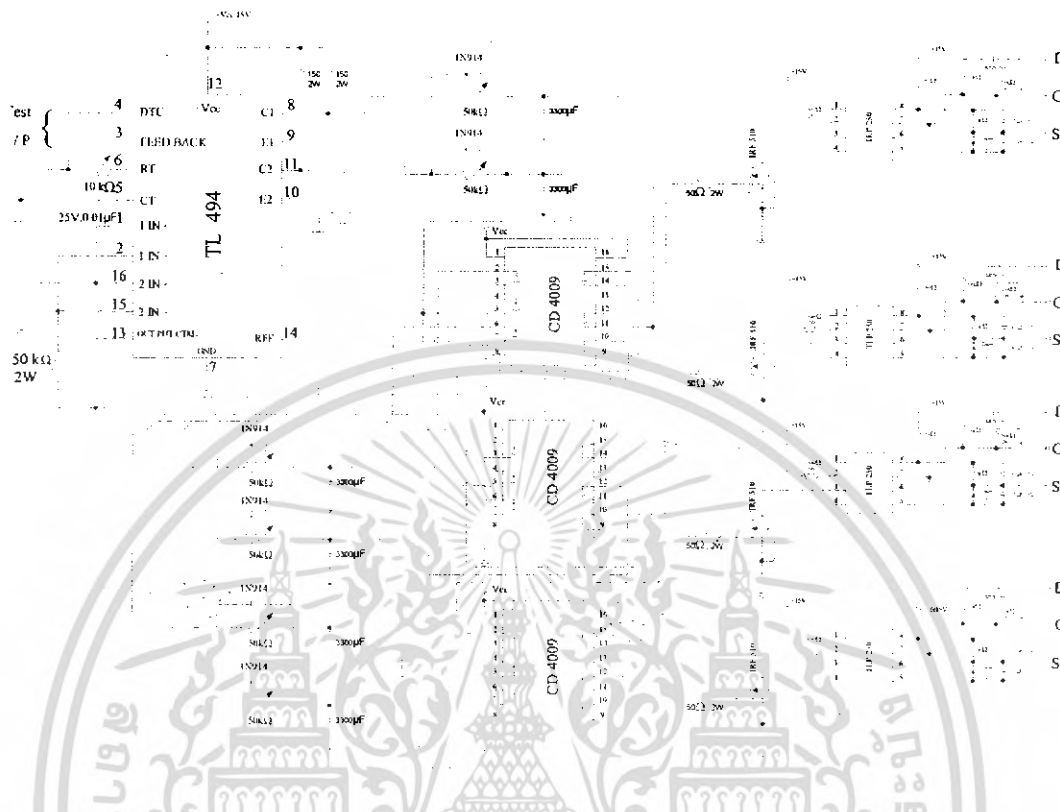
เมื่อ $L_P (PK)$ คือ กระแสไหลสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟต
 T_{off}, T_{on} คือ ค่าพารามิเตอร์ของมอสเฟต (เปิดจาก Data sheet)
 T คือ คาบเวลาที่มอสเฟตทำงาน = $1/f$

สำหรับตัวเลขแฟลคเตอร์ 0.5 ที่ใส่ไปในสมการด้วยนั้นเพื่อไว้ก่อนเพื่อความปลอดภัย และอย่าลืมคำนวณหารค่าอัตราทนกำลังของค่าความต้านทาน R ด้วยการเลือกใช้ไดโอดให้ใช้พิกัดเดียวกับอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่ง แต่ควรเผื่อให้อัตราทนได้ของกระแสสูงสุดสูงกว่า I_L ประมาณ 2-3 เท่า เพราะว่าไดโอดจะนำกระแสไปในชั่วระยะเวลาสั้น ๆ ขณะที่อุปกรณ์สวิตซ์หยุดทำงานอาจเกิดความเสียหายได้หากเกิดความเครียดที่รอยต่อมากเกินไป[2,3,4]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ส่วนประกอบของวงจรควบคุม

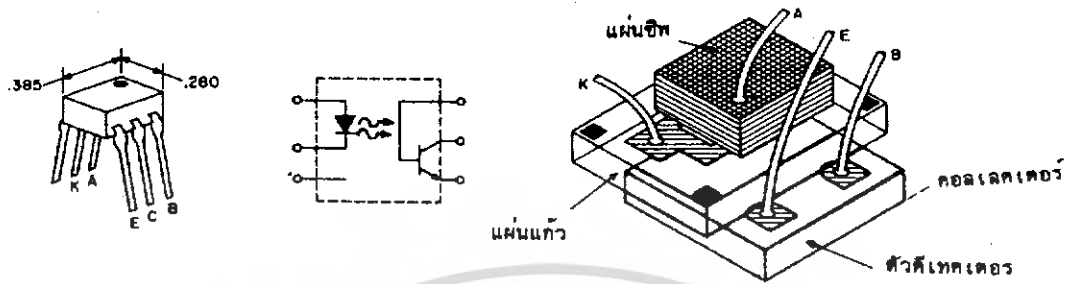


รูปที่ 4.10 แสดงชุดวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

4.2.1 การเชื่อมต่อด้วยแสง (Opto Isolate)

Opto Isolate เป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ล้วนๆ ทิศทางการเคลื่อนที่ของแสงจะคงที่อยู่ในตัวอุปกรณ์ใช้เปลี่ยนสัญญาณทางไฟฟ้าเป็นแสง และจากแสงเป็นไฟฟ้าโดยไม่ต้องมีสายเชื่อมโยงต่อระหว่างวงจร แรงดันระหว่างอุปกรณ์สองข้างคือตัวปล่อยแสงและตัวรับแสง จะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับระยะระหว่างตัวปล่อยแสงกับตัวรับแสง ระยะยิ่งห่างมาก แรงดันก็ยิ่งมีค่าสูง แต่มีข้อเสียคือ อัตราการส่งผ่านสัญญาณจะน้อยจึงต้องจัดระยะห่างให้เหมาะสมที่สุด ในกรณีแบบขาสองแถวคู่จนวนควรจะเป็นเป็นแฉกแทนแรงดันผิวระหว่างตัวอุปกรณ์ได้ถึง 5,000 โวลท์ วัตถุประสงค์ของวงจรขั้วเกทและแยกกราวด์ คือ เพื่อที่จะใช้ขั้วอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทำงานได้เร็วขึ้นพร้อมกันนี้ยังได้แยกวงจรระหว่างวงจรถูกควบคุมออกจากวงจรถูกสั่งการเพื่อป้องกันการรบกวน และการเสียหายเมื่อเกิดการเสียหายขึ้นที่วงจรถูกสั่งการ โดยในวงจรจะมีออปโต - ไอโซเลเตอร์ (Opto-Isolator) ทำหน้าที่แยกวงจรระหว่างส่วนวงจรถูกควบคุมออกจากส่วนวงจรถูกสั่งการและนอกจากนี้ยังมีการต่อตัว ทรานซิสเตอร์เป็นตัวขยายกระแส เพื่อเพิ่มกระแสที่ใช้ในการขับเกทของมอสเฟตและในด้านของแรงดันจะให้แรงดันทั้งช่วงบวก (ประมาณ +15 โวลต์) และในช่วงลบ (ประมาณ -15 โวลต์) ซึ่งจะส่งผลให้การทำงานของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ON-OFF ได้เร็วขึ้นโดยเมื่อนำสัญญาณที่ได้จากวงจรผสมสัญญาณมาผ่านวงจรขับเกทและแยกกราวด์ แล้วจะได้เอาท์พุท[3]



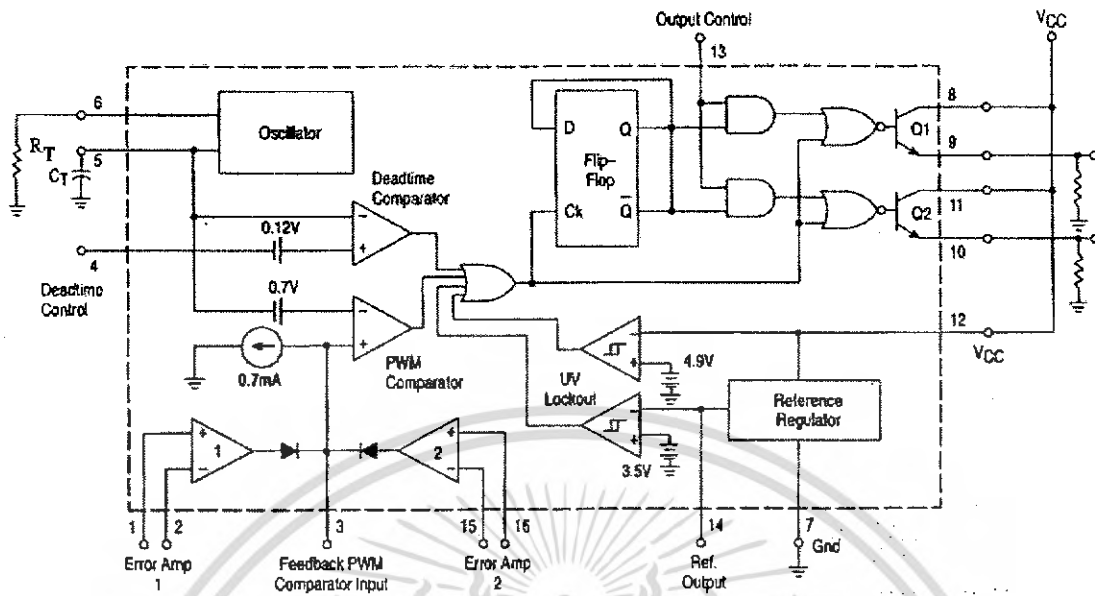
รูปที่ 4.11 อุปกรณ์การเชื่อมต่อด้วยแสงและสัญญาณในส่วนของวงจรขับเกทและแยกกราวด์ นั้นมีการใช้งานหลากหลายแบบ ซึ่งหนึ่งในวิธีที่นิยมคือ การใช้หม้อแปลงเป็นตัวแยกกราวด์ ซึ่งจะมีข้อดี-ข้อเสีย แตกต่างกันกับการใช้ออปโต-ไอโซเลต ซึ่งจะเปรียบเทียบได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 การใช้หม้อแปลงเป็นตัวแยกกราวด์ ซึ่งจะมีข้อดี-ข้อเสีย แตกต่างกันกับการใช้ออปโต-ไอโซเลต

หัวข้อเปรียบเทียบ	การใช้หม้อแปลงแยกกราวด์	การใช้ออปโต-ไอโซเลต
ความยุ่งยากของวงจร	ต่อวงจรง่าย	ต่อวงจรง่าย
การต่อไฟเลี้ยงวงจร	ใช้ชุดเดียวกับไฟเลี้ยงวงจร	ต้องแยกแหล่งจ่ายทุกชุด
ความคมของสัญญาณ	ปานกลาง	มาก
ค่าความสูญเสีย	มาก	น้อย
การตอบสนองความถี่ที่มี Duty Cycle ไม่สมมาตร	ไม่ดี	ดี
ความเร็วในการทำงาน	สูงกว่า	ไม่สูงนัก
ค่าใช้จ่าย	น้อย	สูง

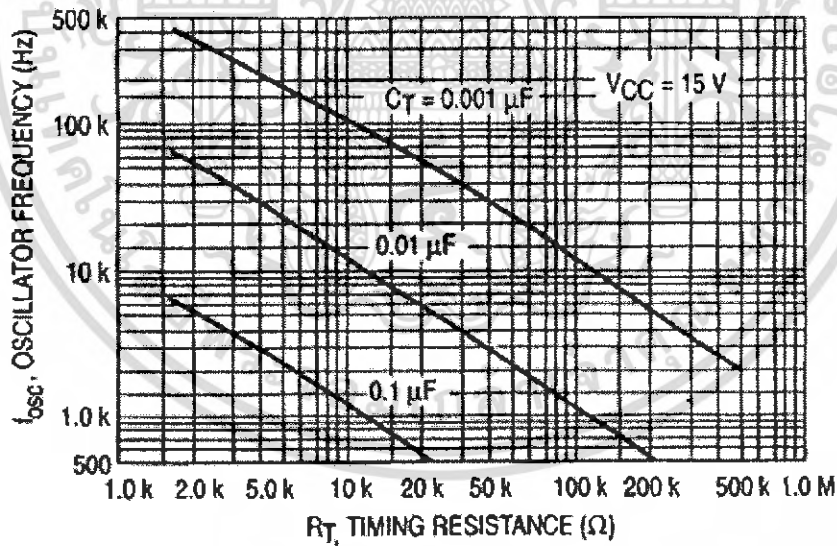
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 ไอซีเบอร์ TL 494



รูปที่ 4.12 แสดงโครงสร้างภายในและการจัดวางขาของ TL 494

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \tag{4.5}$$



รูปที่ 4.13 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่

เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 4.13

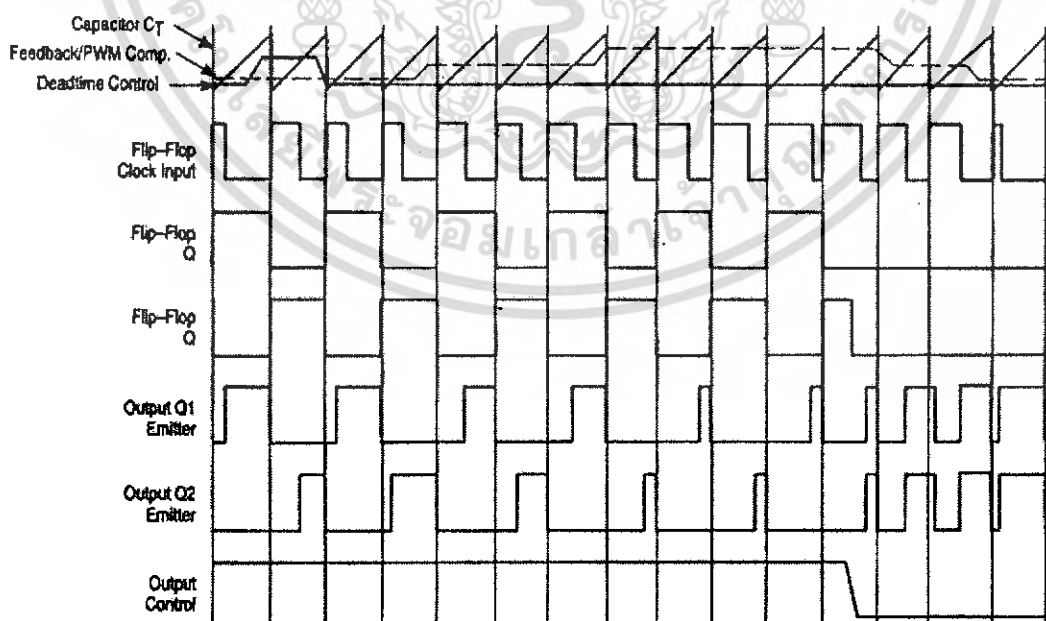
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดได้จากค่า R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี คาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

4.2.2.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR Gate ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q_1 และ Q_2 จะทำงานก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั้นคือแรงดันที่ป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ถ้าหากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างของพัลส์ไอซีก็จะลดลง ในทางกลับกันถ้าหากว่าแรงดันที่ป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ไอซีก็จะเพิ่มขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนีสามารถให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 ถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจร Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมดตั้งแต่ -0.3 ถึง $(-V_{CC} - 2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะ ให้สถานะ " High " (Active High) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา 7 ของไอซี Non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาต์พุตของไอซี



รูปที่ 4.14 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

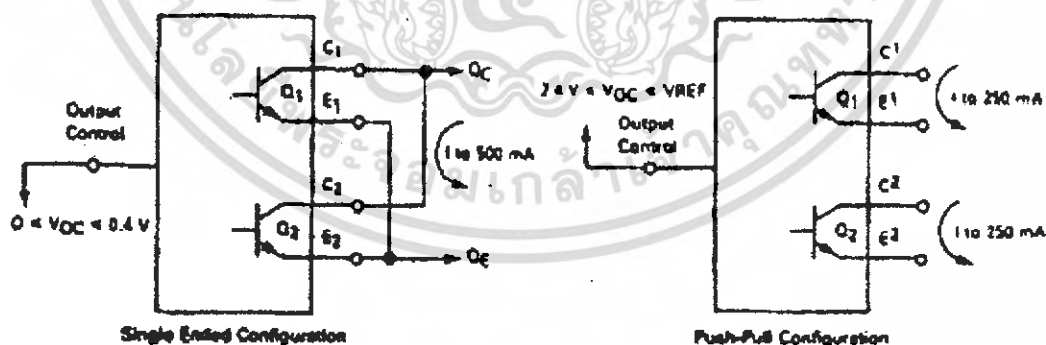
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2.3 การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (Dead Time)

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเมื่อ T_0 ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซี หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 mV ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วง เวลา t_{ON} สูงสุดที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 % ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+15 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96 % ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

4.2.2.4 การเลือกใช้ Q_1 และ Q_2 ที่เอาท์พุทของไอซี

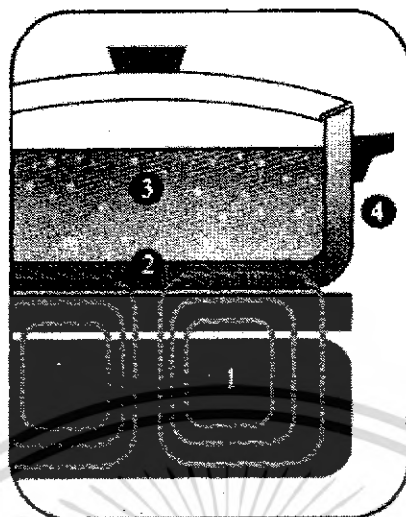
เอาท์พุท Q_1 และ Q_2 ของไอซีทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือ สลับกันทำงานซึ่ง สามารถ เลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C_T ดิซชาร์จเอาท์พุทของ Dead Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C_K จะมีสถานะเป็น " High " และหยุดการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น " High " โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+15 V_{ref}) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะ Flip - Flop เพื่อใช้ในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุก-พูล ในกรณีนี้คาบเวลา การทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น " Low " โดยการ ต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip - Flop) Q_1 และ Q_2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถ ขนาน Q_1 และ Q_2 เข้าด้วยกันได้ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของไอซี (ช่วงเวลานำ กระแสสูงสุด เท่ากับ 96 % ของค่าคาบเวลา) TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วงตั้งแต่ 7 ถึง 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์และสามารถจ่ายกระแสได้กระแสดัง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกโดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ และความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 °C[3,4]



รูปที่ 4.15 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาท์พุทของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

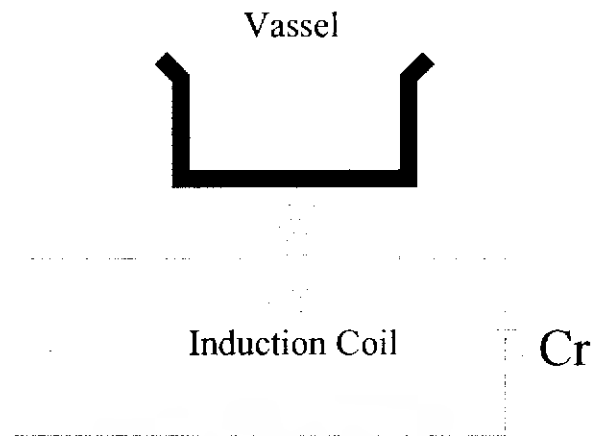
4.3 โหลดเรโซแนนซ์



รูปที่ 4.16 แสดงเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

1. ขดลวดเหนี่ยวนำสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง
2. สนามแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูง ทะลุผ่าน Magnetic-Material ไปยังโลหะเกิดกระแสไหลวนสร้างความร้อนที่ก้นภาชนะ
3. ความร้อนที่ถูกสร้างขึ้นที่ก้นภาชนะหุงต้มส่งผ่านไปยังน้ำที่อยู่ในภาชนะทำให้น้ำเดือดภายในเวลาอันรวดเร็ว
4. ไม่มีสิ่งใดเกิดขึ้นที่ภายนอกภาชนะหุงต้ม ที่เป็นผลมาจากกระแส Field ที่เกิดขึ้นทันทีทันใด เมื่อวงจรอินเวอร์เตอร์ turn-off ขดลวดหยุดเหนี่ยวนำ ไม่เกิดความร้อนที่ก้นภาชนะ

โหลดเรโซแนนซ์ประกอบด้วย ขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุชดเชยตัวประกอบกำลัง C, ขดลวดเหนี่ยวนำที่ใช้ เราใช้ลวดทองแดงเบอร์ 18 จำนวน 28 เส้น มาพันให้เป็นเส้นเดี่ยวแล้วนำมาขดวงกลมให้เป็นแผ่นขดลวดขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 17 นิ้ว ซึ่งเป็นขนาดที่ใช้กับหม้อเบอร์ขนาดเล็ก



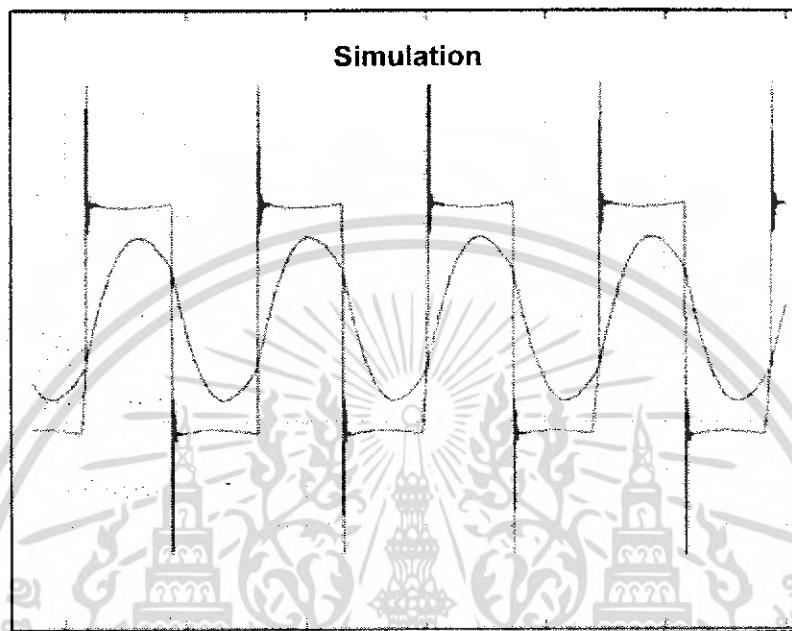
รูปที่ 4.17 โหลดเรโซแนนท์

ตัวเก็บประจุขดเซยตัวประกอบกำลัง C_r จะต้องเลือกใช้งานได้ที่ความถี่สูง ทนแรงดันได้สูง และจะต้องมีความต้านทานอนุกรมสมมูลต่ำด้วย โดยในการต่อตัวเก็บประจุเราจะต่ออนุกรมกับขอลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งมีข้อดีคือวงจรที่ขั้วออกของแหล่งจ่ายกำลังจะเป็นวงจร RLC อนุกรม ซึ่งง่ายต่อการวิเคราะห์ห้วงจรและกระต้านออกของแหล่งจ่ายมีกำลังสูงกว่าการต่อ RLC แบบขนาน ทำให้กำลังวัตต์ที่ได้มีค่าสูง แต่มีข้อเสียคือกรณีที่ไม่มีโหลด อิมพีแดนซ์ ของวงจร RLC อนุกรมจะมีค่าต่ำ

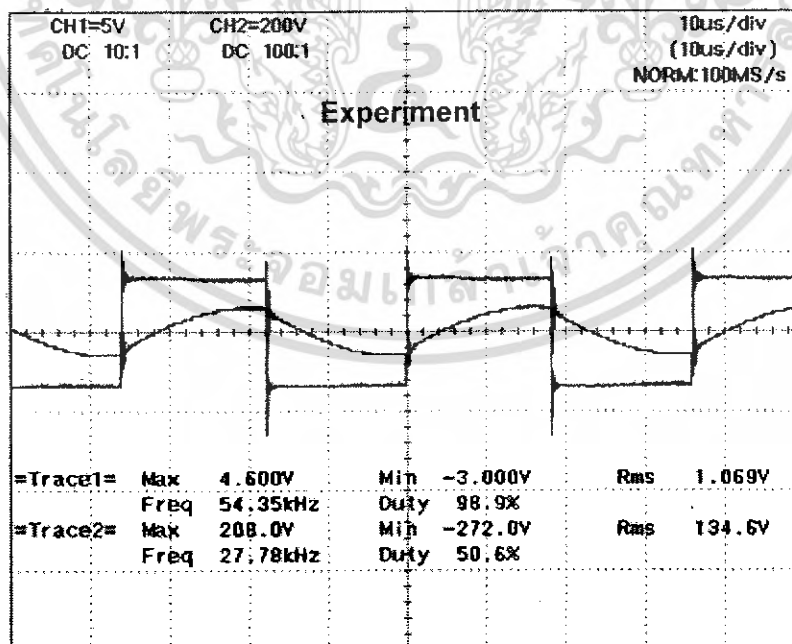
บทที่ 5

ผลการทดลอง

5.1 แรงดันและกระแสเอาต์พุต

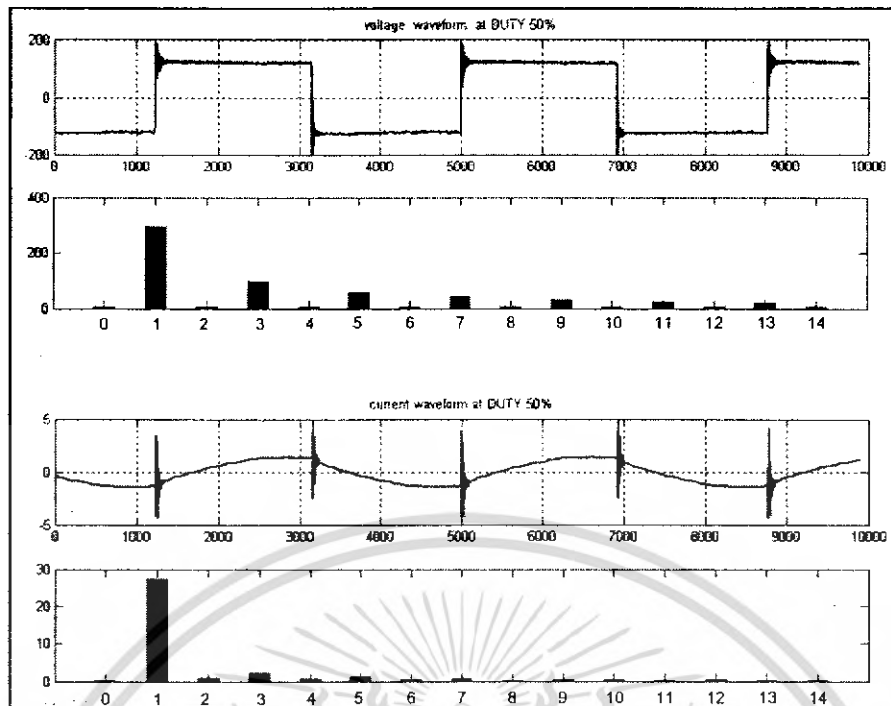


รูปที่ 5.1 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 50%

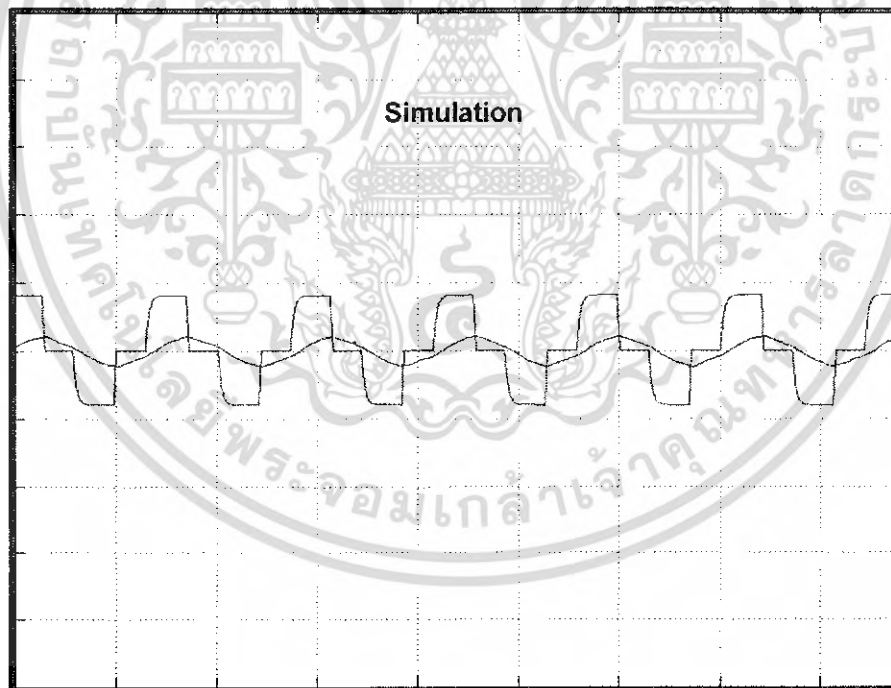


รูปที่ 5.2 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 50%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

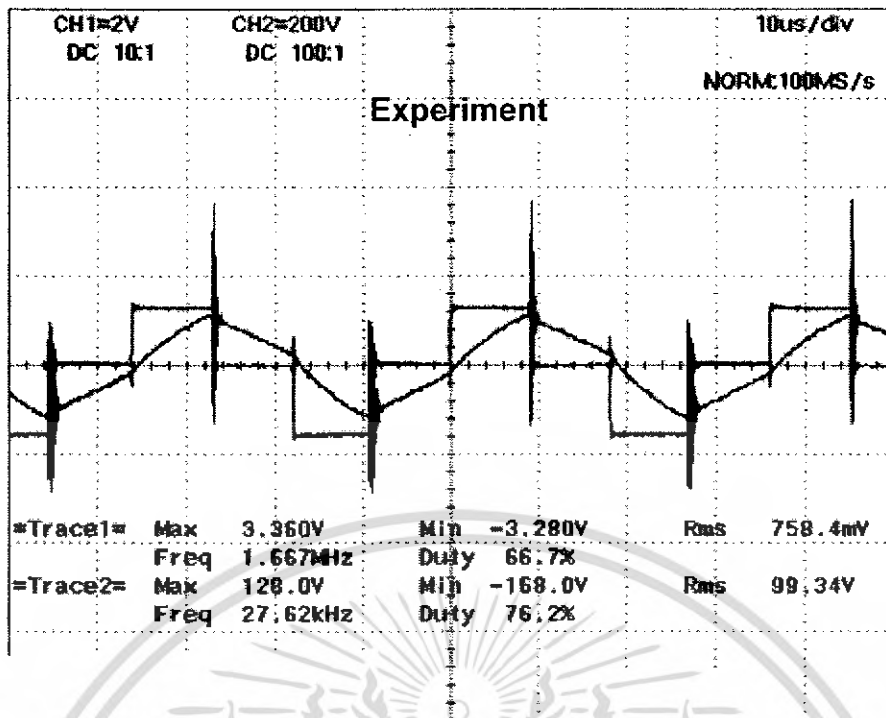


รูปที่ 5.3 สเปกตรัมของแรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 50%

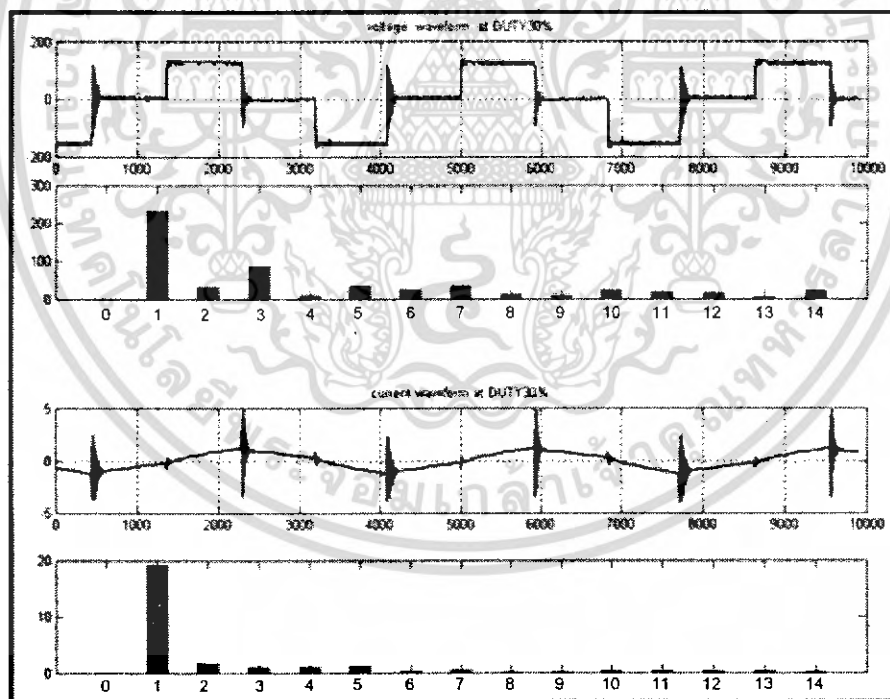


รูปที่ 5.4 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 30%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

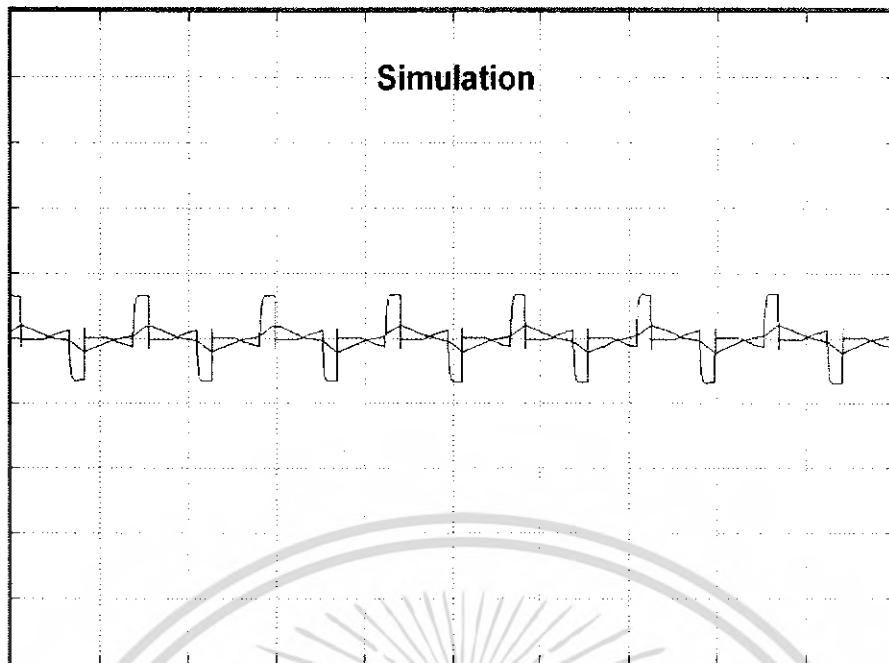


รูปที่ 5.5 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 30%

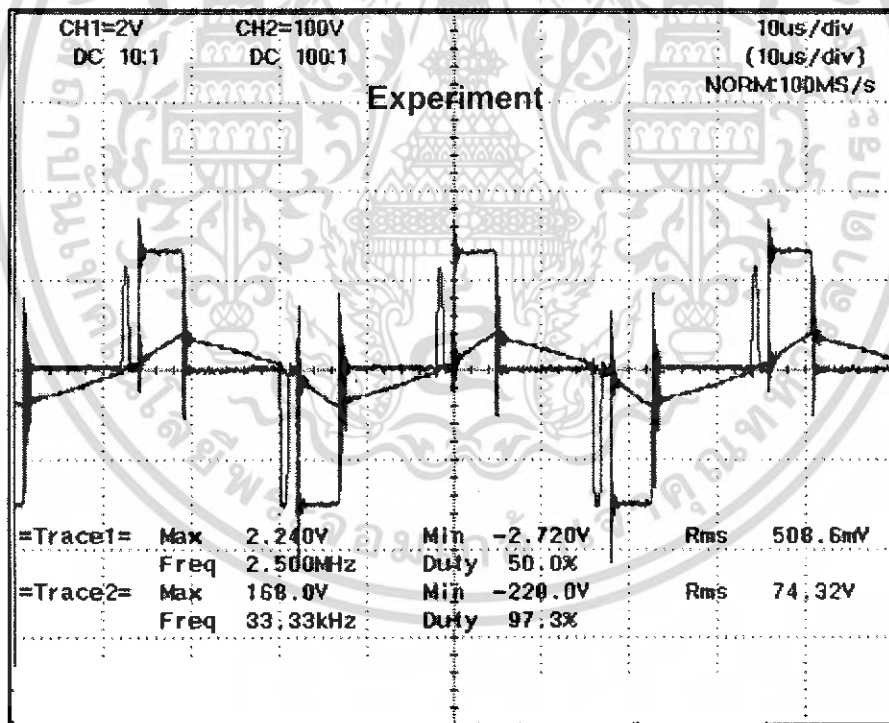


รูปที่ 5.6 สเปกตรัมของแรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 30%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

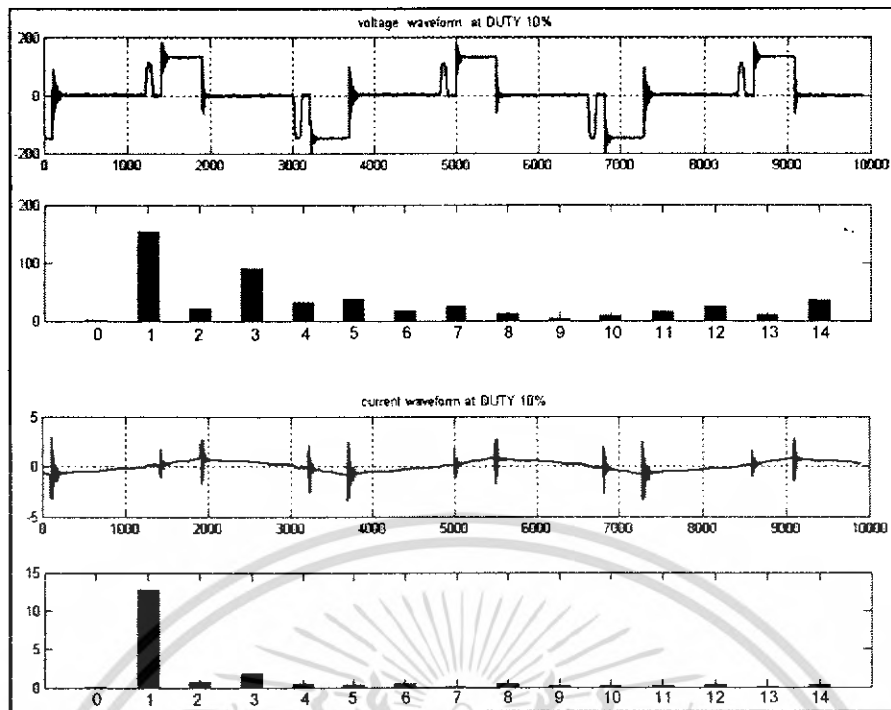


รูปที่ 5.7 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 10%

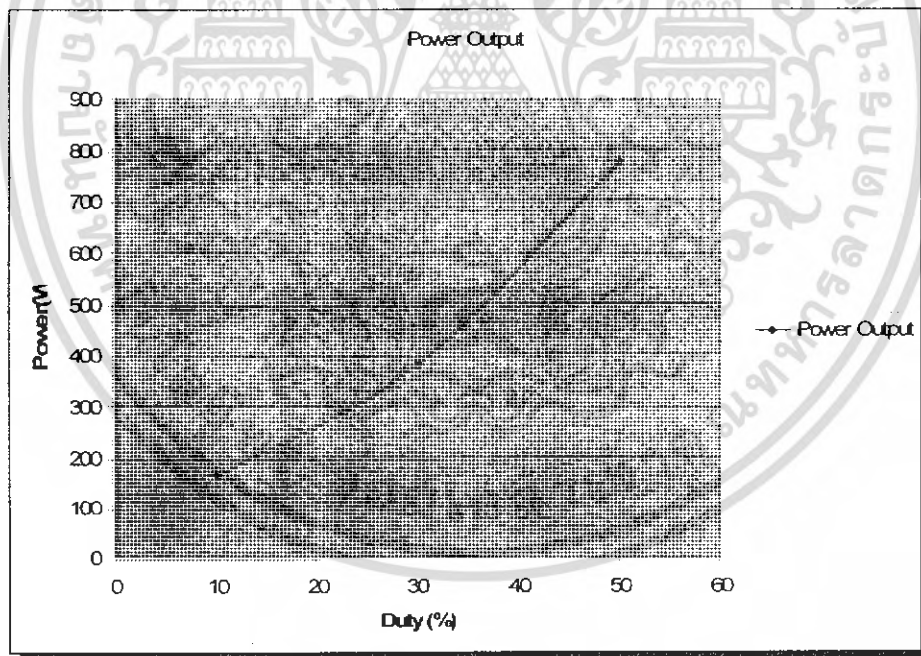


รูปที่ 5.8 แรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 10%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



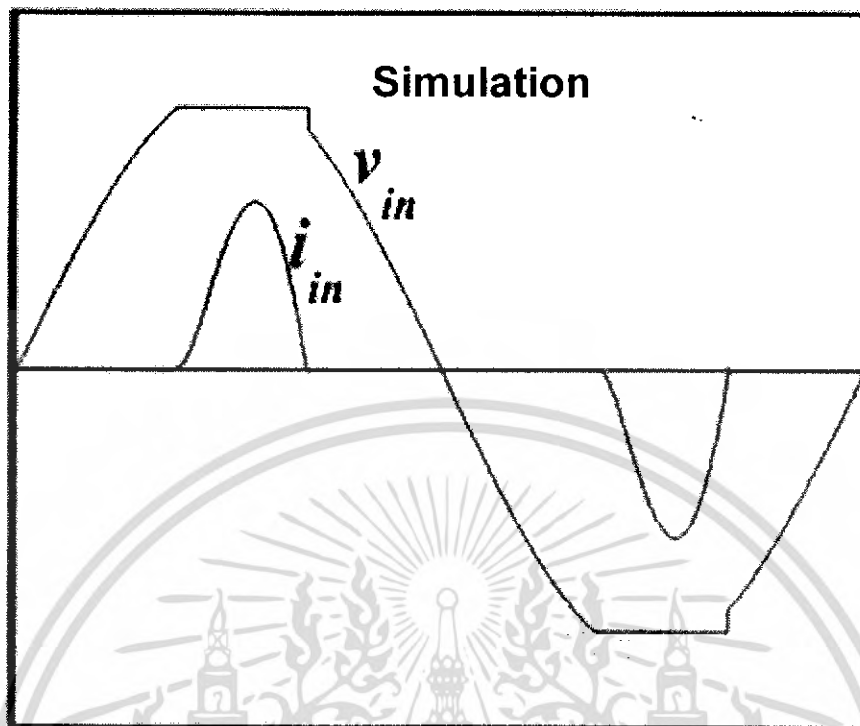
รูปที่ 5.9 สเปกตรัมของแรงดันและกระแสที่โหลดขณะ Duty 10%



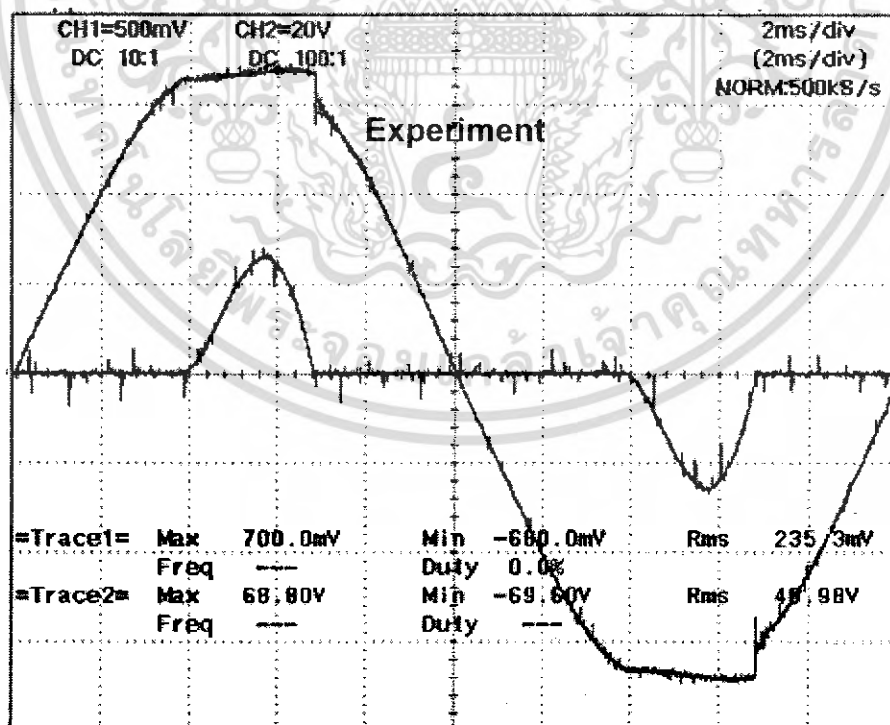
รูปที่ 5.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power Output และ Duty ที่ค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 แรงดันและกระแสอินพุท



รูปที่ 5.11 แรงดันและกระแสอินพุทขณะ Duty 50%



รูปที่ 5.12 แรงดันและกระแสอินพุทขณะ Duty 50%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

1. สรุปผล

จากผลการทดลองและผลจากการจำลองวงจรจะทำให้สามารถอธิบายได้ว่าการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับค่า Duty Cycle จะสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการนี้จะสังเกตได้จากค่าที่ได้จากผลการทดลอง ซึ่งสังเกตได้ว่าที่ค่า Duty Cycle ต่างๆ ที่แรงดันพิกัดจะมีค่ากระแส rms ต่ำ ถ้าปรับ Duty Cycle เป็น 50% หรือแบบวงจรฮาล์ฟบริดจ์แบบเกา จะเห็นได้ว่าค่ากระแส rms จะมีค่าสูงขึ้น

2. ข้อเสนอแนะ

ในการแก้ปัญหาเรื่องของการแก้ค่าแรงดันยอดสูง (Spike) การใช้วงจรสับเบอร์ดจะเป็นการแก้ที่ปลายเหตุ ในการแก้ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยปรับความถี่และค่าพารามิเตอร์ของวงจรโพลต์ได้ อีกทั้งการใช้วงจรสับเบอร์ดจะทำให้มีการสูญเสียเพิ่มขึ้นอีก และวงจรสับเบอร์ดจะต้องมีพิกัดที่ทนกำลังไฟฟ้าสูงๆได้ ในการเพิ่มวงจรสับเบอร์ดเข้าไป จะทำให้ค่าพารามิเตอร์ในวงจรเปลี่ยนแปลงด้วย ถ้ามีการแก้ปัญหานั้นไม่ถูกต้องก็ยังคงทำให้วงจรยังคงมีค่าแรงดันยอดแหลมอยู่และยังเป็นการเสียเวลาโดยใช้เหตุด้วย

ในการแก้ปัญหาเมื่อกระแสไฟฟ้าความถี่สูงที่โพลต์มีค่าน้อยเกินไปแก้ไขได้โดยการเพิ่มขนาดของเส้นลวดตีเกลียวให้มีขนาดใหญ่ขึ้น เนื่องจากลวดตีเกลียวที่มีขนาดเล็ก จะมีค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสสูง อีกทั้งผลของความถี่จะทำให้เกิดปรากฏการณ์ผิว ซึ่งจะทำให้มีค่าความต้านทานไฟฟ้าสูงขึ้นอีก แต่เมื่อใช้เส้นลวดตีเกลียวใหญ่ขึ้นจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงไป จึงต้องมีการแก้ไขค่า C Resonant ใหม่ เพื่อที่จะให้เกิดสภาวะเรโซแนนซ์ ที่ความถี่ที่ต้องการค่าเดิม

การระบายความร้อน ก็เป็นอีกสาเหตุหนึ่งที่มีผลต่อกำลังของอุปกรณ์ การระบายความร้อนที่ดีจะทำให้พิกัดกำลังของอุปกรณ์ มีค่าสูงขึ้นได้ การเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้น จากกระแสโพลต์อาจจะส่งผลต่ออุปกรณ์รอบข้าง เพราะฉะนั้นการให้ระยะห่างระหว่างโพลต์กับอุปกรณ์ในวงจร จะทำให้สามารถแก้ปัญหาในเรื่องการนำสัญญาณที่ไม่ต้องการให้น้อยลงได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] ตักดา พรหมเหมือน, “ การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรุงแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลัปให้เป็นหนึ่ง,” **วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต**, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2548.
- [2] สุวัฒน์ แซ่ตัน, **เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย**, หัวหน้าฝ่ายวิจัยและพัฒนา บริษัท เอนเทลไทย จำกัด.
- [3] เดิมพงษ์ เพ็ชรกุล, **อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ**, ศูนย์วิจัยอิเล็กทรอนิกส์, ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [4] สักรียา ชิตวงศ์, **วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์**, พิมพ์ครั้งที่ 1, กรุงเทพฯ, สนพ.วี.เจ.พรินต์ติ้ง, 2544.
- [5] ธารากร เนยเขียว, พิจิตร พอกแก้ว, สุชาติ เก่งขุนทด, “ เตาหุงต้มโดยใช้ฮาล์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์แบบอนุกรม” **ปริญาญานิพนธ์ปริญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต**, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2544.
- [6] J.M. Alonso et al., “A Novel Low-Loss Clamped-Mode LCC Resonant Inverter for HID Lamp Supply,” **IEEE PESC Conf.REC** , 1995, pp. 736-742.
- [7] L.Grajales et al., “Design of a 10kw , 500khz Phase Shifted Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating,” **IEEE-IAS Conf.Rec.**, Vol.2, 1993, pp. 843-849.



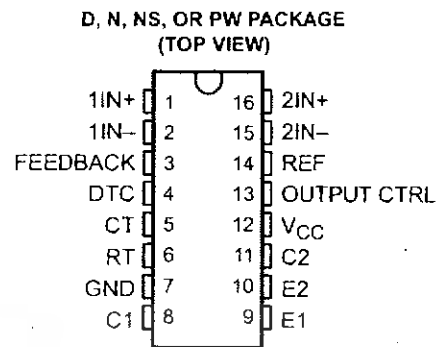
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization



description

The TL494 incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 V to $V_{CC} - 2\text{ V}$. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL494C is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I is characterized for operation from -40°C to 85°C .

FUNCTION TABLE

INPUT TO OUTPUT CTRL	OUTPUT FUNCTION
$V_I = \text{GND}$	Single-ended or parallel output
$V_I = V_{ref}$	Normal push-pull operation



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

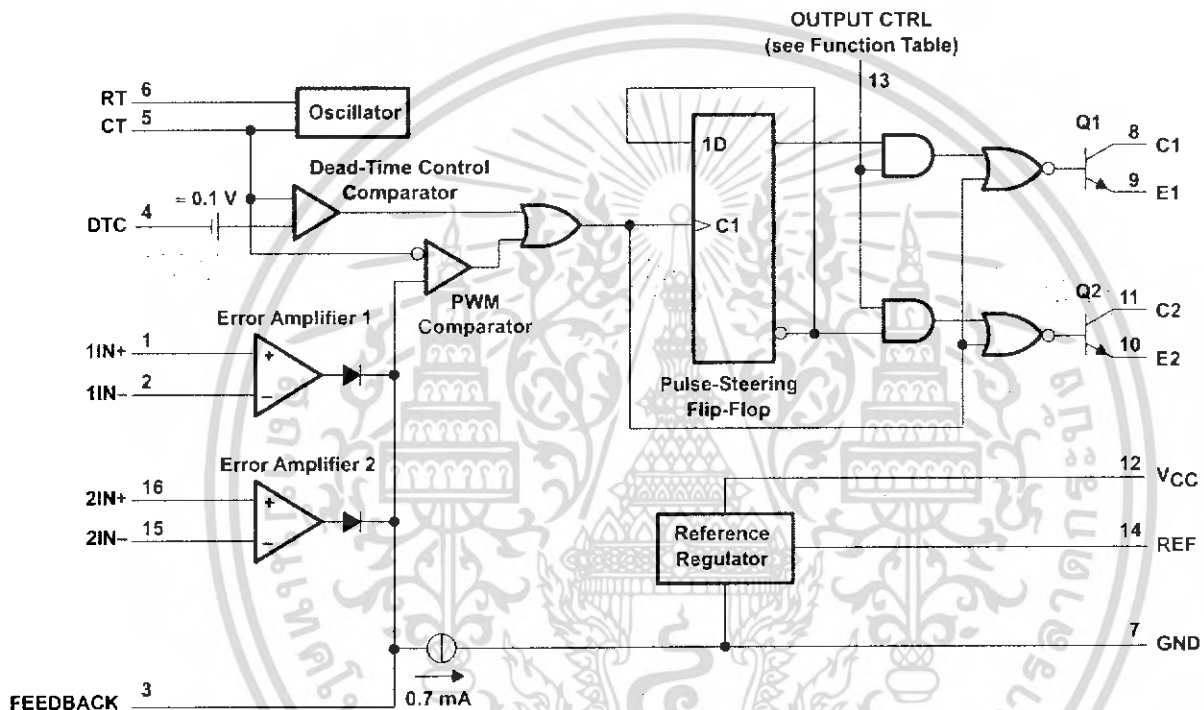
SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES				CHIP FORM (Y)
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (PW)	
0°C to 70°C	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CPW	TL494Y
-40°C to 85°C	TL494ID	TL494IN	—	—	—

The D, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR). Chip forms are tested at 25°C.

functional block diagram



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

		TL494	UNIT	
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)		41	V	
Amplifier input voltage, V_I		$V_{CC}+0.3$	V	
Collector output voltage, V_O		41	V	
Collector output current, I_O		250	mA	
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 2 and 3)	D package	73	°C	
	N package	88		
	NS package	64		
	PW package	108		
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		D, N, or PW package	250	°C
Storage temperature range, T_{stg}		-65 to 150		°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
- All voltage values, except differential voltages, are with respect to the network ground terminal.
 - Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can impact reliability.
 - The package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51, except for through-hole packages, which use a trace length of zero.

recommended operating conditions

	TL494		UNIT
	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	7	40	V
Amplifier input voltage, V_I	-0.3	$V_{CC}-2$	V
Collector output voltage, V_O		40	V
Collector output current (each transistor)		200	mA
Current into feedback terminal		0.3	mA
Oscillator frequency, f_{osc}	1	300	kHz
Timing capacitor, C_T	0.47	10000	nF
Timing resistor, R_T	1.8	500	k Ω
Operating free-air temperature, T_A	TL494C	0	°C
	TL494I	-40	



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITION [†]	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP [‡]	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		2	10	mV/V
Short-circuit output current [§]	REF = 0 V		25		mA

[†] For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

[‡] All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

[§] Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITION [†]	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP [‡]	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency [¶]	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature [#]	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10	Hz/kHz

[†] For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

[‡] All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

[¶] Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

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

[#] Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP [‡]	MAX	
Input offset voltage	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
Input offset current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		-0.3 to $V_{CC}-2$		V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$		70	95	dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$			800	kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65	80	dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$		0.3	0.7	mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{ID} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 3.5\text{ V}$		-2		mA

[‡] All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITION†	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$		5		V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2		mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$		1		mV
Short-circuit output current‡	REF = 0 V		25		mA

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

‡ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITION†	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency§	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		1		Hz/kHz

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

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

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input offset voltage	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		2		mV
Input offset current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		25		nA
Input bias current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		0.2		μA
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$		95		dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$		80		dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, V (FEEDBACK) = 0.7 V		0.7		mA

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

output section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Collector off-state current	$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$		2	100	μA
Emitter off-state current	$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter $V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$		1.1	1.3	V
	Emitter follower $V_{O(C1\text{ or }C2)} = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$		1.5	2.5	
Output control input current	$V_I = V_{ref}$			3.5	mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)	$V_I = 0$ to 5.25 V		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$		45%		
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0		

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input threshold voltage (FEEDBACK)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)	V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$, All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$	6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$	9	15	
Average supply current	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V , See Figure 1		7.5		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	ns
Fall time			25	100	
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		100	200	ns
Fall time			40	100	

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

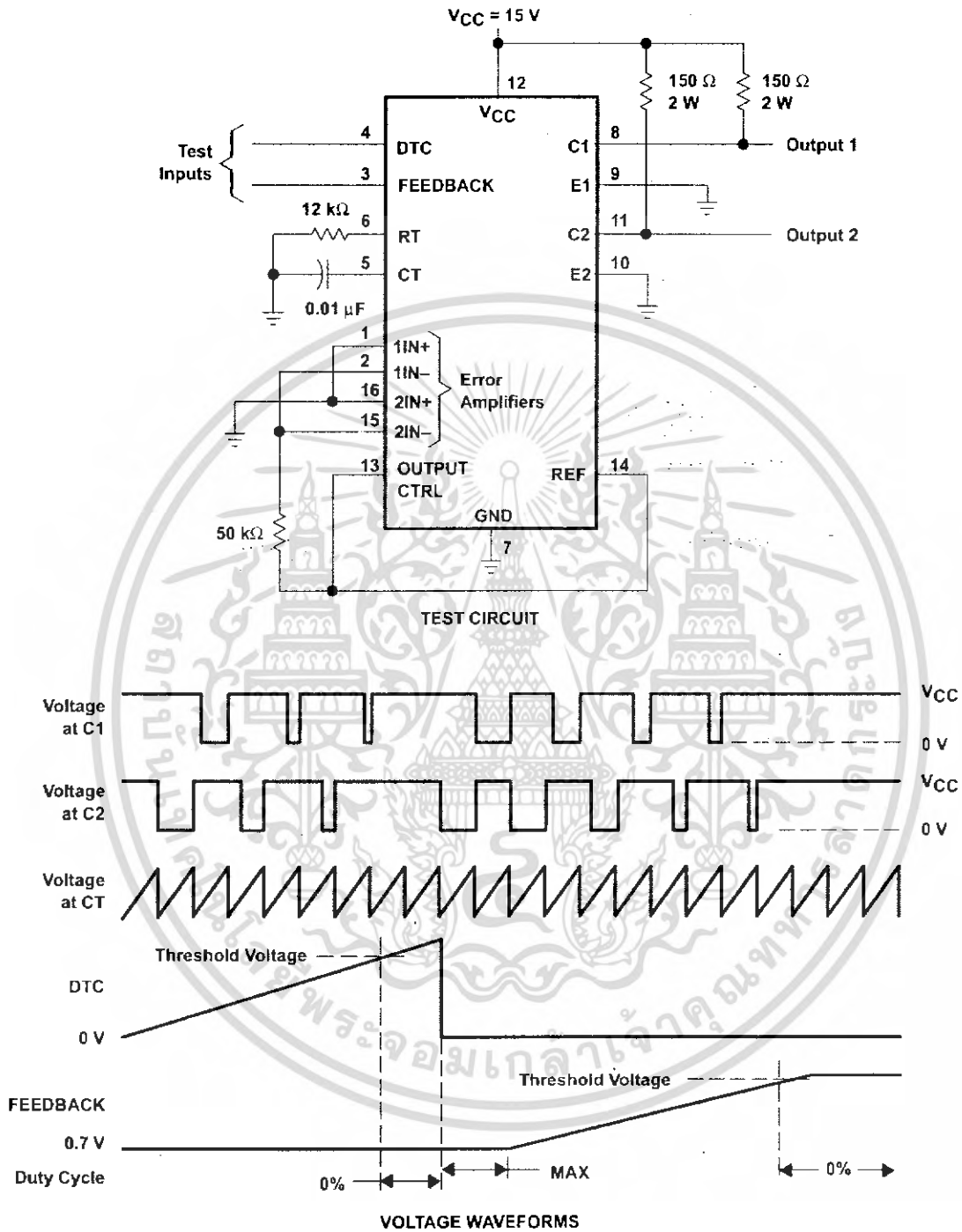


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

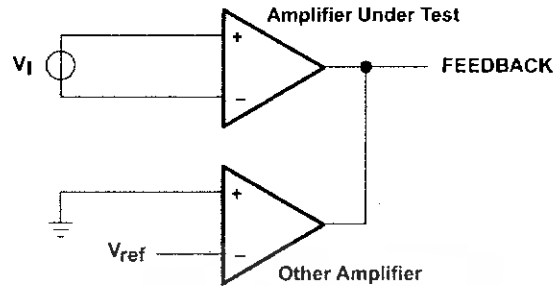
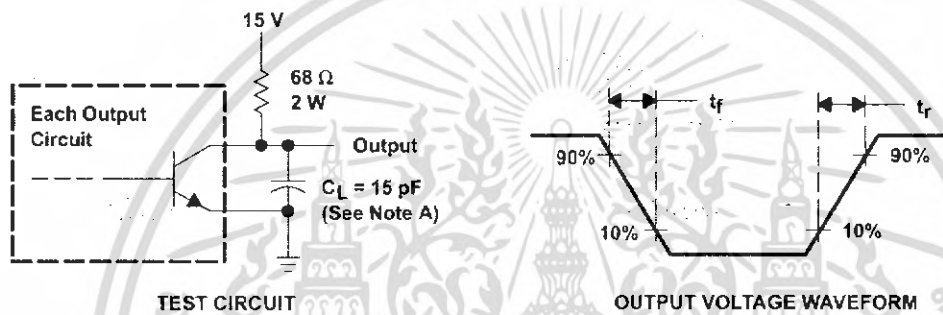
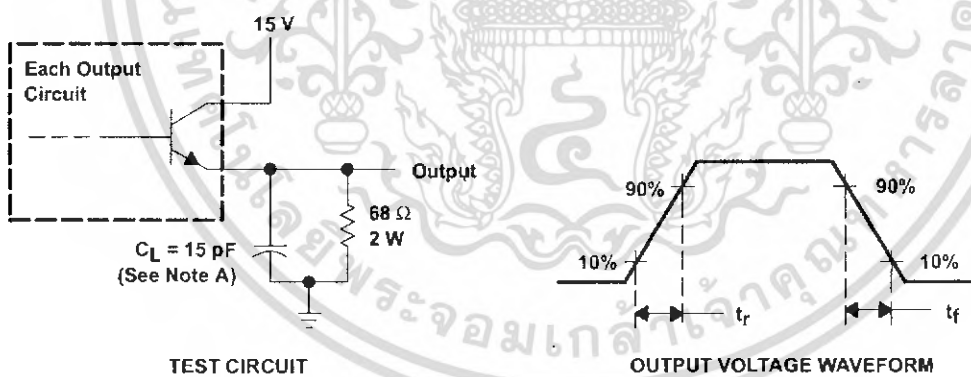


Figure 2. Amplifier Characteristics



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 3. Common-Emitter Configuration



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 4. Emitter-Follower Configuration



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TYPICAL CHARACTERISTICS

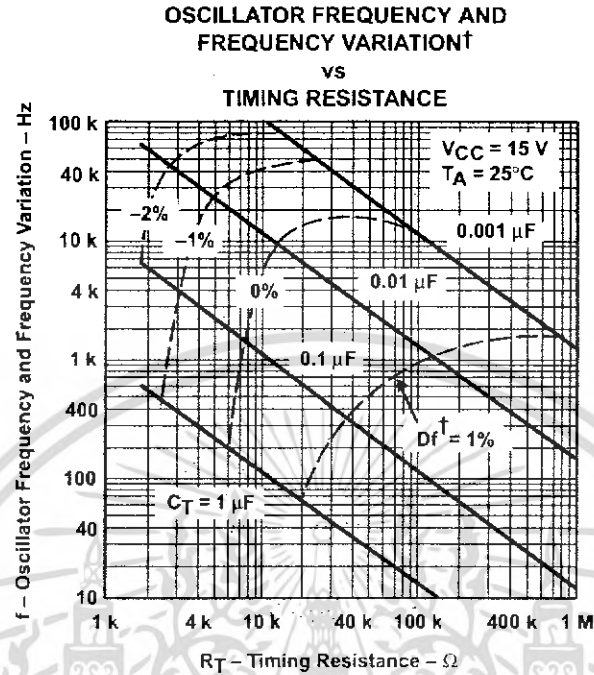


Figure 5

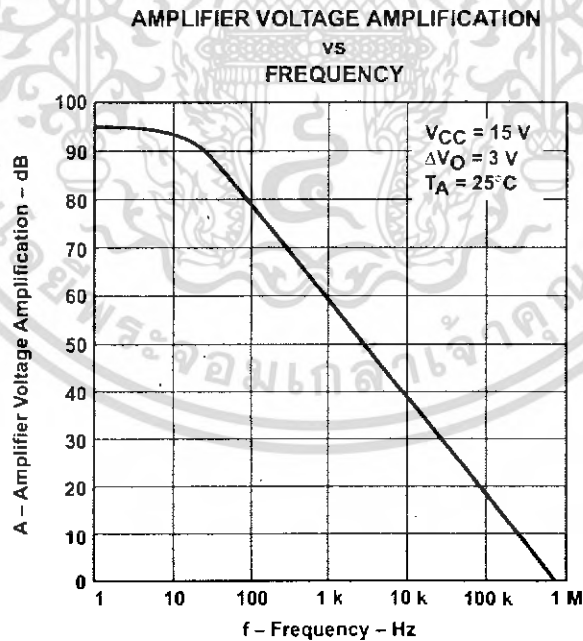


Figure 6



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

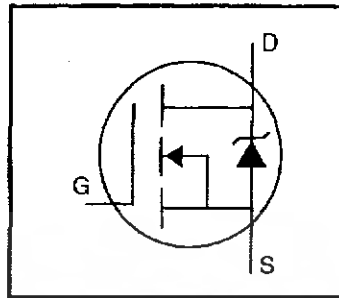
TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

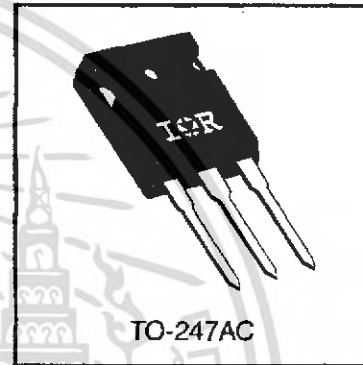


$V_{DSS} = 500V$
$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$
$I_D = 20A$

Description

4th Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
T _C = 25°C	Continuous Drain Current, V _{GS} @ 10 V	20	A
	Continuous Drain Current, V _{GS} @ 10 V	13	
	Pulsed Drain Current ①	80	
T _C = 100°C	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
T _C = 25°C	Gate-to-Source Voltage	±20	V
	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
	Avalanche Current ①	20	A
	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T _a	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
T _C	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
T _a	Junction-to-Ambient	—	—	40	

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=12A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	13	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=12A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=500V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	$I_D=20A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS}=400V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	$V_{DD}=250V$
t_r	Rise Time	—	59	—		$I_D=20A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	110	—		$R_G=4.3\Omega$
t_f	Fall Time	—	58	—		$R_D=13\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4200	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	870	—		$V_{DS}=25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=20A, V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=20A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.3\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=20A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 20A$, $di/dt\leq 160A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 150^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

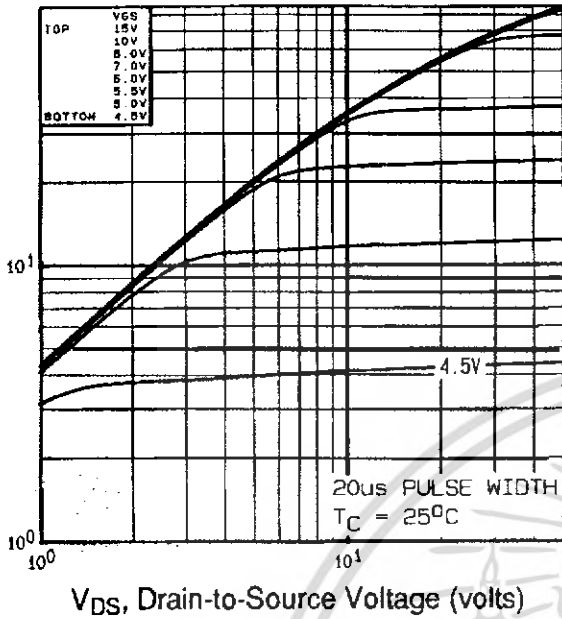


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

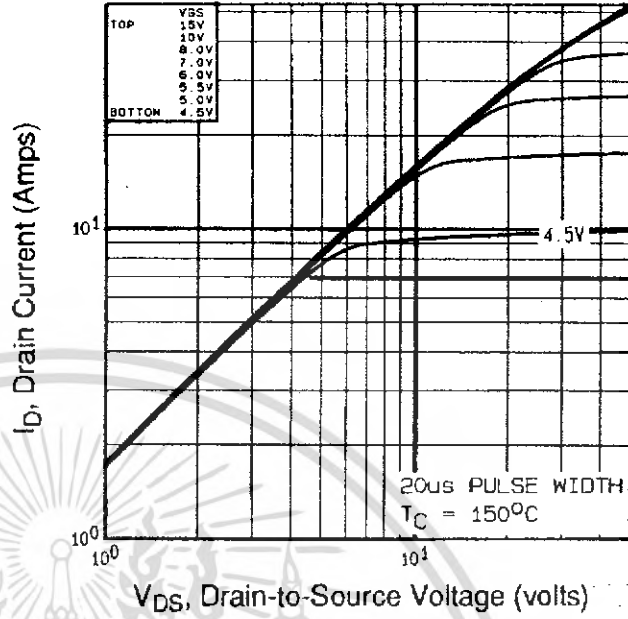


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

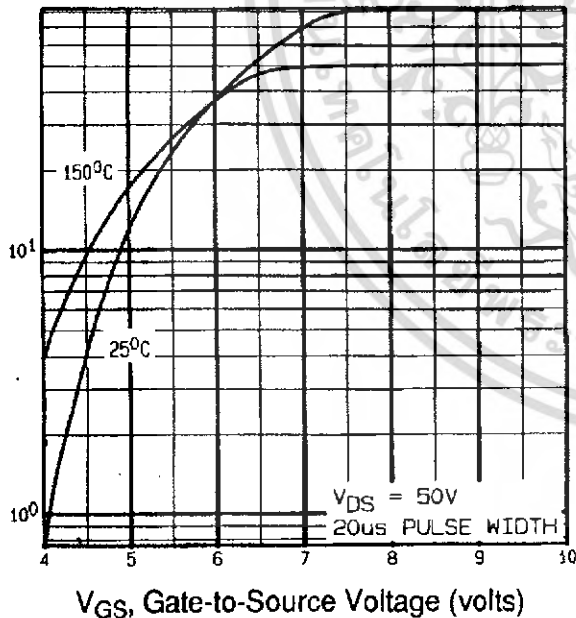


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

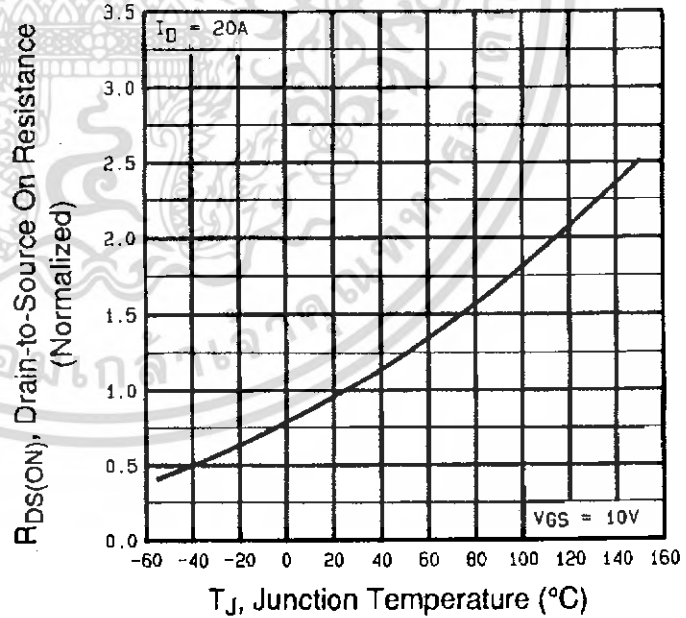


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

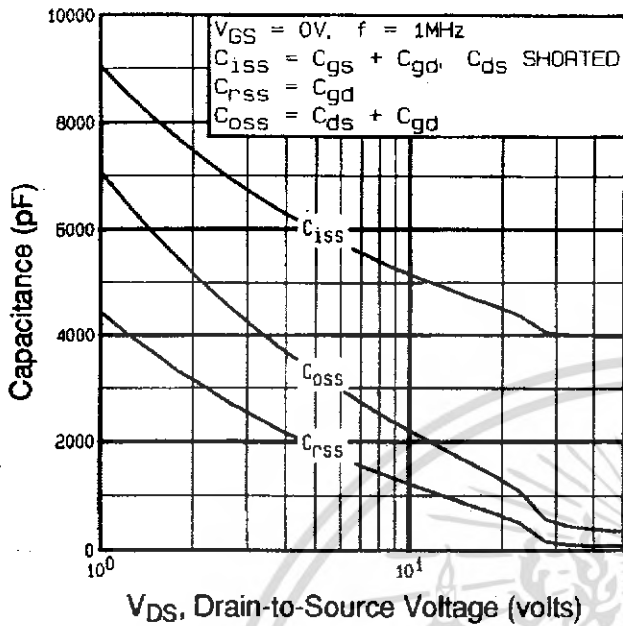


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

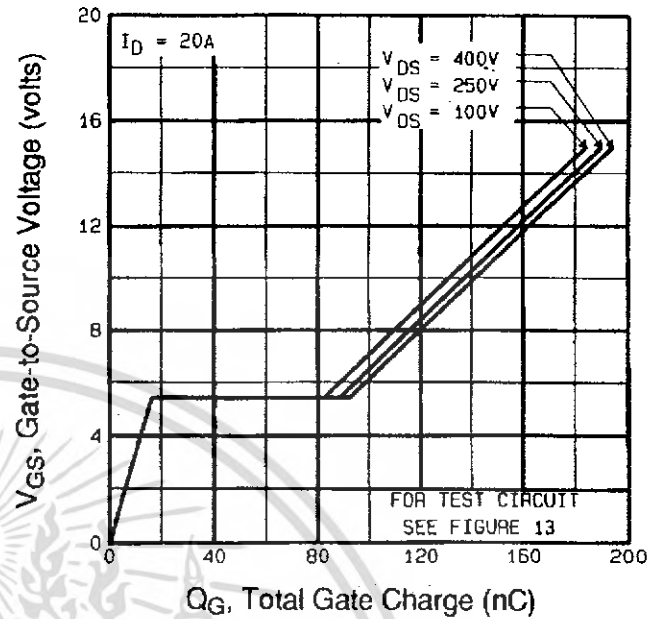


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

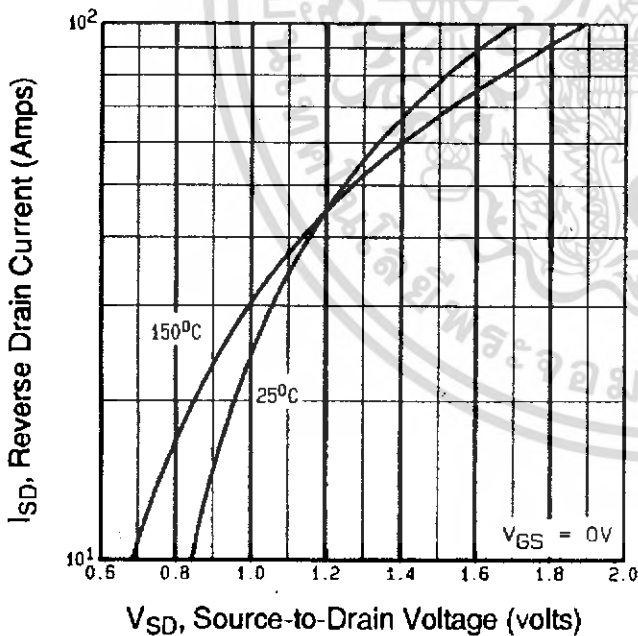


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

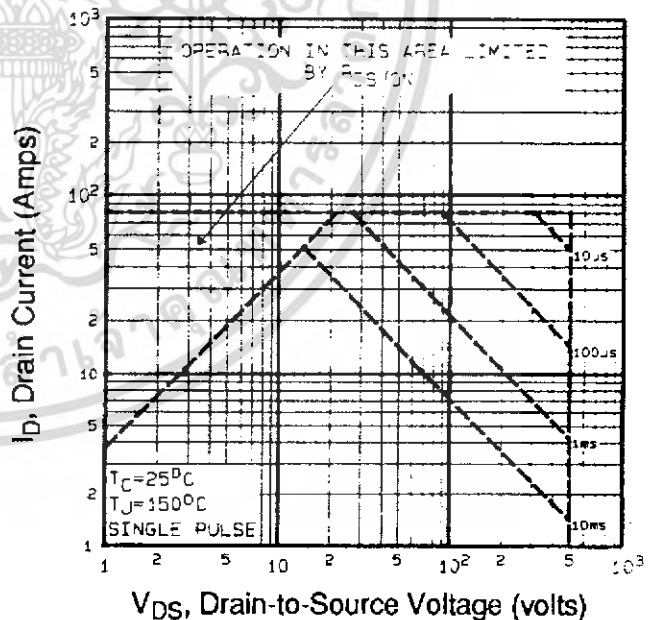


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

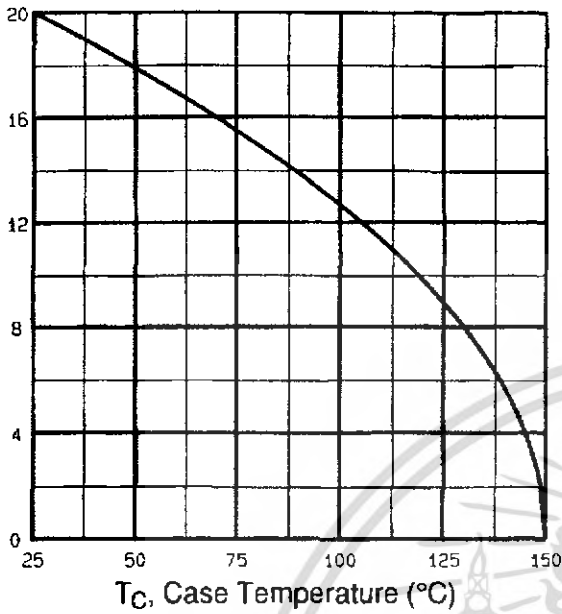


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

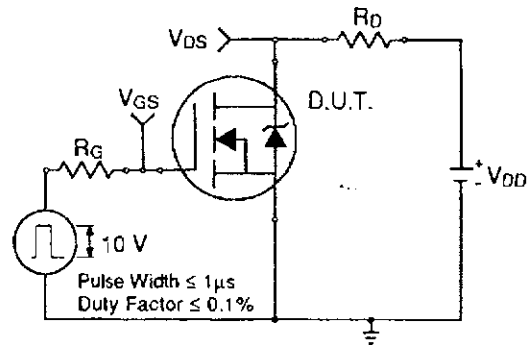


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

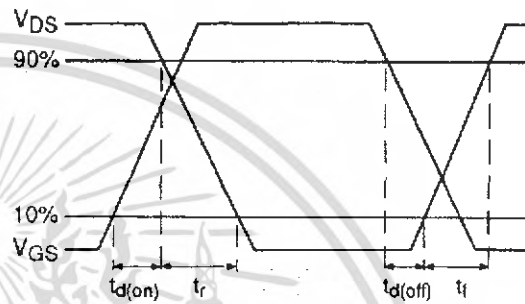


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

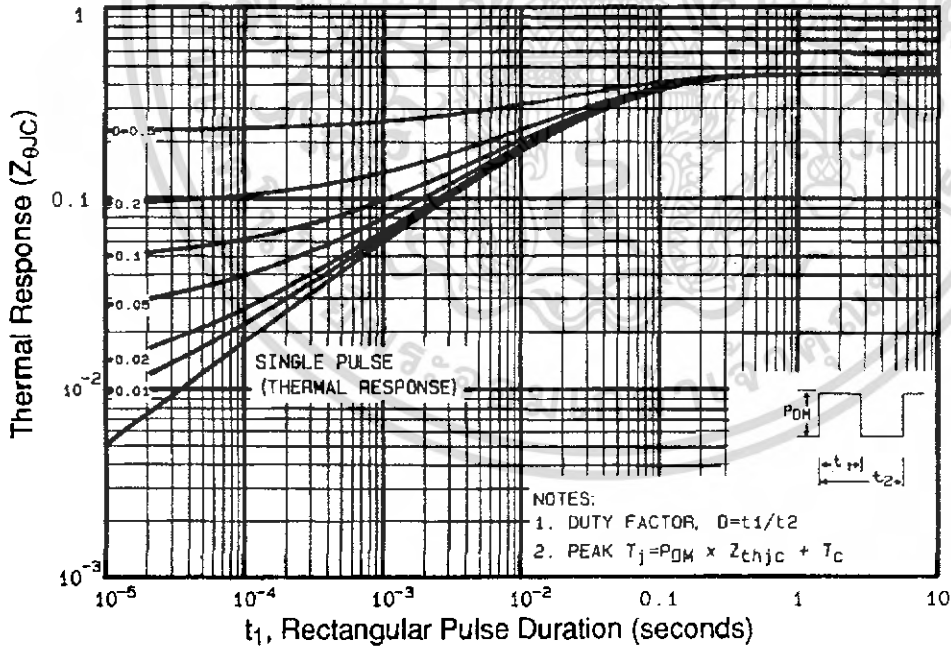


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

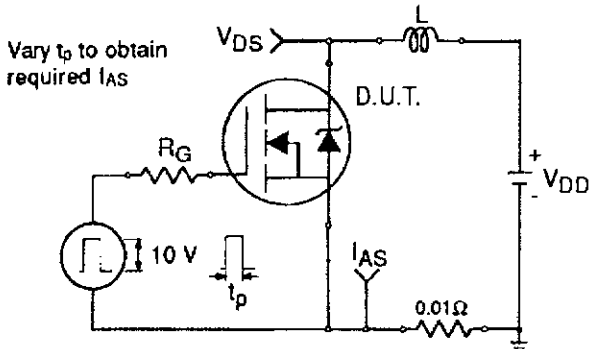


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

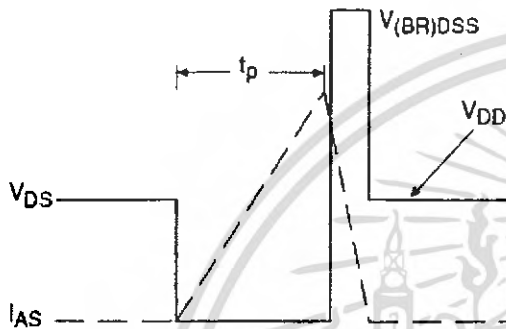


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

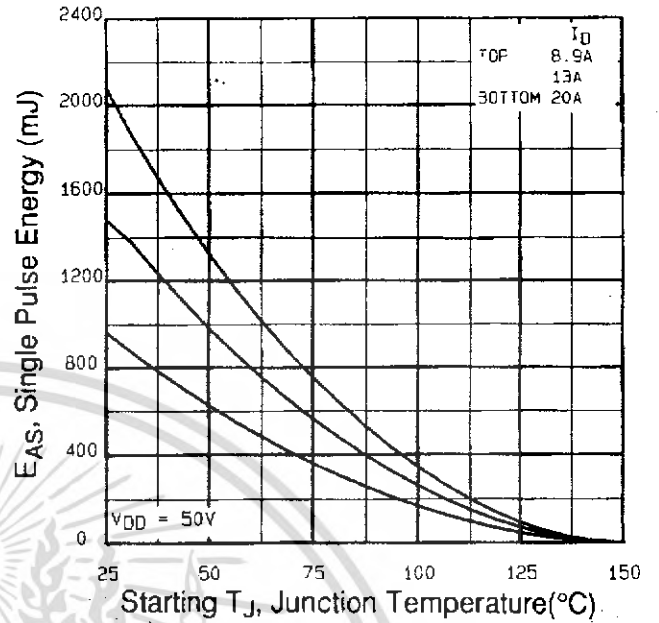


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

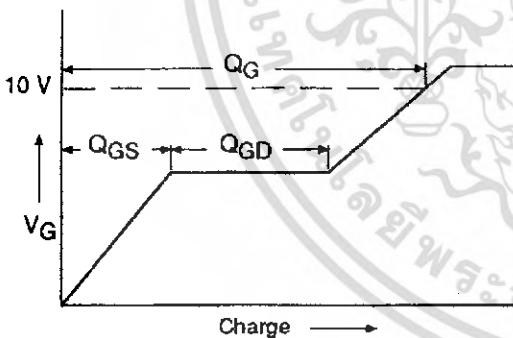


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

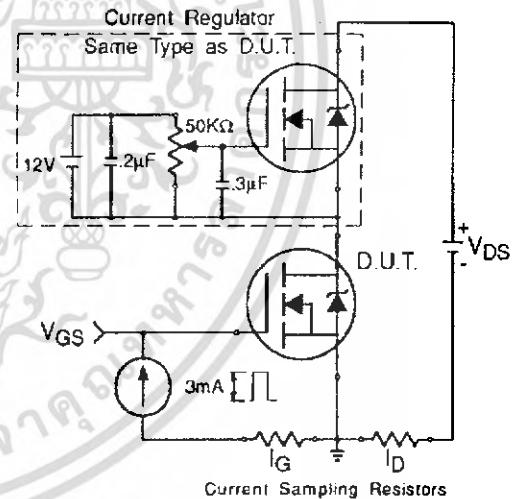


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

**International
IR Rectifier**

TLP250

TRANSISTOR INVERTER
 INVERTER FOR AIR CONDITIONOR
 IGBT GATE DRIVE
 POWER MOS FET GATE DRIVE

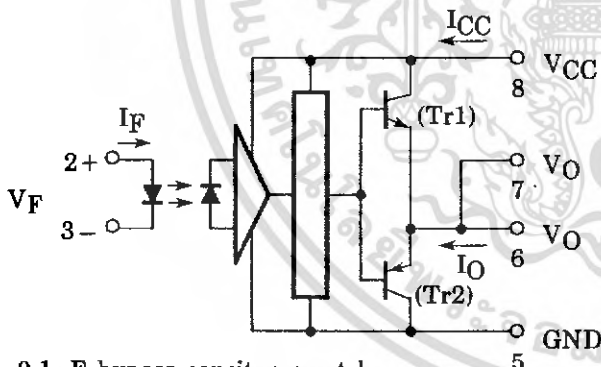
The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP package.
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input Threshold Current : $I_F = 5\text{mA (Max.)}$
- Supply Current (I_{CC}) : 11mA (Max.)
- Supply Voltage (V_{CC}) : $10\text{-}35\text{V}$
- Output Current (I_O) : $\pm 1.5\text{A (Max.)}$
- Switching Time (t_{pLH}/t_{pHL}) : $1.5\mu\text{s (Max.)}$
- Isolation Voltage : $2500\text{V}_{\text{rms}} \text{ (Min.)}$
- 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 : 6.4mm (Min.)
- Clearance : 6.4mm (Min.)

SCHMATIC

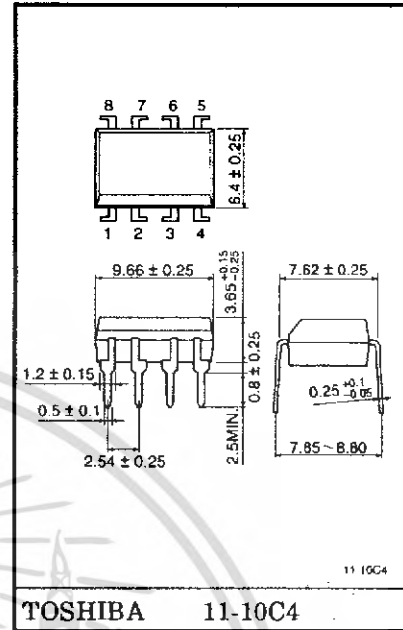


A $0.1\mu\text{F}$ bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).

TRUTH TABLE

		Tr1	Tr2
		ON	OFF
Input LED	ON	ON	OFF
	OFF	OFF	ON

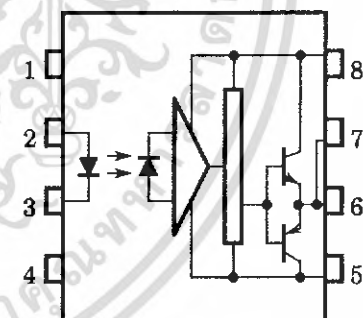
Unit in mm



TOSHIBA 11-10C4

Weight : 0.54g

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}

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING	UNIT	
LED	Forward Current	I _F	20	mA	
	Forward Current Derating (Ta ≥ 70°C)	ΔI _F / ΔTa	-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 ≤ 2.5 μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	I _{OPH}	-1.5	A	
	"L" Peak Output Current (P _W ≤ 2.5 μs, f ≤ 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)	ΔV _O / ΔTa	-0.73	V / °C	
	Supply Voltage Derating (Ta ≥ 70°C)	ΔV _{CC} / ΔTa	-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 (10s)	T _{sol}	260	°C		
Isolation Voltage (AC, 1min., R.H. ≤ 60%) (Note 4)	BV _S	2500	V _{rms}		

(Note 1) Pulse width P_W ≤ 1 μs, 300pps

(Note 2) Exponential Waveform

(Note 3) Exponential Waveform, I_{OPH} ≤ -1.0A (≤ 2.5 μs), I_{OPL} ≤ +1.0A (≤ 2.5 μs)

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

(Note 5) A ceramic capacitor (0.1 μF) 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	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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = -20~70°C, Unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIR.-CUT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.*	MAX.	UNIT	
Input Forward Voltage	V _F	—	I _F = 10mA, Ta = 25°C		1.6	1.8	V	
Temperature Coefficient of Forward Voltage	ΔV _F /ΔTa	—	I _F = 10mA	—	-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 (*) I _F = 10mA V ₈₋₆ = 4V I _F = 0 V ₆₋₅ = 2.5V	-0.5	-1.5	—	A
	"L" Level	I _{OPL}	2		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	
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 _{ACL}	—	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"	V _{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	

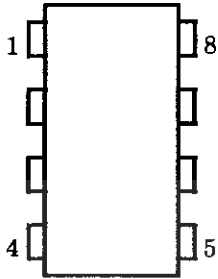
* All typical values are at Ta = 25°C (*) : Duration of I_O time ≤ 50μs

SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_a = -20 \sim 70^\circ\text{C}$, Unless otherwise specified)

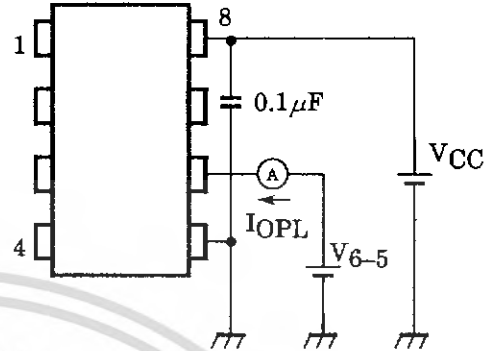
CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CIR-CUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.*	MAX.	UNIT		
Propagation Delay Time	L→H	t_{pLH}	6	$I_F = 8\text{mA}$ $V_{CC1} = +15\text{V}, V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$	—	0.15	0.5	μs		
	H→L	t_{pHL}			—	0.15	0.5			
Output Rise Time		t_r				—	—		—	
Output Fall Time		t_f				—	—		—	
Common Mode Transient Immunity at High Level Output		CMH	7	$V_{CM} = 600\text{V}, I_F = 8\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}, T_a = 25^\circ\text{C}$	-5000	—	—	$\text{V} / \mu\text{s}$		
Common Mode Transient Immunity at Low Level Output		CML	7	$V_{CM} = 600\text{V}, I_F = 0\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}, T_a = 25^\circ\text{C}$	5000	—	—	$\text{V} / \mu\text{s}$		

* All typical values are at $T_a = 25^\circ\text{C}$

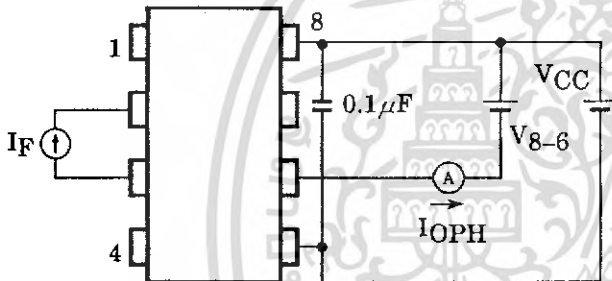
TEST CIRCUIT 1 :



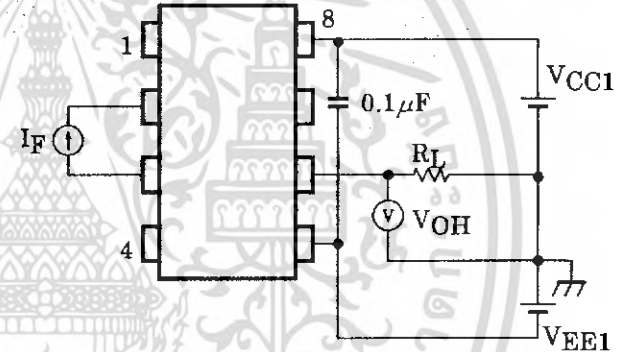
TEST CIRCUIT 2 : IOPL



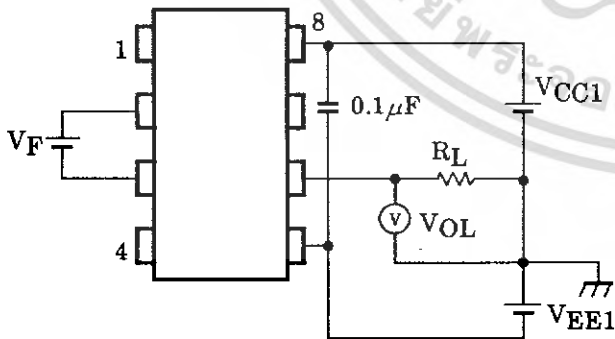
TEST CIRCUIT 3 : IOPH



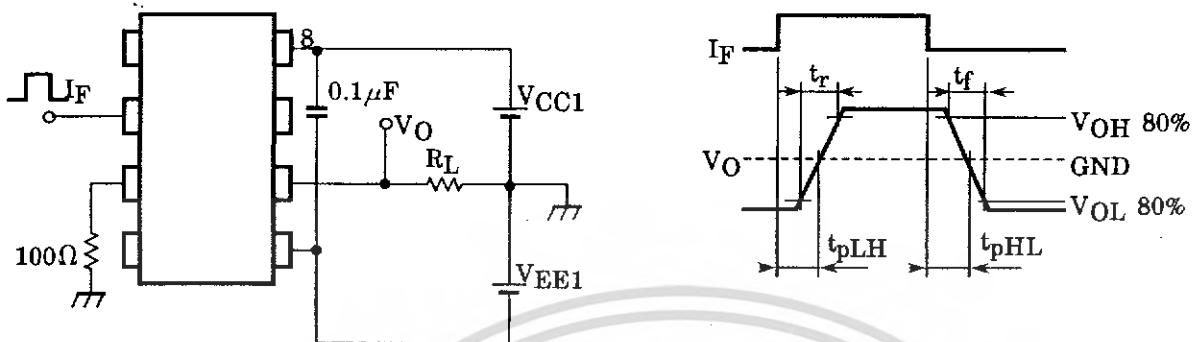
TEST CIRCUIT 4 : VOH



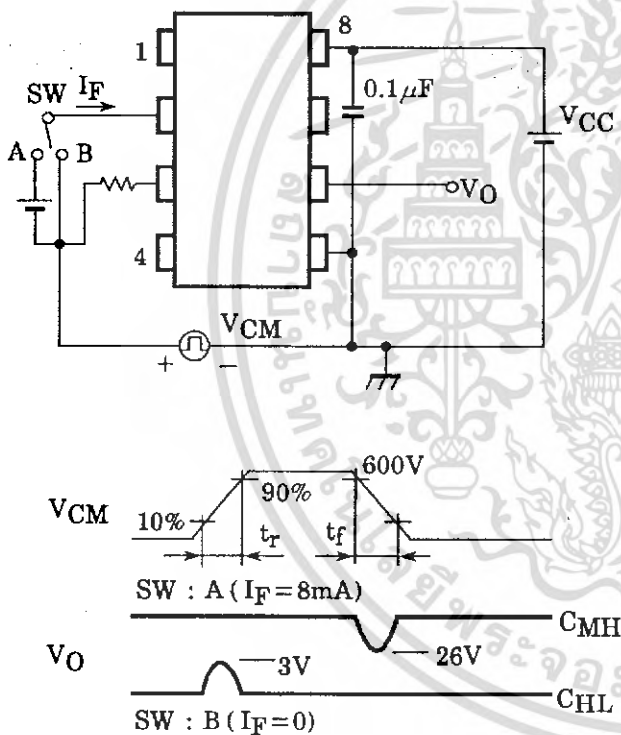
TEST CIRCUIT 5 : VOL



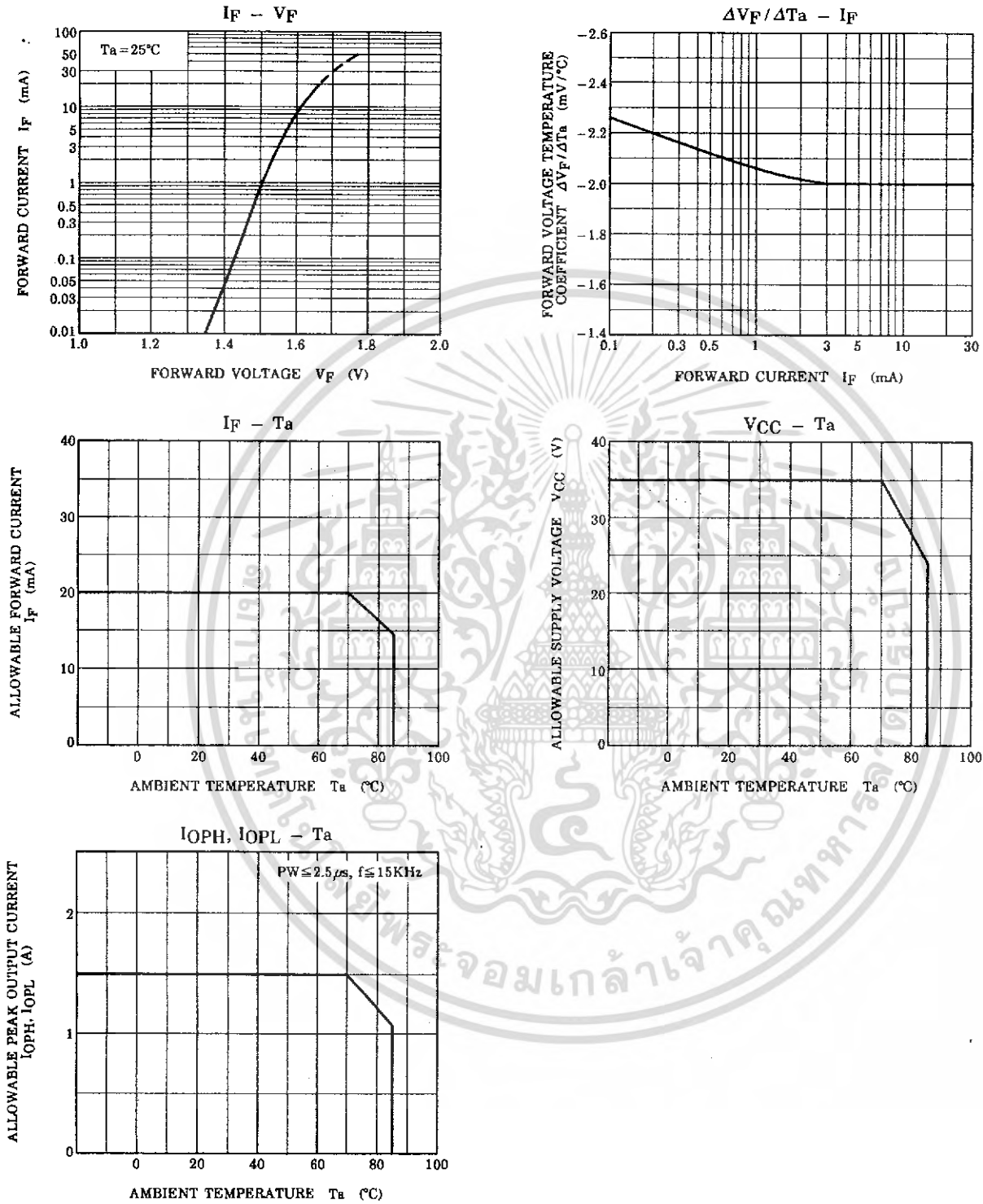
TEST CIRCUIT 6 : t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



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.



RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

000707EBC

- 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.
- Gallium arsenide (GaAs) is a substance used in the products described in this document. GaAs dust and fumes are toxic. Do not break, cut or pulverize the product, or use chemicals to dissolve them. When disposing of the products, follow the appropriate regulations. Do not dispose of the products with other industrial waste or with domestic garbage.
- The products described in this document are subject to the foreign exchange and foreign trade laws.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.