

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เตาหุงต้มเหนี่ยวนำ
INDUCTION COOKING



เลขหมู่.....**81799**
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี **24** ส.ย. **2551**

b. 11๙ 3๖2๒๗
i.....

ปฏิญญาฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน **ปีการศึกษา 2550** ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2550

เตาหุงต้มเหนียวน้ำ
INDUCTION COOKING



รศ.ดร. จีริยะ พิเชฐจำเริญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2550


ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เตาหุงต้มเหนียวน้ำ

ผู้จัดทำ

1. นางสาว ชนิตา ลมูลวงศ์ รหัส 48015101
2. นาย ชาตรี แก้วล้วน รหัส 48015102



.....

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตาหุงต้มเหนียวน้ำ

นางสาว ชนิตา ลมูลวงศ์

นาย ชาตรี แก้วล้วน

รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้ได้กล่าวถึง เตาหุงต้มเหนียวน้ำความถี่สูงโดยใช้วงจร Halfbridge Serier Resonant RLC ที่มี Induction Coil ทำหน้าที่เป็น RL สมมูล โดยในขั้นตอนแรก ได้ทำการคำนวณวิเคราะห์คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท และได้วิเคราะห์คำนวณย้อนกลับไปถึงด้านอินพุท ที่มีแหล่งจ่ายแรงดัน AC 50 Hz แล้วสร้างวงจรที่มีขนาดเล็ก โดยมีกำลังไฟฟ้าประมาณ 800 Watt มีขนาดหน้าเตาที่ทำงานเหนียวน้ำเส้นผ่าศูนย์กลาง 15 เซนติเมตร และควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่ได้ โดยมีช่วงความถี่ที่ 35-40 Hz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INDUCTION COOKING

Chanita Lagoonvong

Chatri Kaewluan

Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetjamroen Advisor

2007

ABSTRACT

This thesis presents an induction cooker using a half-bridge RLC series resonant inverter with an induction coil working as an equivalent RL circuit. In the first step, the output voltage and current waveforms will be analyzed by simulation. The output current waveform can be further used to calculate other current waveforms in the reversed direction from output to input sides until finally the ac 50 Hz input supply. And building a small size circuit, power 800 watt control power by frequency at 35-40 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้อย่างดี ก็ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ ด้วยใจรักซึ่งในความอนุเคราะห์จากท่านและกราบขอบคุณเป็นอย่างสูง ขอขอบคุณ พี่ๆและเพื่อนๆ ทุกคน ที่ได้ช่วยเหลือทั้งร่างกายแรงใจ จงงานวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ชนิตา ลมูลวงศ์
ชาตรี แก้วล้วน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญรูป.....	IX
สารบัญตาราง.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย.....	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ.....	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 หลักการพื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน.....	4
2.1.1 การเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า.....	5
2.1.2 ปรากฏการณ์ผิว.....	5
2.2 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	8
2.3 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน.....	8
2.3.1 โหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม.....	9
2.3.2 ฮาร์ฟบริดอินเวอร์เตอร์.....	9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ IV ศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนกับภาชนะหุงต้ม.....	10
2.5 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรฮาร์ฟบริดจอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ ชนิดอนุกรม.....	13
2.6 การวิเคราะห์ แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า ของวงจร ฮาร์ฟบริดจอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม.....	16
2.7 หลักการทำงานของ Half Bridge Inverter.....	19
บทที่ 3 การออกแบบ.....	24
3.1 ขั้นตอนการออกแบบและการคำนวณ.....	24
3.1.1 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	24
3.2 การคำนวณหาค่า R,L,C, f_{sw} , THD, ของขดลวดเหนี่ยวนำจากค่า (P_o), แรงดันสแควร์ (V_1), เอ๊าท์พุทเพาเวอร์แฟกเตอร์ ($\cos \theta$), Quality factor (Q), ความถี่เรโซแนนท์ (f_r).....	25
3.3 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมและวงจรขับเกท.....	27
3.4 วงจรกำลังฮาร์ฟบริดจอินเวอร์เตอร์.....	28
บทที่ 4 ผลการทดลองและการขีมุเลต.....	29
4.1 การเปรียบเทียบผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab และผลการทดลองคลื่นแรงดันและ กระแสพร้อมสเปกตรัมความถี่ในจุดต่างๆในวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงกรณีป้อนแรงดันไฟ ตรงเรียบให้ทางด้านอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจร TL 494.....	29
4.1.1 ขั้นตอนในการทำการทดลอง.....	29
4.1.2 ขั้นตอนการขีมุเลตด้วยโปรแกรม Matlab.....	32
4.2 ผลการทดลองและการขีมุเลต.....	32
4.2.1 ในกรณีที่ความถี่อินเวอร์เตอร์คือ 35.46kHz.....	33
4.2.2 ในกรณีที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เป็น 36.23 kHz.....	36
4.2.3 ในกรณีที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เป็น 38.31kHz.....	38

บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ.....	42
บรรณานุกรม.....	43
ภาคผนวก.....	44



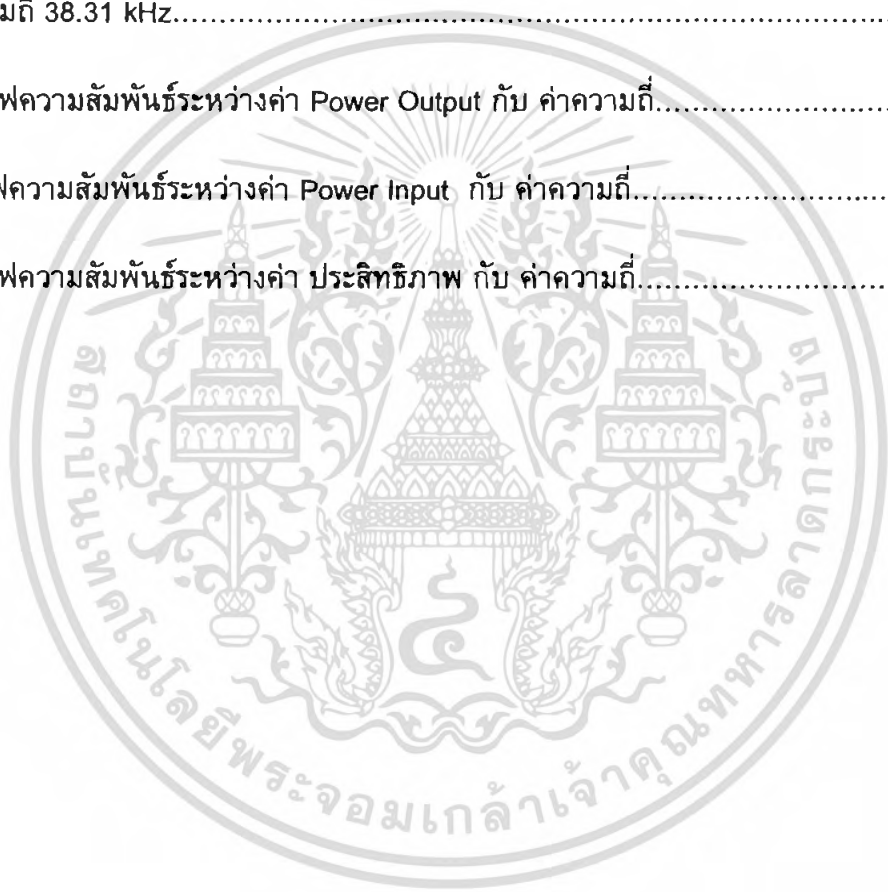
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 การเหนี่ยวนำความร้อนเบื้องต้น.....	5
รูปที่ 2.2 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	6
รูปที่ 2.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของภาชนะหุงต้ม.....	7
รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	9
รูปที่ 2.5 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม.....	10
รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มซึ่งพิจารณาเป็นวงจรสมมูล ของหม้อแปลง.....	10
รูปที่ 2.7 อิมพีแดนซ์สมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มที่โอนย้ายมาทางด้านปฐมภูมิ.....	11
รูปที่ 2.8 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์และรูปคลื่นแรงดันตกคร่อม V_{s2} และกระแสโหลด i_o เมื่อ $f_s > \dots$	16
รูปที่ 2.9 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่.....	19
รูปที่ 2.10 แสดงช่วงของสวิตช์การทำงานของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	19
รูปที่ 2.11 โหมดการทำงานที่ 1 ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	20
รูปที่ 2.12 คลื่นแรงดันและการกระแสของโหมด 1 Power mode.....	20
รูปที่ 2.13 โหมดการทำงานที่ 2 ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	21
รูปที่ 2.14 คลื่นแรงดันและการกระแสของโหมด 2 Regenerative mode.....	21
รูปที่ 2.15 โหมดการทำงานที่ 3 ของแรงดันวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	22
รูปที่ 2.16 คลื่นแรงดันและการกระแสของโหมด 3 Power mode.....	22
รูปที่ 2.17 โหมดการทำงานที่ 4 ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	23

รูปที่ 2.18 คลื่นแรงดันและการกระแสของโหมด 4 Regenerative mod.....	23
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	24
รูปที่ 3.2 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม.....	27
รูปที่ 3.3 วงจรขับเคลื่อน.....	28
รูปที่ 3.4 วงจรกำลัง Half Bridge Inverter.....	28
รูปที่ 4.1 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมและวงจรขับเคลื่อนที่ใช้ทดลอง.....	29
รูปที่ 4.2 คลื่นสัญญาณที่ได้จากขา ของ TL 494.....	30
รูปที่ 4.3 คลื่นสัญญาณที่ได้จากขา 5 ของ TL 494.....	30
รูปที่ 4.4 คลื่นสัญญาณที่ได้จากขา 9 และ10 ของ TL 494.....	30
รูปที่ 4.5 วงจรกำลังเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ป้อนอินพุตด้วยแรงดันไฟตรงเรียบ ให้โหลด RLC.....	31
รูปที่ 4.6 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบที่ความถี่ 35.46kHz.....	34
รูปที่ 4.7 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่ สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบที่ความถี่ 35.46 kHz.....	35
รูปที่ 4.8 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบที่ความถี่ 36.23kHz.....	36
รูปที่ 4.9 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของเอาต์พุตเตาหุงต้มจากการทดลองและการ simulation ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุต อินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ ที่ความถี่ 36.23kHz.....	37

รูปที่ 4.10 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมในของอินพุตเตาหุงต้มทดลองและการ simulation ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบที่ ความถี่ 38.31 kHz.....	38
รูปที่ 4.11 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของเอาต์พุตเตาหุงต้มที่ได้จากการทดลอง และการ simulation ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบที่ ความถี่ 38.31 kHz.....	39
รูปที่ 4.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Power Output กับ ค่าความถี่.....	40
รูปที่ 4.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Power Input กับ ค่าความถี่.....	40
รูปที่ 4.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า ประสิทธิภาพ กับ ค่าความถี่.....	41



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ IX ศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรถาหงุด้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ป้อน

อินพุตด้วยแรงดันไฟตรงเรียบให้ทางด้านอินพุต ที่ใช้ในการทดลองจริง.....31



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ถ้าจะกล่าวถึงเตาหุงต้มแบบเหนียวน้ำ หรือที่เรียกกันอย่างทับศัพท์ว่า “อินดั๊กชั่น คูกกิ้ง” และในอีกหนึ่งคือ “เตาแม่เหล็กไฟฟ้า” ในปัจจุบัน เริ่มมีการใช้งานและมีการพัฒนาไปอย่างมาก สังเกตได้จากการนำเอามาใช้ประกอบอาหารของร้านอาหารต่างๆมากขึ้น โดยเฉพาะร้านอาหารมีชื่อหลายแห่งในห้างสรรพสินค้าต่างๆ และบางครัวเรือนก็ใช้กันแล้ว เนื่องด้วยข้อดีหลายประการที่เหนือกว่าเตาแก๊ส หรือเตาไฟฟ้า ซึ่งไม่ว่าจะเป็น ร้อนเร็วกว่า เย็นตัวเร็วกว่า ปลอดภัยกว่า หรือประหยัดกว่า ทำให้เราได้เห็นเตาแบบเหนียวน้ำนี้แพร่หลายมากขึ้น

ความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังสามารถทำให้เราเข้าใจหลักการทำงานและสร้างเตาที่วุ่นวายง่ายขึ้นได้ อุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับการให้ความร้อนโดยการเหนียวน้ำความถี่สูงด้วยการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อได้มีการศึกษาและออกแบบเตาหุงต้มเหนียวน้ำความถี่สูงมาใช้งานในการให้ความร้อนโดยการเหนียวน้ำนี้ ความร้อนจะเกิดขึ้นที่ภาชนะโดยตรง โดยอาศัยกระแสไหลวนที่กั้นภาชนะหุงต้ม ทำให้หุงต้มได้ในเวลาอันรวดเร็ว ซึ่งต่างจากเตาทั่วไปที่ความร้อนจะสูญเสียไปกับอากาศค่อนข้างมากทำให้ภาชนะหุงต้มนั้นร้อนช้ากว่า โดยจะมีหลักการพิจารณา คือ เมื่อบ้อนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนียวน้ำที่อยู่ใต้ภาชนะหุงต้ม ขดลวดเหนียวน้ำ จะสร้างสนามแม่เหล็ก (Magnetic Flux) เพื่อเหนียวน้ำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ที่กั้นภาชนะหุงต้ม เมื่อภาชนะหุงต้มที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic ก็เป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่กั้นภาชนะหุงต้ม และจะถ่ายเทความร้อนไปยังอาหารที่อยู่ในภาชนะทำให้สุกหรือเดือดได้ ความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดเหนียวน้ำกับภาชนะหุงต้ม และเมื่อหยุดการทำงานก็ยังเย็นตัวเร็วอีกด้วย เพราะเป็นแค่ความร้อนจากภาชนะที่แผ่ลงมาที่ฉนวนของเตาเท่านั้น ทำให้ปลอดภัยต่อการใช้งาน

ในการศึกษาเกี่ยวกับเตาหุงต้มเหนียวน้ำความถี่สูงจะนิยมควบคุมกำลังไฟฟ้าอยู่ 2 วิธี คือ การปรับความถี่ และการปรับมุม Phase-Shift โดยในโครงงานนี้จะใช้วิธี การการปรับความถี่เพื่อความสะดวกแก่การนำไปประยุกต์ด้านการควบคุม และเนื่องด้วยในโครงงานนี้จะเน้นศึกษาที่เตาหุงต้มเหนียวน้ำความถี่สูงขนาดเล็ก

ดังนั้นปัญหาที่หน้าสนใจก็คือ การพัฒนาให้มีขนาดเล็ก และการมีฟังก์ชันการใช้งานของผู้ใช้ เช่น ปุ่มปรับความร้อนด้วยความถี่

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของ การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง
2. สามารถรู้หลักการเรโซแนนซ์การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ และการวิเคราะห์การทำงานของระบบ
3. เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบ ฮาร์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ อนุกรม แบบมีสวิตช์คร่อมโหลด
4. เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบ ฮาร์ฟบริดจ์ เรโซแนนซ์อนุกรมแบบมีสวิตช์คร่อมโหลด
5. เพื่อสร้างเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงให้ใช้งานได้จริง โดยมีปุ่มปรับความร้อน ด้วยความถี่เป็นต้น

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบฮาร์ฟบริดจ์เรโซแนนซ์ควบคุมกำลังไฟฟ้า

1. ศึกษาทฤษฎีและหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมที่ใช้กับ วงจร อินเวอร์เตอร์เพื่อให้เกิดความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยการปรับความถี่
2. ออกแบบวงจรสร้างสัญญาณขับชุดอินเวอร์เตอร์และออกแบบขอลวดเหนี่ยวนำ
3. เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลจากการการซิมูเลตโดยใช้โปรแกรม PSpice และMathlap

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง และอุปกรณ์ให้ความร้อนโดยอาศัย หลักการเหนี่ยวนำ จากปริญาณิพนธ์ของรุ่นก่อนๆ เว็บไซต์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง และปรึกษา ขอคำแนะนำจากรุ่นพี่ที่เคยทำ
2. ศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบกึ่งบริดจ์ชนิดอนุกรมเพื่อนำมาใช้กับเตาหุง ต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง
3. ออกแบบวงจรรวมและขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะแยกได้เป็นชุดวงจรควบคุมและวงจร กำลัง
4. จัดหาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้สำหรับสร้างวงจรที่ได้ออกแบบไว้
5. สร้างวงจรสร้างความถี่สูงตามแบบที่ได้ออกแบบไว้แล้ว
6. ทดสอบพร้อมทั้งเก็บข้อมูล เพื่อพัฒนาระบบให้ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนข้อมูลเพื่อพัฒนาเว็บไซต์ หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. เก็บข้อมูลและวิเคราะห์ผลให้สอดคล้องกับทฤษฎี
8. สร้างเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงให้ใช้งานได้จริง

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย

เข้าใจถึงการทำงานของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงและสามารถนำเครื่องต้นแบบที่ได้จากการทำนำไปพัฒนาผลิตเพื่อใช้อำนวยความสะดวกกับครัวเรือน และสามารถนำความรู้ที่ได้ไปเผยแพร่แก่ผู้อื่นที่สนใจได้อย่างถูกต้อง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรกึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้เกิดความร้อนเหนี่ยวนำ

หลักการพื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน (Basic of Induction Heating)

2.1 หลักการพื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน

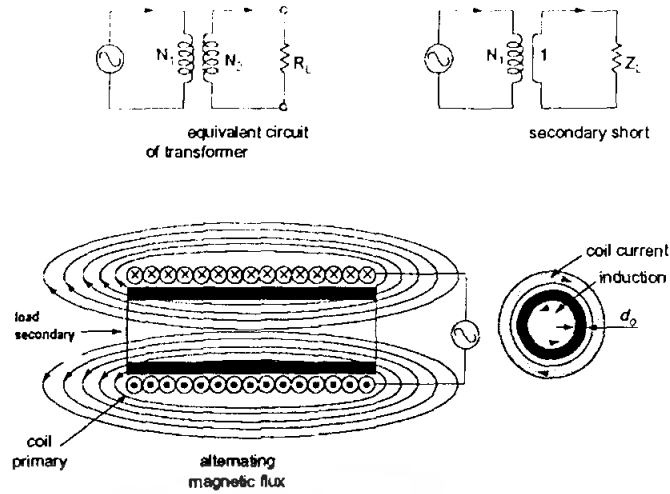
การเหนี่ยวนำความร้อนมีส่วนประกอบพื้นฐานสำคัญอยู่ 2 ส่วน คือ

1. การเหนี่ยวนำของแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic induction)
2. ปฏิกิริยาผิว (Skin effect)

ทฤษฎีพื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน มีส่วนคล้ายกับทฤษฎีของหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งทำให้สามารถอธิบาย ทฤษฎีพื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน ได้โดยใช้ หลักการของหม้อแปลงไฟฟ้าได้ การเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าและปรากฏการณ์ผิวจะอธิบายได้จากรูปที่ 2.1 ที่แสดงถึงระบบพื้นฐานอย่างง่ายซึ่งประกอบด้วยขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำและกระแสเหนี่ยวนำ เพื่อที่จะอธิบายถึงการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าและปรากฏการณ์ผิวรูปที่ 2.1 จะแสดงถึงหม้อแปลงอย่างง่ายโดยที่กระแสที่ขดลวดทุติยภูมิจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสทางด้านปฐมภูมิ เมื่อพิจารณาอัตราส่วนของจำนวนรอบ (Turn ratio) การสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิมาจากความต้านทานของขดลวด และให้สัมประสิทธิ์การเชื่อมโยงระหว่างทั้งสองวงจรมีค่าเท่ากับ 2 โดยไม่คำนึงถึงกระแสที่นำไปเกิดสนามแม่เหล็กรั่ว (Magnetic current leakage)

เมื่อขดลวดทางด้านทุติยภูมิกำหนดให้มีค่าจำนวนรอบเท่ากับ 1 รอบ และสมมุติว่าลัดวงจร ซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียทางด้านความร้อนเพิ่มขึ้น เมื่อมีการเพิ่มขึ้นของกระแสไหลลง(กระแสทางด้านทุติยภูมิ) ซึ่งพิสูจน์จากรูปจะแสดงถึงระบบเมื่อพลังงานจากแหล่งจ่ายเป็นแหล่งเดียวกันทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิโดยตั้งแต่วงจรแรก นี้จะกำหนดให้ขดลวดทางด้านปฐมภูมิมีจำนวนรอบมากและให้ขดลวดทางด้านทุติยภูมิมีจำนวนรอบเดียว และถูกตัวลัดวงจรได้ขดลวดที่ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำความร้อนและไหลลงจะถูกแยกกันด้วยช่องว่างเล็กๆ และมีปรากฏการณ์ผิวเกิดขึ้นที่ความถี่สูงๆ ถ้ากำหนดให้ทางด้านปฐมภูมิมีการเหนี่ยวนำความร้อนให้เกิดขึ้นที่ทางด้านทุติยภูมิมีค่าสูงสุดและสามารถทำได้โดยออกแบบให้มีช่องว่างระหว่างทางด้านปฐมภูมิมีค่าน้อยที่สุดที่สามารถเป็นไปได้โลหะจำพวก non-ferrous จะทำให้ประสิทธิภาพนั้นต่ำลง เนื่องมาจากโลหะพวกนี้มีค่าความต้านทานสูงและยังมีค่าความนำต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 การเหนี่ยวนำความร้อนเบื้องต้น

2.1.1 การเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction)

ดังที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.1 เมื่อมีไฟฟ้ากระแสสลับไหลเข้าไปในขดลวดจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่รอบขดลวด ซึ่งพิจารณาได้จากกฎของแอมแปร์ (Ampere's Law) ที่กล่าวไว้ว่า "การอินทิเกรตความเข้มสนามแม่เหล็กตามเส้นทางเดินแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ล้อมรอบโดยสนามแม่เหล็กนั้น" แสดงในสมการที่ (2.1)

$$\oint H \cdot dl = \sum i_{enclused} \tag{2.1}$$

โดยที่ H คือ ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก (A/m)
 l คือ ความยาววงปิดสมมุติ (m)
 i คือ กระแสไฟฟ้า (A)

เมื่อมีวัตถุวางอยู่ในสนามแม่เหล็กจะทำให้มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วของการเคลื่อนสนามแม่เหล็ก ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กของวัตถุมีค่าลดลง พิจารณาตามกฎแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของฟาราเดย์ ดังสมการที่(2.2)

$$e = -A \frac{dB}{dt} \tag{2.2}$$

โดยที่ e คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ(Wb/s),(V)
 A คือ พื้นที่ที่สนามแม่เหล็กแพร่ผ่าน(m²)
 B คือ ค่าสนามแม่เหล็ก(Wb/m²)

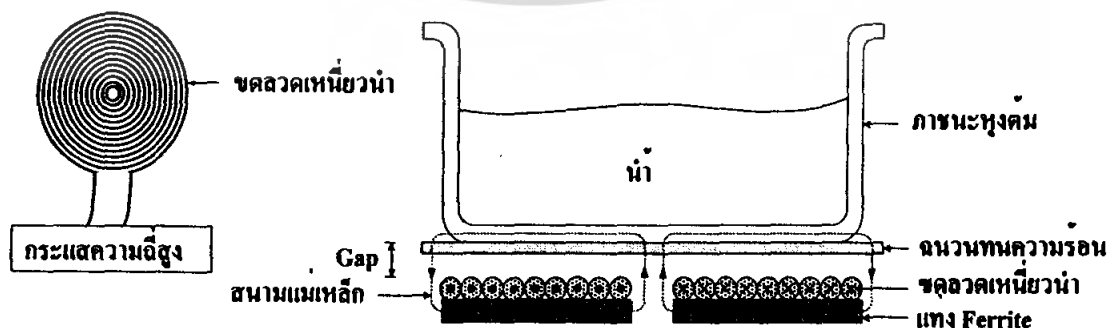
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากทั้งสองกฎนี้จะทำให้เกิดกระแสขึ้นที่ผิวของวัตถุที่เป็นตัวนำ โดยเป็นความสัมพันธ์ที่กลับกัน (inverse relationship) ของกระแสที่อยู่ในวงจรมหึยวนำ ซึ่งกระแสที่อยู่บริเวณพื้นผิวคือ กระแสไหลวน (Eddy Current) กำลังไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำและกระแสไหลวนที่เกิดขึ้นจะถูกแปรรูปไปเป็นพลังงานความร้อนเมื่อค่าความต้านทานคือ ค่า resistivity และค่าความซึมซาบ (permeability) ของวัสดุตัวนำและกระแสไฟฟ้ามาจากความเข้มของสนามแม่เหล็กพลังงานความร้อนจะเป็นส่วนกลับของความสัมพันธ์ของค่าความลึกผิว (skin depth) ถ้าวัสดุมีคุณสมบัติการนำไฟฟ้าคล้ายกับเหล็ก (iron) การเพิ่มขึ้นของพลังงานความร้อนที่ถูกสร้างขึ้นจนถึงค่า magnetic hysteresis ซึ่งความร้อนที่ถูกสร้างขึ้นนี้จะเป็นสัดส่วนกับขนาดของ hysteresis ซึ่งในรายงานนี้จะละทิ้งค่าของความร้อนที่เพิ่มขึ้น เนื่องจากมีค่าน้อยมาก (น้อยกว่า 10%) เมื่อเทียบกับความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ

2.1.2 ปรากฏการณ์ผิว (Skin effect)

เมื่อกระแสไหลในขดลวดมีความถี่สูงมาก จะทำให้กระแสเหนี่ยวนำไหลบริเวณรอบๆ ผิวหน้าของไหล ความหนาแน่นของกระแสเหนี่ยวนำจะลดลงเมื่อการไหลของกระแสเข้าใกล้จุดศูนย์กลาง มีสมการเป็นค่าความหนาของผิว จะเลือกได้จากค่า resistivity ค่า permeability และค่าความถี่ของวัตถุ

หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จากรูปที่ 2.2 เมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่ได้ภาชนะหุงต้ม ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้อง (Magnetic Flux) กับภาชนะหุงต้มถ้าภาชนะหุงต้มเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic สนามแม่เหล็กที่เกี่ยวคล้องกับภาชนะจะทำให้เกิดกระแสไหลวน ในภาชนะหุงต้มเป็นลักษณะเส้นทางปิด ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน เป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่ก้นของภาชนะหุงต้ม และจะถ่ายเทความร้อนไปยังน้ำที่อยู่ภายในภาชนะทำให้น้ำเดือดได้



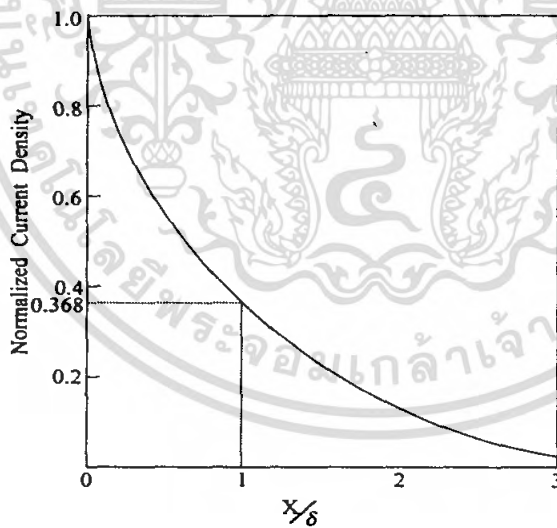
รูปที่ 2.2 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความร้อนส่วนมากจะเกิดขึ้นโดยกระแสไหลวนในโพลทภาชนะหุ้มดัมที่บริเวณชั้นผิว นอกของกันภาชนะหุ้มดัมที่มีความลึกเท่ากับ δ_{vessel} ซึ่งมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ของภาชนะหุ้มดัมดังสมการที่ (2.3)

$$\delta_{vessel} = \sqrt{\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\rho_{vessel}}{\mu_r f}} \quad (2.3)$$

โดยที่ δ_{vessel} คือ ค่าความลึกผิว (m)
 ρ_{vessel} คือ สภาพความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของภาชนะหุ้มดัม ($\Omega \cdot m$)
 f คือ ความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อน (Hz)
 μ_r คือ ความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์
 μ_0 คือ $4\pi \times 10^{-7}$ (H/m)



รูปที่ 2.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของภาชนะหุ้มดัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.3) เมื่อความถี่สูงขึ้นจะส่งผลให้กระแสไหลวนลึกลงไปจากผิวของภาชนะหุงต้มได้น้อยลงทั้งนี้เนื่องจากค่าความลึกของการไหลของกระแสไหลวนมีค่าลดลงตามการเพิ่มขึ้นของความถี่ จากรูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะความลึกจากผิวด้านนอกของภาชนะหุงต้ม จะเห็นได้ว่าความหนาแน่นกระแสมีสูงสุดที่ผิวด้านนอกของภาชนะและจะลดลงเมื่อระยะความลึกจากผิว (X) มากขึ้น

นอกจากนี้ชนิดของภาชนะก็ผลต่อการเกิดการกระแสไหลวนและการสร้างความร้อนโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic เช่น เหล็ก สแตนเลส ฯลฯ เหล็กนั้นมีความซึมซาบแม่เหล็กมากแต่ก็มีปัญหาเรื่องสนิม ดังนั้น สแตนเลส ก็เป็นตัวเลือกที่เหมาะสมและใช้กันอย่างแพร่หลาย แต่ก็ยังมีการนำความร้อนที่ไม่ดีมาก ในปัจจุบันจึงมีการนำอลูมิเนียมมาใช้ร่วมด้วย

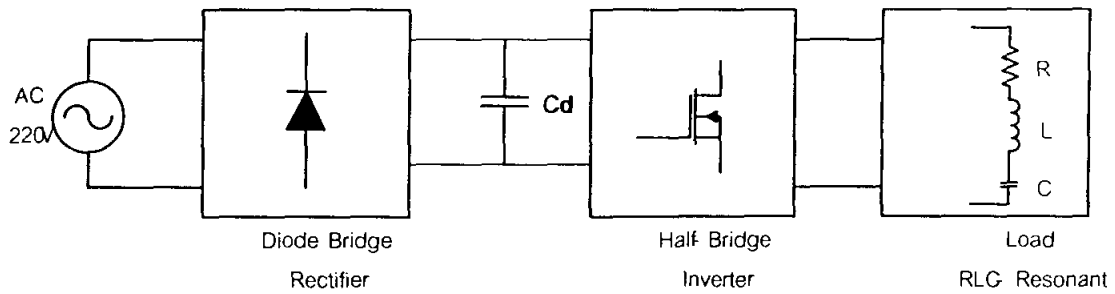
2.2 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

โดยทั่วไปแล้วเตาหุงต้มที่ใช้ในครัวเรือนทั่วไปจะเป็นชนิดลดความร้อน ซึ่งมีหลักการทำงาน โดยสร้างความร้อนให้เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้ม โดยจะเกิดการถ่ายเทความร้อนจากชนิดลดความร้อนผ่านชั้นอากาศก่อนไปยังภาชนะหุงต้ม ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มในลักษณะแบบนี้จะเป็นการให้ความร้อนโดยวิธีอ้อม ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพในการหุงต้มต่ำ เพราะความร้อนได้มีการสูญเสียไปกับอากาศ ทำให้ ร้อนช้า และสิ้นเปลืองพลังงาน เมื่อหลังจากการใช้งานชนิดลดความร้อนนี้จะมีช่วงเวลาในการเย็นตัวช้า

เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงจะช่วยแก้ปัญหาเตาหุงต้มแบบเก่าได้ หลักการก็คือ ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มจะเกิดจากสนามแม่เหล็ก เหนี่ยวนำกับกันภาชนะหุงต้มทำให้เกิดความร้อนขึ้นทันที และจะเห็นว่าความร้อนที่เกิดขึ้นนั้นเกิดโดยตรงกับกันภาชนะหุงต้ม เป็นผลให้เตาหุงต้มร้อนได้อย่างรวดเร็ว และเมื่อใช้งานเสร็จแล้วเตาหุงต้มก็จะเย็นตัวเร็ว ไม่เป็นอันตรายต่อผู้ใช้งาน ประหยัดพลังงาน และยังไม่ก่อให้เกิดมลพิษอีกด้วย

2.3 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน

สำหรับโครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงสามารถแบ่งการทำงานออกเป็นบล็อกไดอะแกรมได้รายละเอียดประกอบด้วย แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับ 1 เฟส 220 V(rms) 50 Hz ป้อนให้กับวงจรเรียงกระแสไดโอดแบบบริดจ์ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านหลังของวงจรเรียงกระแสไดโอดแบบบริดจ์จะใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อกรองให้เป็นแรงดันไฟตรงเรียบจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยใช้อุปกรณ์มอสเฟตกำลังเป็นสวิทช์เพื่อจ่ายให้กับชุดไหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมต่อไป ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

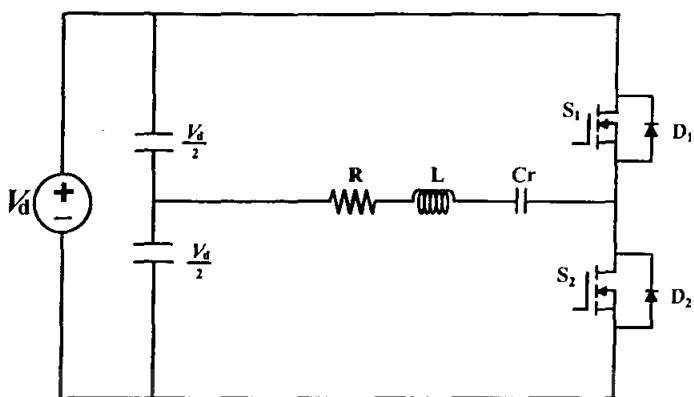
2.2.1 โหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

ปัจจุบันโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ได้มีการประยุกต์ใช้งานมากมาย เช่น เครื่องชุปแข็งผิวโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูง เดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และเครื่องเชื่อมเหนี่ยวนำความถี่สูง เป็นต้น ซึ่งมีข้อดีที่สำคัญ คือ ลดการสูญเสียในการสวิตช์ เมื่อสวิตช์ตัดต่อวงจรที่กระแสศูนย์ (ZCS) หรือสวิตช์ต่อต่อวงจรที่แรงดันศูนย์ (ZVS) ส่วนข้อเสียที่สำคัญของวงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม คือ สำหรับวงจรเรโซแนนซ์ที่มีค่า Q สูง ตำแหน่งใกล้ความถี่เรโซแนนซ์แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ในวงจรเรโซแนนซ์จะมีค่ามากเป็นผลให้ตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์จะต้องเลือกให้มีค่าพิกัดแรงดันสูง เพื่อสามารถเก็บพลังงานได้มาก ส่วนแรงดันที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมจะเป็นแหล่งจ่ายชนิดแรงดันคงที่ (Constant Voltage Source) ซึ่งจะต้องใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อรองรับแรงดันให้เรียบแล้วจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ที่ให้เอาท์พุทในลักษณะคลื่นแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและกระแสลักษณะรูปคลื่นไซน์ ที่ความถี่สวิตช์อินเวอร์เตอร์ในช่วง $30 \sim 45$ kHz ซึ่งจะนำมาใช้ในการเหนี่ยวนำความถี่สูงผ่านขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อให้เกิดความร้อนที่ตัวภาชนะหุงต้ม เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา สะอาด และปลอดภัยรวมทั้งสามารถเดือดได้ภายในระยะเวลาอันรวดเร็วเหมาะสมที่จะเป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในครัวเรือน

2.2.2 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้ในการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจากที่กล่าวมาแล้วโหลดเดาหุงต้มเหนี่ยวนำนี้จะเป็นวงจรโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมโดยมีวงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมนี้ วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2.5 ประกอบไปด้วยสวิตช์ $S1$ และ $S2$ ซึ่ง $S1$ และ $S2$ ทำงานสลับกันในลักษณะเปิด-ปิดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

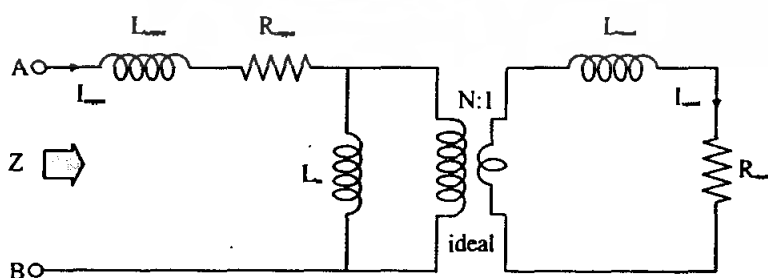


รูปที่ 2.5 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

2.4 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนกับภาชนะหุงต้ม

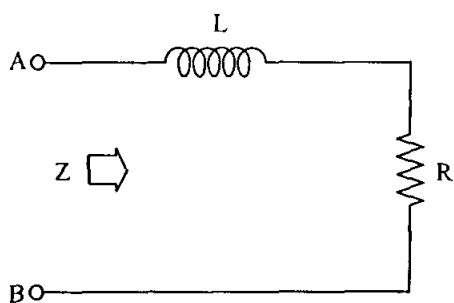
จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดภาชนะหุงต้มจะมีเส้นแรงแม่เหล็กคล้องผ่านซึ่งกันและกันซึ่งมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลง โดยสามารถนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลงดังรูปที่ 2.6 ซึ่งภาชนะหุงต้มทำหน้าที่เป็นขดลวดที่อยู่ทางด้านทุติยภูมิมีจำนวนรอบขดลวดเพียง 1 รอบโดยมีค่าความเหนี่ยวนำรั่วของภาชนะหุงต้มและความต้านทานของภาชนะหุงต้ม (R_{vessel}) ส่วนขดลวดทางด้านปฐมภูมิสามารถแทนด้วยขดเหนี่ยวนำโดยมีค่าความเหนี่ยวนำรั่ว (L_{copper}) ของขดลวดเหนี่ยวนำ ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ

(R_{copper}) และค่าความเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก (Magnetizing Inductance : L_m) ซึ่งมีค่าน้อย และเมื่อรวมกับ R_{vessel} และ L_{vessel} ทางด้านทุติยภูมิที่ย้ายมารวมกับด้านปฐมภูมิแล้วจะได้อิมพีแดนซ์รวม Z ประกอบด้วย R และ L ดังรูปที่ 2.1 ดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดภาชนะหุงต้มนี้สามารถเขียนแทนด้วยวงจรสมมูลซึ่งประกอบด้วยความเหนี่ยวนำสมมูล L และความต้านทานสมมูล R



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มซึ่งพิจารณาเป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 อิมพีแดนซ์สมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุ้มฉนวนที่โอนย้ายมาทางด้านปฐมภูมิ

ขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดภาชนะหุ้มฉนวนสามารถเขียนแทนด้วยวงจรมุมสมมูลซึ่งประกอบด้วย ความเหนี่ยวนำสมมูล และความต้านทานสมมูลสามารถหาค่าได้ดังสมการ (1)

$$R = R_{copper} + N^2 R_{vessel} \tag{2.1}$$

$$L = L_{copper} + N^2 L_{vessel} \tag{2.2}$$

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

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ

$$P_{copper} = I_{copper}^2 R_{copper} \tag{2.3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในโหลดภาชนะหุงต้มมีค่าเท่ากับ

$$P_{vessel} = I_{vessel}^2 R_{vessel} \quad (2.4)$$

เมื่อพิจารณาทางด้านปฐมภูมิจะได้

$$P_{copper} = I_{copper}^2 R_{copper} \quad (2.5)$$

เนื่องจาก

$$I_{vessel} = N I_{copper} \quad (2.6)$$

โดยที่

I_{vessel} คือ กระแสที่ไหลในโหลดภาชนะหุงต้ม
 I_{copper} คือ กระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำ

ดังนั้นประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำ-โหลดภาชนะหุงต้มจะได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_{vessel}}{P_{vessel} + P_{copper}} \quad (2.7)$$

$$= \frac{I_{vessel}^2 R_{vessel}}{I_{vessel}^2 R_{vessel} + I_{copper}^2 R_{copper}} \quad (2.8)$$

$$= \frac{I_{vessel}^2 R_{vessel}}{\left[\frac{I_{vessel}^2}{N^2} \right] [R_{vessel} N^2] + I_{copper}^2 R_{copper}} \quad (2.9)$$

$$= \frac{I_{vessel}^2 R_{vessel} N^2}{[I_{copper}^2 R_{copper}] + I_{copper}^2 R_{copper}} \quad (2.10)$$

$$= \frac{N^2 R_{vessel}}{N^2 R_{vessel} + R_{copper}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $N^2 R_{vessel} + R_{copper}$ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (2.11)

$$= \frac{R_{vessel}}{R_{vessel} + \frac{R_{copper}}{N^2}} \quad (2.12)$$

เนื่องจากผลของ Skin Depth การไหลวนของกระแสจะเกิดเฉพาะที่บริเวณที่ผิวของภาชนะหุ้มต้มที่ตั้งที่ต่ำกว่ามาแล้วข้างต้น โดยมีความลึกเท่ากับ δ_{vessel} ดังนั้นความต้านทานที่ผิวของไหลดภาชนะหุ้มต้มในย่านความถี่สูง R_{vessel} มีค่าดังนี้

$$R_{vessel} = \frac{\rho_{vessel}}{\delta_{vessel}} = \sqrt{\mu_o} \cdot \sqrt{\rho_{vessel} \mu_r f} \quad (2.13)$$

แทนค่าสมการ (2.13) ใน (2.3) จะได้กำลังไฟฟ้าของไหลดภาชนะหุ้มต้ม P_{sec} ดังนี้

$$P_{vessel} = I_{vessel}^2 R_{vessel} = \sqrt{\mu_o} (NI_{copper})^2 \cdot \sqrt{\rho_{vessel} \mu_r f} \quad (2.14)$$

จากสมการ (2.13) จะเห็นได้ว่าความต้านทานของภาชนะหุ้มต้ม R_{vessel} จะแปรผันโดยตรงกับสภาพความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของภาชนะหุ้มต้ม (ρ_{vessel}) ค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ (μ_r) และความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ (f) ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์ และจากสมการ (2.14) จะได้ว่าการเพิ่มค่ากำลังไฟฟ้าของไหลดภาชนะหุ้มต้ม (P_{vessel}) สามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่ (f) ของกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำและแอมแปร์-เทิร์น ($N \cdot I_{copper}$) ของขดลวดทางด้านปฐม

2.5 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม

ซึ่งเมื่อใช้หลักการมองวงจรที่ไหลดเอาท์พุท $R L$ ของชุดหม้อหุ้มต้มและขดลวดด้วยหลักการของเรวินินก็จะสามารถเขียนวงจรที่ไหลดเอาท์พุทในลักษณะของ $R L$ และ C ต่ออนุกรมกันได้ ซึ่งจากวงจร $R L C$ อนุกรมที่ไหลดสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรเรโซแนนท์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

resonant frequency (ω_r)

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.15)$$

characteristic impedance (Z_o)

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_r L = \frac{1}{\omega_r C} \quad (2.16)$$

load quality factor (Q_L)

$$Q_L = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{R\omega_r C} = \frac{Z_o}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (2.17)$$

อิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมจะเป็น

$$\begin{aligned} Z &= R + j \left(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C} \right) = R \left[1 + j Q_L \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right) \right] \\ &= Z_o \left[\frac{R}{Z_o} + j \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.18)$$

จะได้

$$\begin{aligned} Z &= R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2} = Z_o \sqrt{\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2} \\ &= Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2} \end{aligned} \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varphi = \tan^{-1} \left[Q_L \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right) \right] \quad (2.20)$$

$$R = Z \cos \varphi \quad (2.21)$$

$$X = Z \sin \varphi \quad (2.22)$$

ดังนั้น

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2}} \quad (2.23)$$

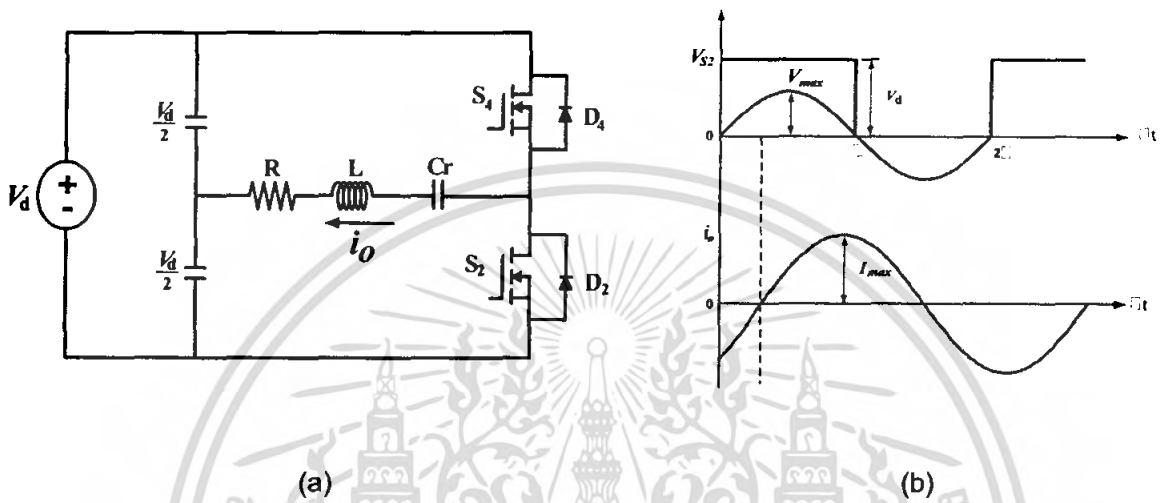
เมื่อ

- R คือ ความต้านทานสมมูล(Ω)
- L คือ ความเหนี่ยวนำสมมูล(H)
- C คือ ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์(F)
- φ คือ มุมต่างเฟสของแรงดันและกระแส ($^{\circ}$)
- ω_s คือ ความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์(Hz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 การวิเคราะห์ แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ ชนิดอนุกรม

หัวข้อนี้จะเป็นการแสดงการวิเคราะห์ แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของวงจร อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม ซึ่งมีขั้นตอนการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.8 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์และรูปคลื่นแรงดันตกคร่อม V_{s2} และกระแสโหลด i_o เมื่อ $f_s > f_r$, (a) วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ (b) รูปแรงดันตกคร่อมสวิตช์ V_{s2} และกระแสโหลด i_o

จากรูปที่ 2.16 แรงดันที่ป้อนให้กับโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมโดยมี Function ดังนี้

$$V_{s2} = \begin{cases} V_d & \text{เมื่อ } 0 < \omega t \leq \pi \\ 0 & \text{เมื่อ } \pi < \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

จากอนุกรมฟูเรียร์จะได้สมการแรงดันคร่อมสวิตช์ S_2 ดังนี้

$$V_{s2} = \frac{V_d}{2} + \frac{2V_d}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^n}{2n} \sin n\omega t$$

$$V_{s2} = V_d \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fundamental ของแรงดัน V_{s2} คือ

$$V_{s2} = V_{\max} \sin \omega t \quad (2.25)$$

ซึ่งจะได้ขนาด peak เป็น

$$V_{\max} = \frac{2V_d}{\pi} \approx 0.637V_d \quad (2.26)$$

ดังนั้นค่า rms ของ fundamental แรงดัน V_{s2} คือ

$$V_{\max} = \frac{2V_{\max}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}V_d}{\pi} \approx 0.45V_d \quad (2.27)$$

และจะได้สมการกระแสไหล i_o ดังนี้

$$i_o = I_{\max} \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.28)$$

เมื่อ

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{Z} = \frac{2V_d}{\pi Z} = \frac{2V_d \cos \varphi}{\pi R} = \frac{2V_d}{\pi R \sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2}} = \frac{2V_d}{\pi Z_o \sqrt{\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2}} \quad (2.29)$$

โดยที่ Z คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูลและจะได้แรงดันตกคร่อมความต้านทาน V_R คือ

$$V_R = i_o R = V_R \sin(\omega t - \varphi) \quad (2.30)$$

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ได้

$$P_o = \frac{I_{\max}^2 R}{2} = \frac{2V_d^2 R \cos^2 \phi}{\pi^2 R^2} = \frac{2V_d^2 R}{\pi^2 R^2 \left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2 \right]}$$

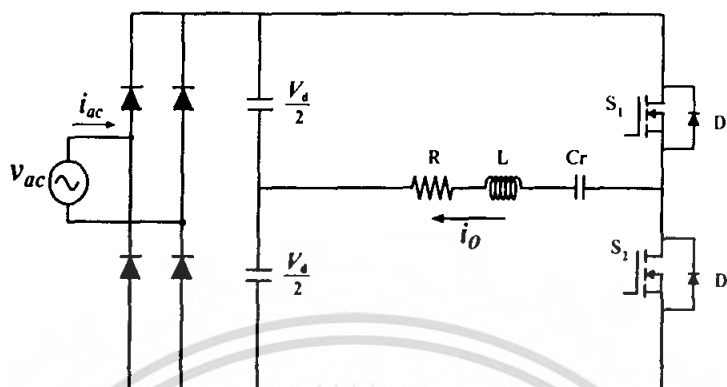
$$= \frac{2V_d^2 R}{\pi^2 Z_o^2 \left[\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2 \right]} \quad (2.31)$$

เมื่อ $f_s = f_r$,

$$P_o = \frac{2V_d^2}{\pi^2 R} \quad (2.32)$$

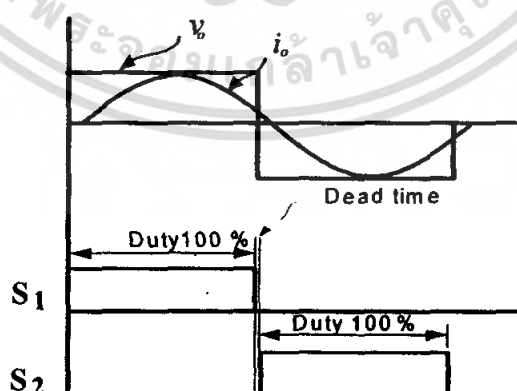
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 หลักการทำงานของ Half Bridge Inverter



รูปที่ 2.9 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่

การทำงานของวงจรดังรูปที่ 2.9 กล่าวคือ อินเวอร์เตอร์จะได้รับแรงดันไฟตรงเรียบที่มาจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V 50 Hz ผ่านวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์และตัวเก็บประจุ ซึ่งตัวเก็บประจุนี้ทำหน้าที่กรองแรงดันให้เป็นไฟตรงเรียบเพื่อเป็นอินพุตให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ ส่วนการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงเรียบให้เป็นแรงดันรูปสี่เหลี่ยม และกระแสเป็นไซน์ที่มีความถี่สูง ซึ่งการจากการสลับกันทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ Mosfet-Diode S1 , D1 และ S2 , D2 เป็นลักษณะเปิดปิดวงจรเพื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าความถี่สูงให้กับ โหลด RLC อนุกรม และเกิดสนามแม่เหล็กตั้งที่กล่าวในตอนต้นต่อไป



รูปที่ 2.10 แสดงช่วงของสวิตช์การทำงานของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

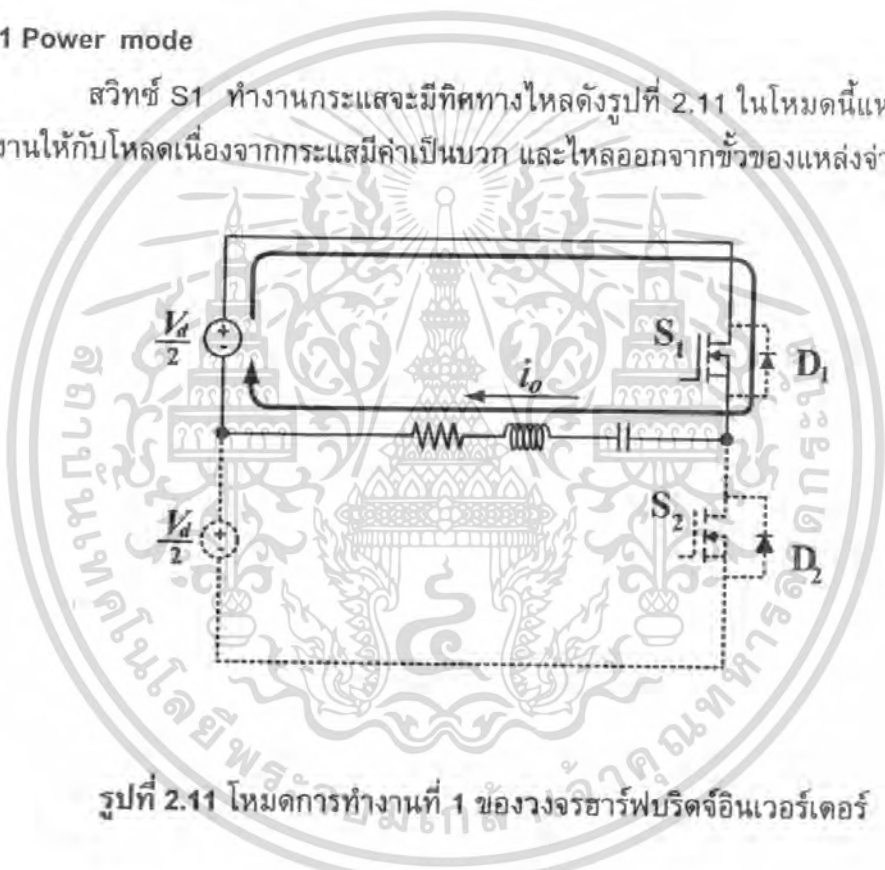
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.10 เป็นการแสดงช่วงของการสวิตช์ที่ S1 กับ S2 ต้องทำงานสลับ โดยไม่ให้ทำงานซ้อนกัน เพื่อป้องกันอุปกรณ์เสียหายจากการ Short Circuit ช่วงเวลาระหว่างการทำงานของ S1 กับ S2 นี้ เรียกว่า Dead time ซึ่งสามารถใช้การปรับ Duty เพื่อเพิ่มหรือลด Dead time ได้

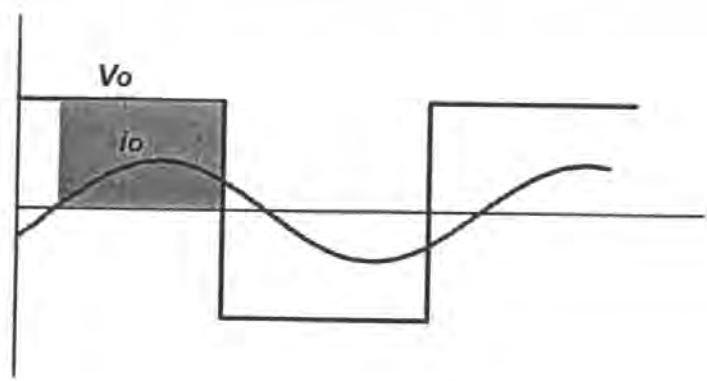
เมื่อกำหนดให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ สามารถแบ่งออกเป็น 4 โหมดการทำงานดังนี้

โหมดที่ 1 Power mode

สวิตช์ S1 ทำงานกระแสจะมีทิศทางไหลดังรูปที่ 2.11 ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแสมีค่าเป็นบวก และไหลออกจากขั้วของแหล่งจ่าย DC



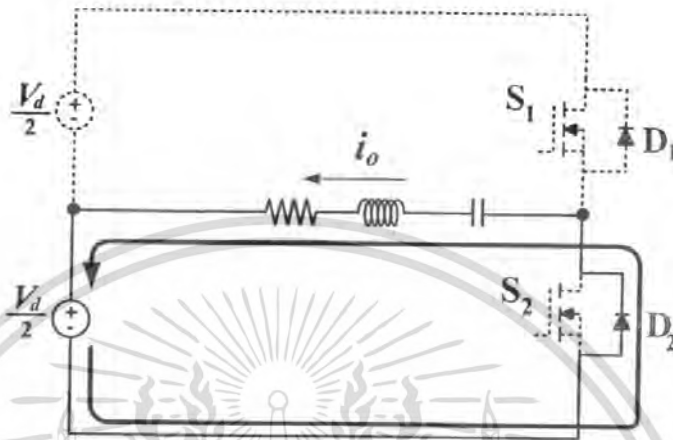
รูปที่ 2.11 โหมดการทำงานที่ 1 ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์



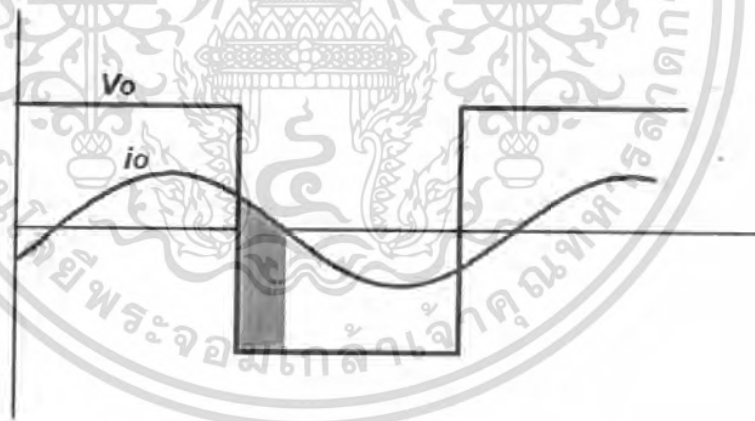
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ฐานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.12 คลื่นแรงดันและการกระแสของโหมด 1 Power mode
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดที่ 2 Regenerative mode

ไดโอด D2 ทำงาน กระแสจะมีทิศทางดังรูปที่ 2.13 ในโหมดนี้จะเป็นการคืนพลังงานให้กับแหล่งจ่ายเนื่องจากกระแสมีทิศทางเป็นลบและไหลเข้าขั้วบวกของแหล่งจ่าย DC



รูปที่ 2.13 โหมดการทำงานที่ 2 ของวงจรรีฟรีดจ้ออินเวอร์เตอร์

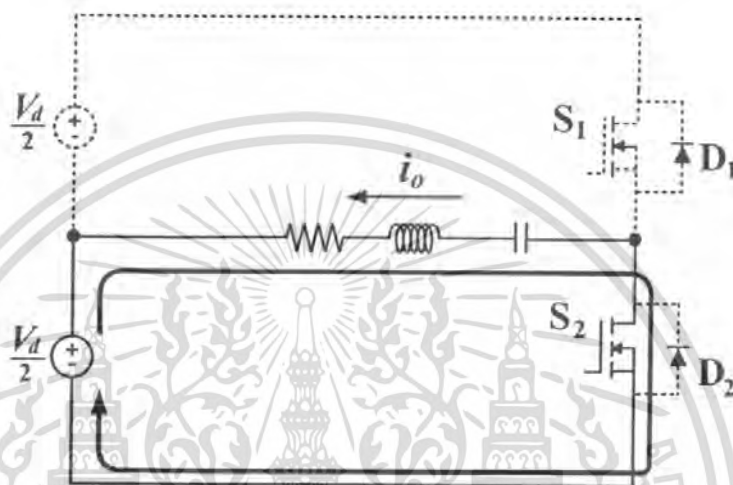


รูปที่ 2.14 คลื่นแรงดันและการกระแสของโหมด 2 Regenerative mode

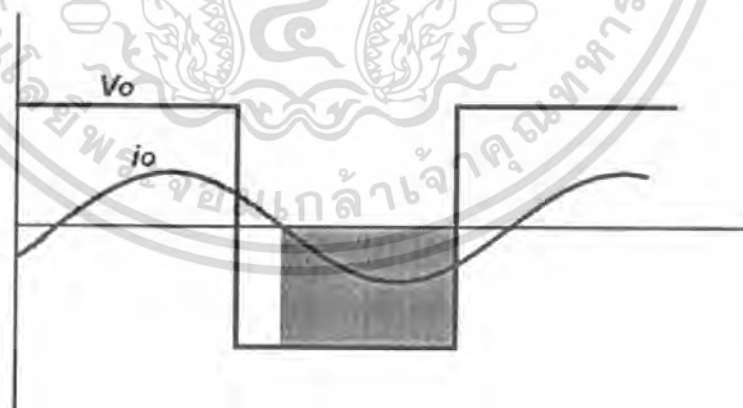
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดที่ 3 Power mode

สวิตช์ S2 ทำงานกระแสและมีทิศทางไหลดังรูปที่ 2.15 ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแสมีค่าเป็นบวก และไหลออกจากขั้วของแหล่งจ่าย DC



รูปที่ 2.15 โหมดการทำงานที่ 3 ของแรงดันวงจรอาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

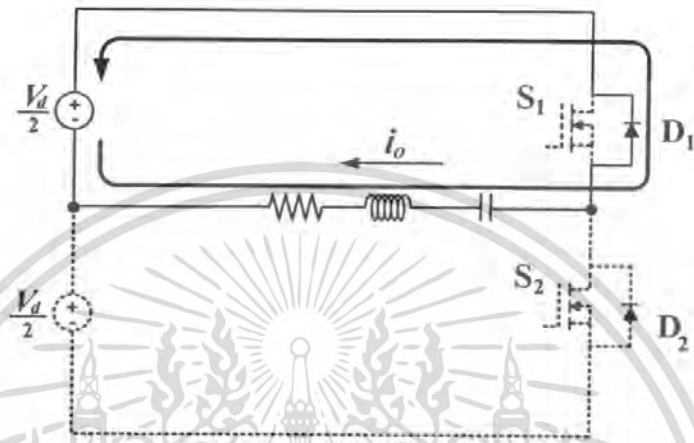


รูปที่ 2.16 คลื่นแรงดันและการกระแสของโหมด 3 Power mode

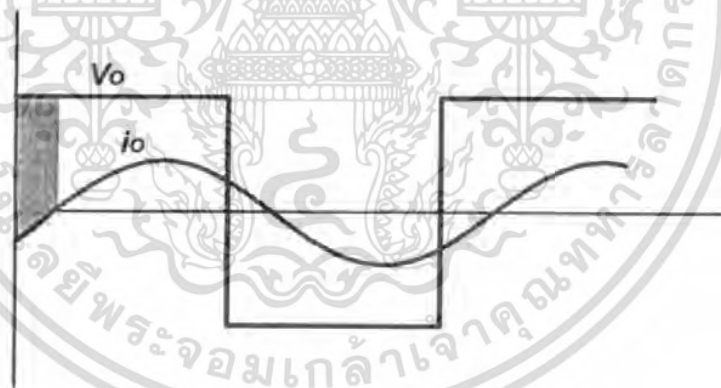
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดที่ 4 Regenerative mode

ไดโอด D1 ทำงาน ดังรูปที่ 2.17 ในโหมดนี้โหลดจะคืนพลังงานให้กับแหล่งจ่าย เนื่องจากกระแสมีค่าเป็นลบ และไหลเข้าขั้วของแหล่งจ่าย DC



รูปที่ 2.17 โหมดการทำงานที่ 4 ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.18 คลื่นแรงดันและการกระแสของโหมด 4 Regenerative mod

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

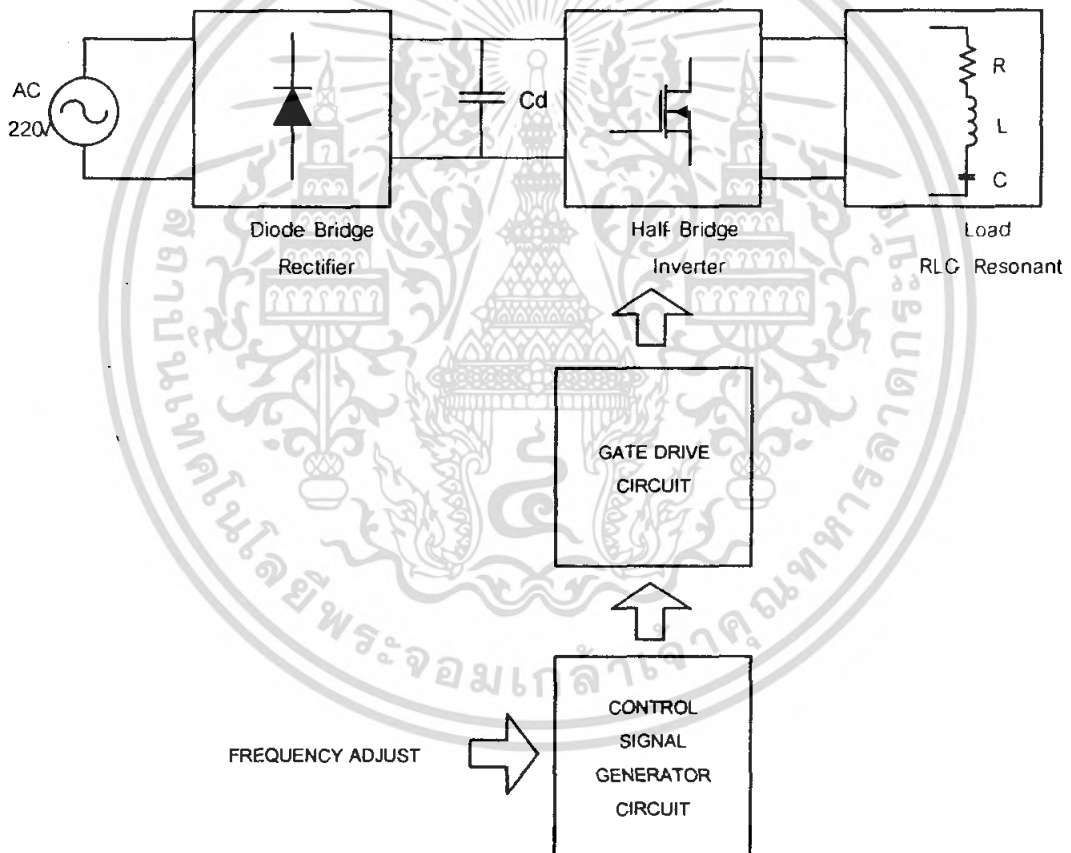
บทที่ 3

การออกแบบ ของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง แบบ Half Bridge Inverter

3.1 ขั้นตอนการออกแบบและคำนวณ

3.1.1 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

เมื่อมีระบบชุดวงจรกำลังและโหลดแล้ว ต่อไปก็ต้องมีชุดวงจรขับสัญญาณ เพื่อมาควบคุมฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โดยใช้การปรับความถี่ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมการออกแบบของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ขั้นตอนการคำนวณหาค่า R, L, C, f_{sw}, THD , ของขดลวดเหนี่ยวนำจากค่าวัตต์ (P_o) แรงดันสแควร์ (V_1), เอกลักษณ์เพาเวอร์แฟกเตอร์ ($\cos \theta_1$), Quality factor (Q), ความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) ที่กำหนดให้

1. กำหนดค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์, P
2. ทำการหาค่า RMS Voltage จากสมการ V_1

$$V_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2} \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} \quad (V)$$

3. กำหนดค่าตัวประกอบกำลัง p.f., $\cos \theta_1$
4. สามารถหาค่า RMS Current $I_{o,1}$ จากสมการ

$$P = V_1 I_{o,1} \cos \theta_1 \quad (W)$$

โดยแทนค่า $P =$ กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ (จากข้อ 1)

$$V_1 = \text{Voltage (จากข้อ 2)}$$

$$\cos \theta_1 = \text{p.f. (จากข้อ 3)}$$

จะได้

$$I_{o,1} = \frac{P}{V_1 \cos \theta_1} \quad (A)$$

5. สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ Z_1 จากสมการ

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_{o,1}} \quad (\Omega)$$

6. สามารถหาค่าตัวต้านทาน R จากสมการ

$$R = Z_1 \cos \theta_1 \quad (\Omega)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. สามารถหาค่า $X_{L,i} - X_{C,i}$ จากสมการ

$$X_{L,i} - X_{C,i} = Z_i \sin \theta_i \quad (\Omega)$$

8. กำหนดค่า Q และความถี่ resonant : $\omega_0 = 2\pi f$

9. สามารถหาค่า L ได้จากสมการ

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R}$$

$$L = \frac{QR}{\omega_0}$$

$$L = \frac{QR}{2\pi f_r}$$

(H)

10. สามารถหาค่า C ได้จากสมการ

$$Q = \frac{1}{\omega_0 RC}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 RQ}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_r RQ}$$

(F)

11. หาค่า switching frequency , f_{sw} จากสมการ

$$X_L - X_C = Z_i \sin \theta_i$$

$$\omega_1 L - \frac{1}{\omega_1 C} = Z_i \sin \theta_i$$

$$\frac{\omega_1^2 LC - 1}{\omega_1 C} = Z_i \sin \theta_i$$

$$\omega_1^2 LC - (Z_i \sin \theta_i) C \omega_1 - 1 = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{sw} = \frac{\omega_1}{2\pi} \quad (\text{Hz})$$

12. หาค่า Harmonics ของ out current จากสมการ

$$I_n = \frac{V_{i,n}}{R \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{n\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega_1} \right)^2}} \quad (A)$$

13. หาค่า % THD_I จากสมการ

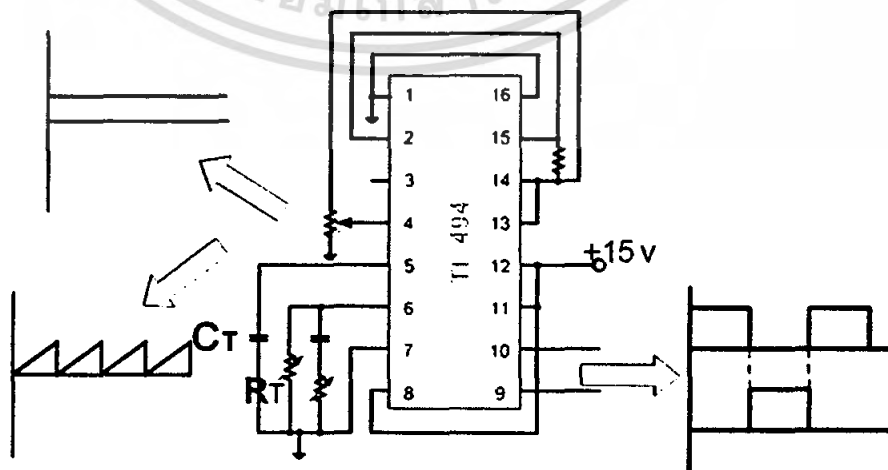
$$\%THD_I \approx \frac{\sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2}}{I_1} \times 100\%$$

3.3 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมและวงจรขับเกท

วงจรสร้างสัญญาณควบคุมสวิตช์ (Control signal generator) ในโครงงานนี้จะใช้ IC เบอร์ TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณควบคุม ซึ่งสามารถปรับความถี่ของสัญญาณได้โดยการปรับค่า C และ R ที่ขา 5 และ 6 ของวงจรได้ ซึ่งไปตามสมการที่(3.1)

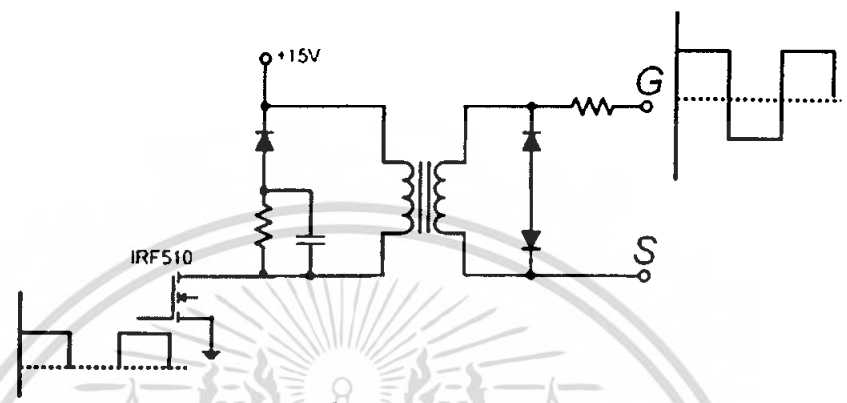
$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \quad (3.1)$$

โดยที่สัญญาณขา 4 เป็นแรงดันกระแสดตรง และขา 5 เป็นสัญญาณคลื่น Saw Tooth ทำการ Comparison กัน ได้สัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมที่สลับกัน ออกมาที่ขา 9 และ 10 (ดูรูปที่ 3.2 ประกอบ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 3.2 วงจรสร้างสัญญาณควบคุม ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

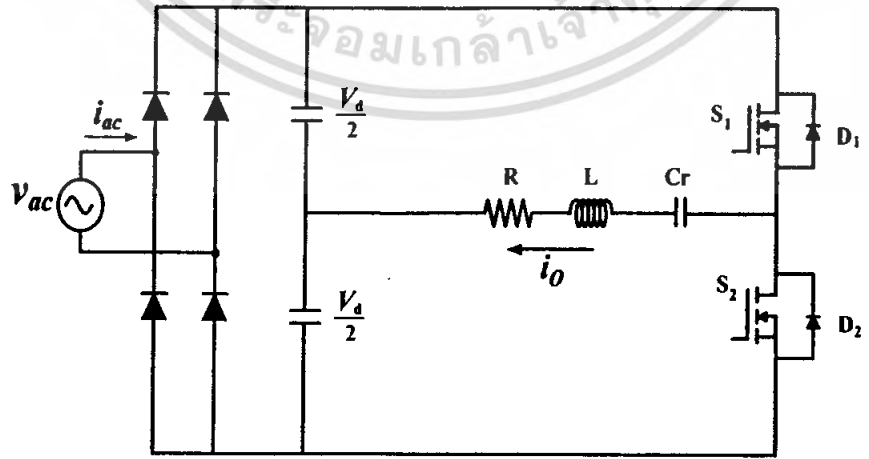
เมื่อได้สัญญาณออกมาแล้วส่วนต่อไปก็จะเป็นวงจรขับเกทที่ใช้ IRF 510 ทำงานร่วมกับหม้อแปลงแยกกราวด์ เพื่อทำหน้าที่ขับสัญญาณ บวก และ ลบ เพื่อไป ON และ OFF power mosfet ของวงจรกำลังอีกต่อหนึ่ง และวงจรขับเกทนี้ยังทำหน้าที่แยกทางไฟฟ้า ระหว่างของวงจรกำลังกับวงจรส่วนสร้างสัญญาณอีกด้วย



รูปที่ 3.3 วงจรขับเกท

3.4 วงจรกำลัง Half Bridge Inverter

Bridge diode rectifier แปลงไป AC line 220 V เป็นไฟ DC แล้วใช้ C_d ที่มีค่ามาก ๆ กรองแรงดันให้เรียบ ในส่วนของ half – bridge inverter ซึ่งมี power mosfet เป็นอุปกรณ์สวิตช์ โดยเลือกใช้ IRFP 460 ซึ่งมีพิทักแรงดัน 500 V และกระแสพิทัก 50 A ก็ สามารถจ่ายโหลดที่ได้ออกแบบได้ ซึ่ง R L และ C_r ในวงจรก็คือโหลดของ Half Bridge Inverter นี้เอง ซึ่งรูปคลื่นเอาท์พุท นั้นได้แสดงไว้ในโหมดการทำงานของ Half Bridge Inverter แล้ว



รูปที่ 3.4 วงจรกำลัง Half Bridge Inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

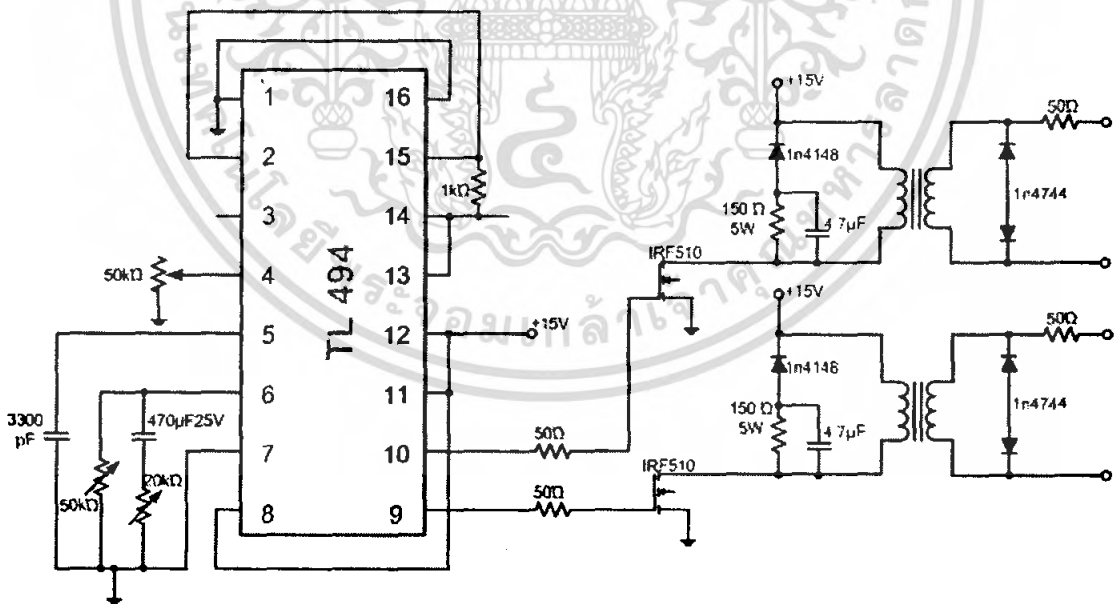
ผลการทดลองและการขมิบเลต

ในบทนี้จะเป็นผลที่ได้จากการขมิบเลตในค่าต่างๆ ที่ได้ทำการศึกษาในบทที่ 3 โดยใช้โปรแกรม Matlab เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลอง ซึ่งในบทที่ 3 สมการต่างๆ ได้จากการวิเคราะห์ห้วงจรของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง และแรงดันเป็นแบบไฟตรงเรียบ โดยขั้นตอนการขมิบเลตจะกล่าวไปตามหัวข้อต่างๆ

4.1 การเปรียบเทียบผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab และผลการทดลองคลื่นแรงดันและ กระแสพร้อมสเปกตรัมความถี่ในจุดต่างๆ ในวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงกรณีป้อนแรงดันไฟตรงเรียบให้ทางด้านอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์

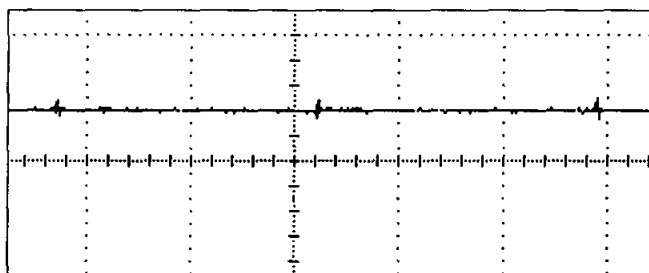
4.1.1 ขั้นตอนในการทำการทดลอง

ในการทดลองจะใช้วงจรการทำงานตามรูปที่ 4.1 และ 4.3 ซึ่งมีพิกัดของอุปกรณ์ตามตารางที่ 4.1 ซึ่งมีขั้นตอนการทดลองดังต่อไปนี้

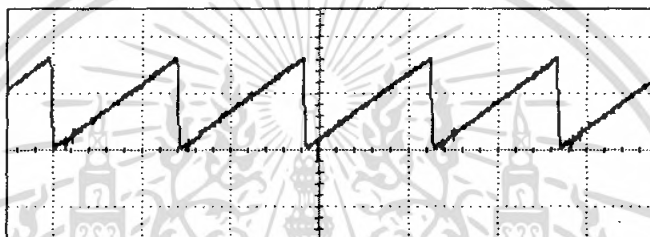


รูปที่ 4.1 วงจรสร้างสัญญาณควบคุมและวงจรขับเคลื่อนที่ใช้ทดลอง

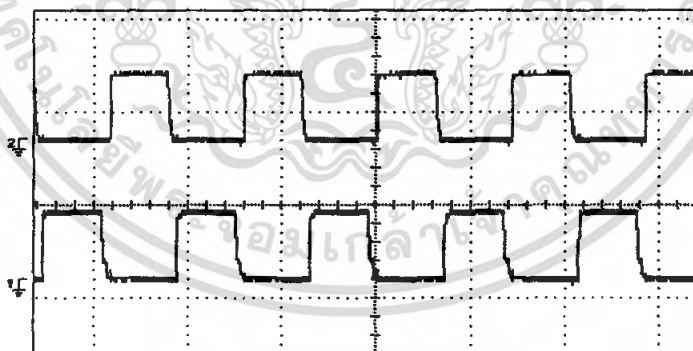
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 คลื่นสัญญาณที่ได้จากขา ของ TL 494



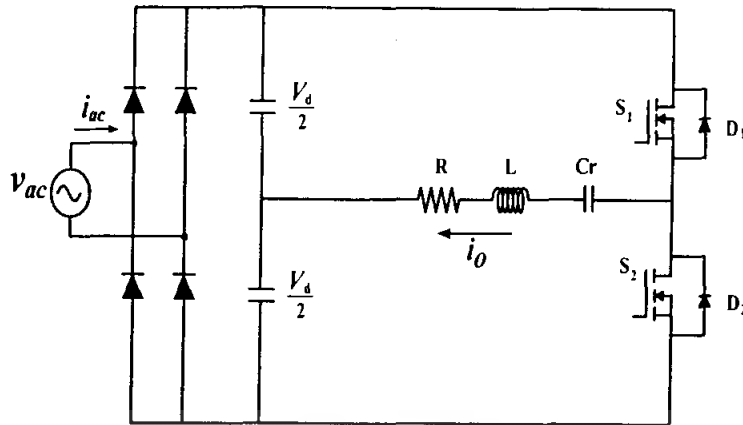
รูปที่ 4.3 คลื่นสัญญาณที่ได้จากขา 5 ของ TL 494



รูปที่ 4.4 คลื่นสัญญาณที่ได้จากขา 9 และ 10 ของ TL 494

ส่วนคลื่นสัญญาณที่ออกจากชุดขับเกตนั้นก็จะมีลักษณะคล้ายกับคลื่นสัญญาณ
ที่ได้จากขา 9 และขา 10 ของ TL 494 แต่จะมีทั้งค่าบวกและลบด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 วงจรกำลังเดาหุงตัมเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ป้อนอินพุตด้วยแรงดันไฟตรงเรียบ ให้โหลด RLC

ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรเดาหุงตัมเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ป้อนอินพุตด้วยแรงดันไฟตรงเรียบให้ทางด้านอินพุต ที่ใช้ในการทดลองจริง

รายการอุปกรณ์	รายละเอียด
ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์	KBPC10-06
อุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	IRFP460 500V
ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์	0.135 μF
ตัวเก็บประจุ C1	1500 μF
ตัวเก็บประจุ C2	1500 μF
ขนาดเส้นลวดของขดลวดเหนี่ยวนำ	ลวด เบอร์ 30 S.W.G
จำนวนเส้นลวดตีเกลียวของขดลวดเหนี่ยวนำ	6 เส้น
จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ	60 รอบ
เส้นผ่านศูนย์กลางของภาชนะหุงตัม	15 เซนติเมตร
ประเภทภาชนะหุงตัม	สแตนเลส
ระยะแก๊ป	9 มิลลิเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ทดลองปรับแรงดันที่วารีแอนด์เพื่อหาค่าแห่งที่สามารถอ่านค่าได้ 220 Vrms ขณะที่ยังไม่ทำการต่อกับวงจรเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง แล้วทำเครื่องหมายบอกตำแหน่งดังกล่าว
 2. ทำการต่อวารีแอนด์ เข้ากับอินพุทของ วงจรเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยที่ยังไม่ได้มีความปรับค่าแรงดันที่วารีแอนด์ซึ่งขณะนี้ทำการปรับค่าความถี่สวิทซ์ของอินเวอร์เตอร์ ให้มีค่าประมาณ 35 kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่มากกว่าค่ารีโซแนนซ์เล็กน้อย
 3. ทำการค่อยๆปรับแรงดันที่วารีแอนด์ วัดคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง พร้อมทั้งบันทึกรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม Bitmap และค่าข้อมูลของรูป คลื่นในรูปแบบแฟ้ม ASCII จากออสซิลโล สโคป
 4. ทำการปรับความถี่เพิ่มขึ้นเล็กน้อย อาจจะเป็น 0.5~1 kHz จนถึงประมาณ 40 kHz เพื่อแล้วทำเช่นเดียวกับข้อที่ (3.) เพื่อทำการวัดวัดคลื่นแรงดันและกระแสที่ความถี่ที่เปลี่ยนไป
- 4.1.2 ขั้นตอนการซิมูเลตด้วยโปรแกรม Matlab**
1. ใช้ค่าแรงดันไฟสลัปที่ได้จากการทดลองที่เป็นค่า rms ซึ่งคูณด้วย $\sqrt{2}$ เพื่อให้ได้ค่าพีค
 2. ใช้ค่าความถี่สวิทซ์ของอินเวอร์เตอร์และค่ามุมจตจนวน ที่ทำการทดลอง
 3. ใช้ค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำที่ได้จากการทดลองซึ่งค่าดังกล่าวนี้จะได้ จากการนำคลื่นแรงดันตกคร่อมสวิทซ์ และกระแสโหลด มาทำการอนุกรมฟูเรียร์เพื่อให้ได้สเปกตรัมของแรงดันที่ตกคร่อมสวิทซ์ และกระแสโหลดที่ฮาร์โมนิกตำแหน่งต่างๆ
 4. ทำการซิมูเลต
 5. ใช้ค่าความถี่สวิทซ์ของอินเวอร์เตอร์ และทำเช่นเดียวกับข้อที่ (4)

4.2 ผลการทดลองและการซิมูเลต

ในหัวข้อนี้จะเป็นการแสดงลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมบริเวณอินพุทและเอาต์พุทของวงจรเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง จากสมการที่ได้ทำการศึกษาในบทที่แล้ว มาซิมูเลตด้วยโปรแกรม Matlab และทำการเปรียบเทียบกับผลการทดลองเมื่อความถี่ของสวิทซ์เปลี่ยนแปลง เพื่อความสะดวก ในที่นี้ได้ยกมา 3 กรณี ซึ่งก็เพียงพอต่อการพิจารณา คือ ที่ความถี่ 35.46kHz , 36.23kHz และ 38.31kHz ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

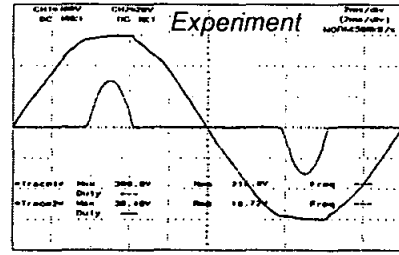
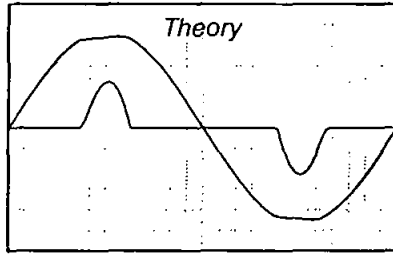
4.2.1 ในกรณีที่ความถี่อินเวอร์เตอร์คือ 35.46kHz

ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแส พร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นจากโปรแกรม Pspice และค่าสเปกตรัมจากการซิมูเลชันของโปรแกรม Matlab ดังรูป เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุทของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ เป็นแรงดันกระแสและสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ ความถี่ประมาณ 35.46kHz

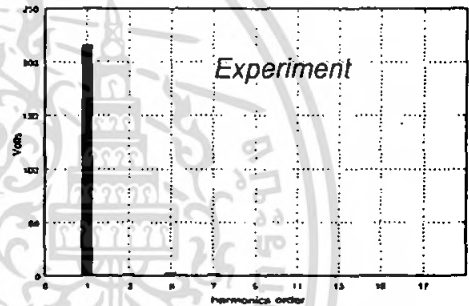
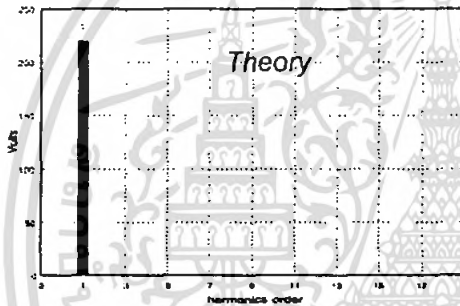


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

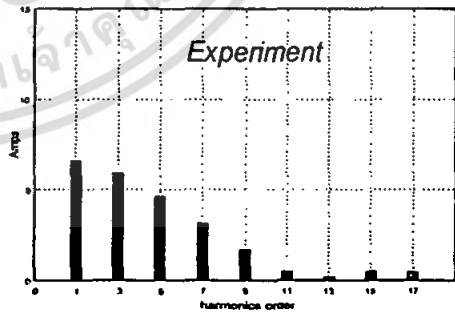
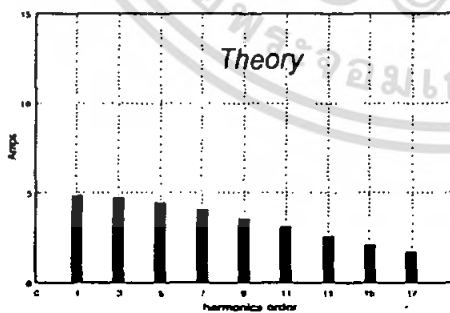
4.2.1.1 ด้านอินพุตที่ความถี่ 35.46kHz



(a) คลื่นแรงดันและกระแสของเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและจากการ simulation แรงดัน ($y = 100V/div$, $x = 2ms/div$) กระแส ($y = 20V/div$, $x = 2ms/div$)



(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของอินพุตเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จาก การทดลองและการ simulation

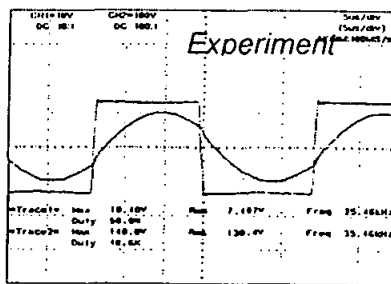
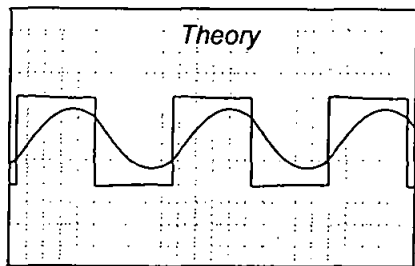


(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของอินพุตเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากทดลองและการ simulation

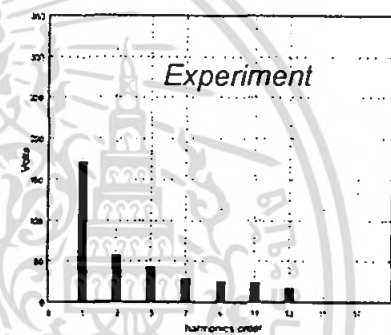
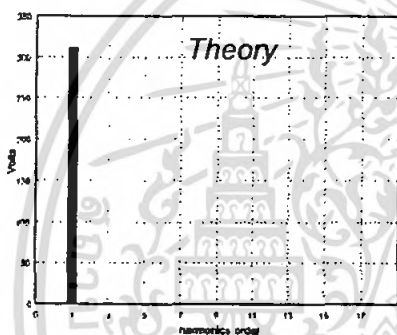
รูปที่ 4.6 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเดาหุงต้มเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
 ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบที่ความถี่ 35.46kHz ารค่า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

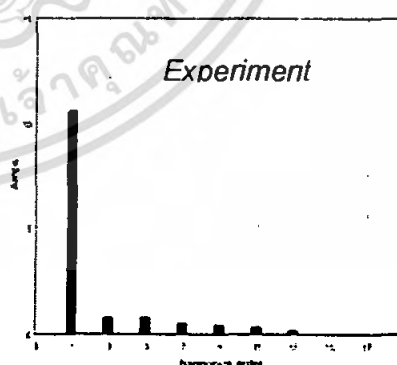
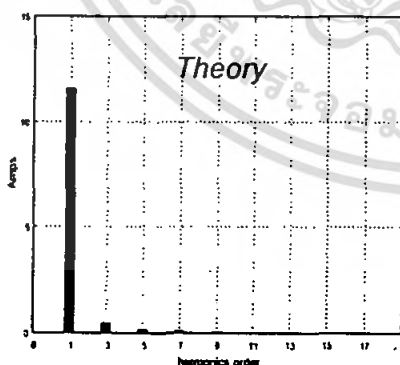
4.2.1.2 ด้านเอาต์พุตที่ความถี่ 35.46kHz



(a) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการทดลองและการ simulation



(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการทดลองและการ simulation

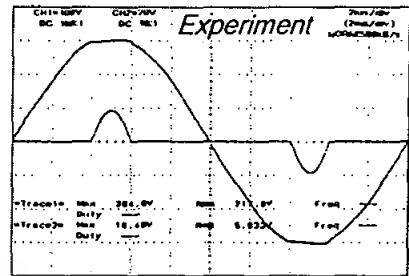
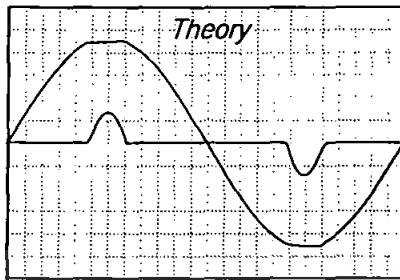


(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการทดลองและการ simulation

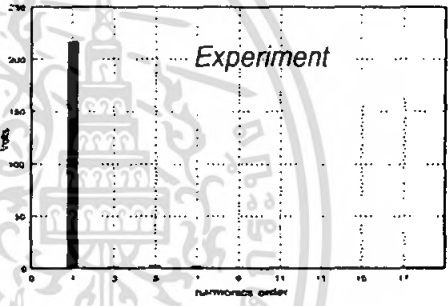
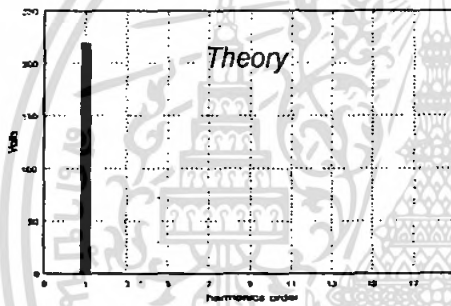
รูปที่ 4.7 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่ เอกสารนี้เป็นเอกสาร ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบที่ความถี่ 35.46 kHz ไม่ว่าจะฟรีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 ในกรณี ที่ความถี่อินเวอร์เตอร์เป็น 36.23 kHz

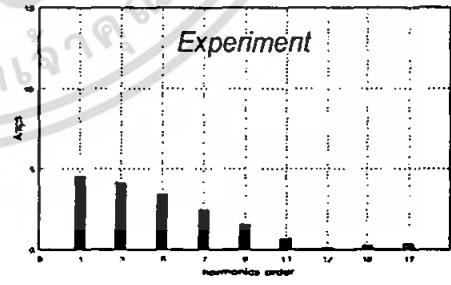
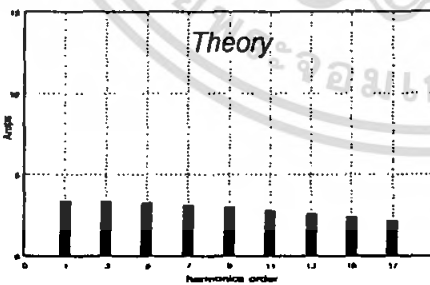
4.2.2.1 ด้านอินพุตที่ความถี่ 36.23kHz



- (a) คลื่นแรงดันและกระแสของเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและจากการ simulation แรงดัน ($y = 100V/div$, $x = 2ms/div$) กระแส ($y = 20V/div$, $x = 2ms/div$)



- (b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของอินพุตเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation



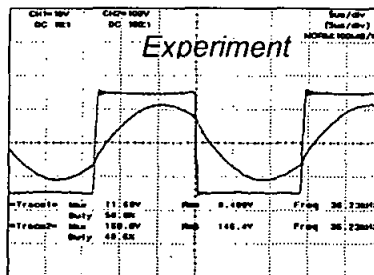
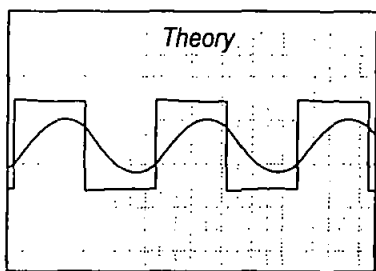
- (b) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของอินพุตเดาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

รูปที่ 4.8 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเดาหุงต้มเหนี่ยวนำ

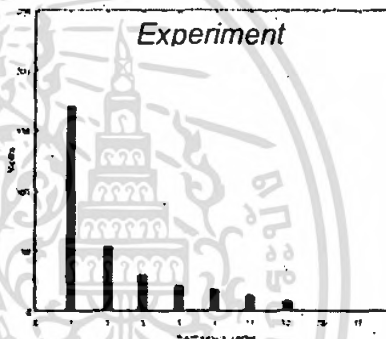
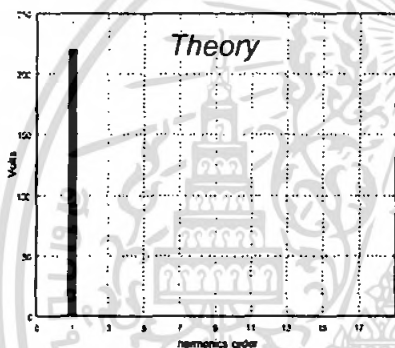
ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียงที่ความถี่ 36.23kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

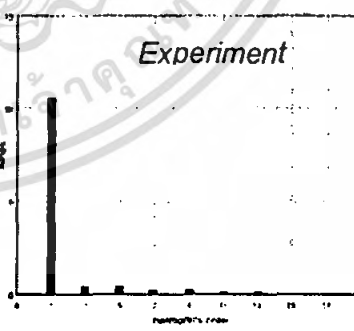
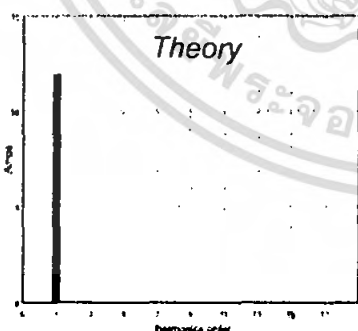
4.2.2.2 ด้านเอาร์ทพุทที่ความถี่ 36.23kHz



(a) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ Simulation



(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของเอาร์ทพุทเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการทดลอง



(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของเอาร์ทพุทเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการทดลองและการ simulation

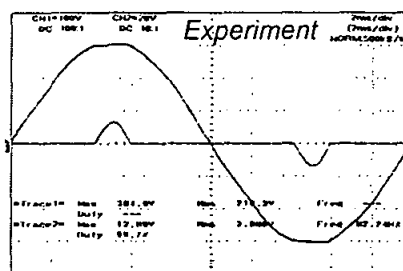
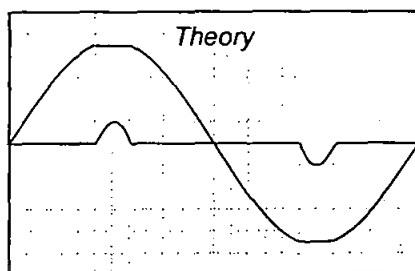
รูปที่ 4.9 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของเอาร์ทพุทเตาหุงต้ม

จากการทดลองและการ simulation ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุท

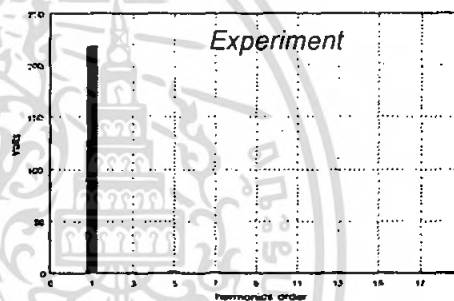
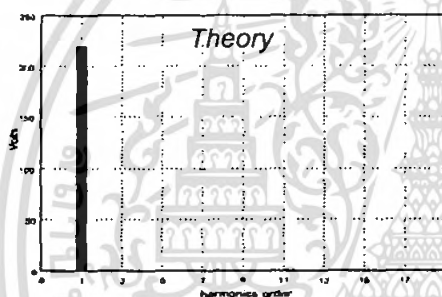
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
อินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบที่ความถี่ 36.23 KHz
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 ในกรณีที่ ความถี่อินเวอร์เตอร์เป็น 38.31kHz

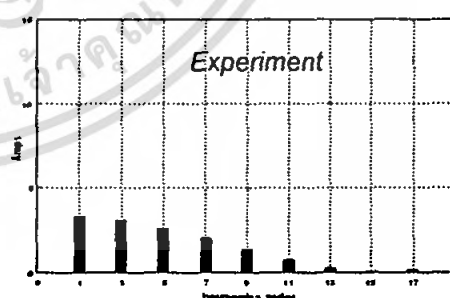
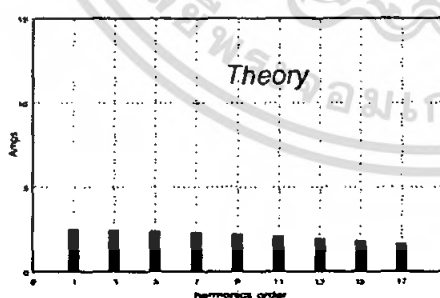
4.2.3.1 ด้านอินพุตที่ความถี่ 38.31kHz



- (a) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการทดลอง และจากการsimulation แรงดัน ($y = 100\text{V/div}$, $x = 2\text{ms/div}$) กระแส ($y = 20\text{V/div}$, $x = 2\text{ms/div}$)



- (b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation



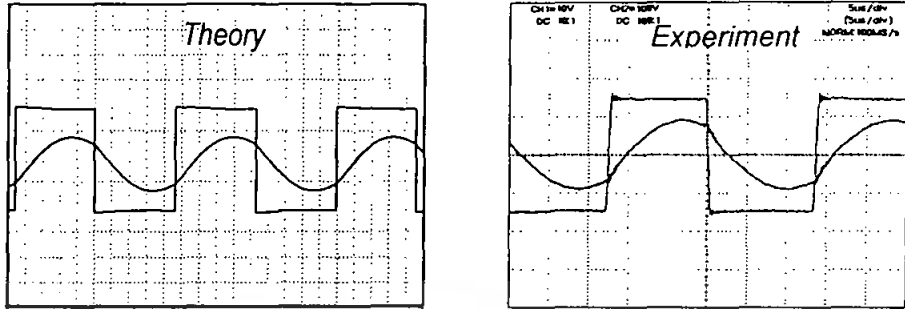
- (c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

รูปที่ 4.10 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมในของอินพุตเตาหุงต้ม

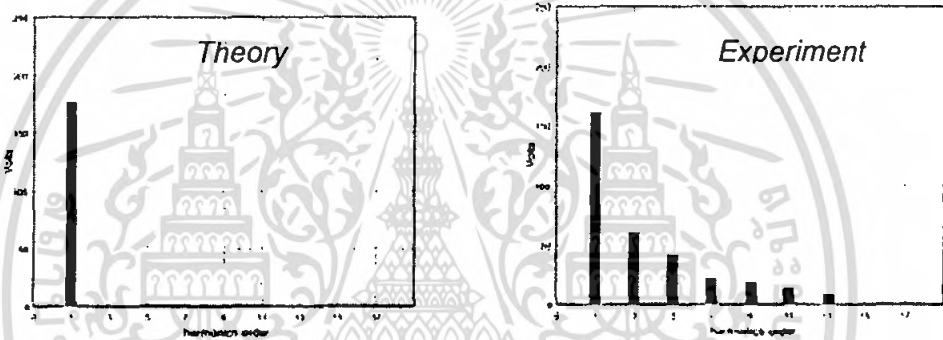
ทดลองและการ simulation ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็น
ไฟตรงเรียบที่ความถี่ 38.31 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในโครงการวิจัยเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

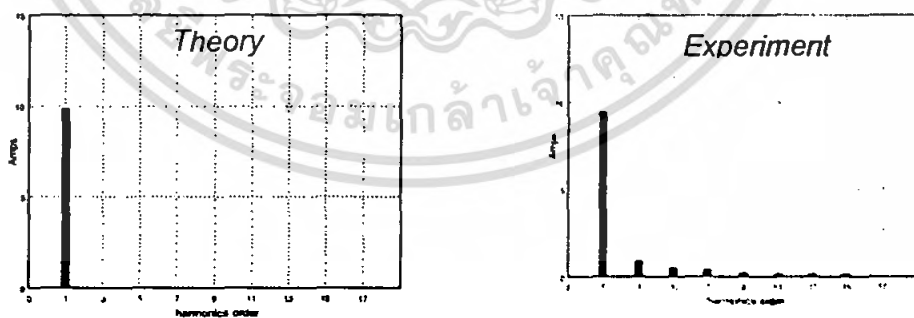
4.2.3.2 ด้านเอาร์ทพุทที่ความถี่ 38.31 kHz



(a) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลอง การ simulation



(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของเอาร์ทพุทเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ ได้จากการทดลองและการ simulation

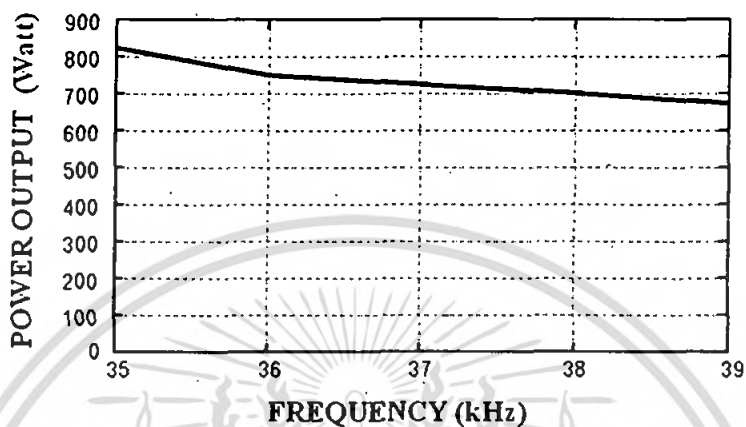


(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของเอาร์ทพุทเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลอง

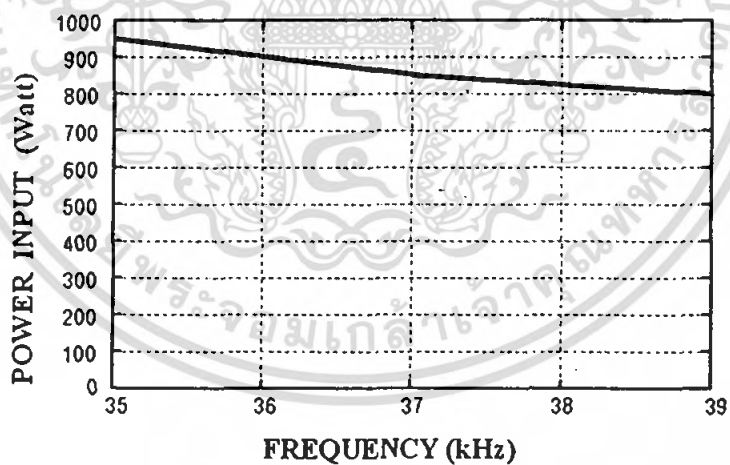
รูปที่ 4.11 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของเอาร์ทพุทเตาหุงต้ม ที่ได้จากการทดลองและการ simulation ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในห้องเรียนเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.9 แสดงเส้นกราฟของค่า Power Output เมื่อมีการปรับความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ค่าของ Power Output ลดลง เนื่องจากเมื่อมีความถี่ที่สูงขึ้นมุมต่างเฟส V_o กับ i_o มีค่ามากขึ้นและขนาดของกระแสมีค่าลดลง

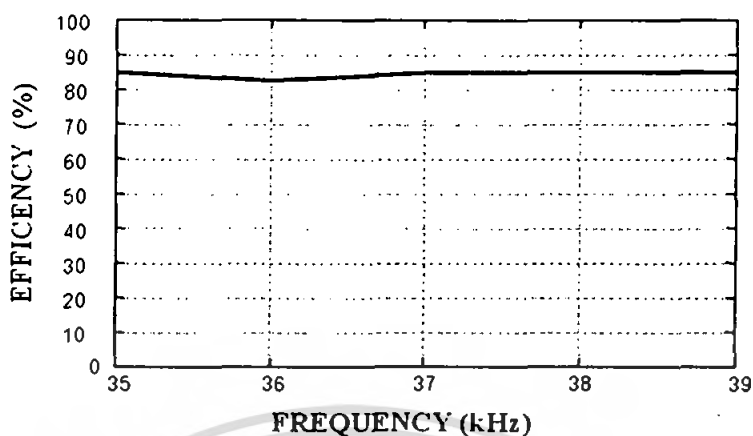


รูปที่ 4.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Power Output กับ ค่าความถี่



รูปที่ 4.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Power Input กับ ค่าความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า ประสิทธิภาพ กับ ค่าความถี่

จากรูป 4.10 แสดงเส้นกราฟของค่า Power Input เมื่อมีการปรับความถี่ที่สูงขึ้นกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ค่าของ Power Input ก็ลดลงเช่นกัน

เมื่อนำมาหาค่าประสิทธิภาพที่ค่าความถี่ต่างๆจะได้กราฟตามรูปที่ 4.11 ที่แสดงความสัมพันธ์ ระหว่างค่า ประสิทธิภาพ กับ ค่าความถี่ และจะสังเกตได้ว่า ประสิทธิภาพเริ่มลงที่เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ซึ่งคงที่ ที่ประมาณ 85%

บทที่ 5

สรุปผล

จากโครงการชิ้นนี้ เตาหุงต้มเหนี่ยวนำ(Induction Cooking) ที่สร้างจากวงจรอินเวอร์เตอร์ แบบ ฮาร์ฟบริดจ์ ซึ่งเมื่อศึกษาและทำความเข้าใจเกี่ยวกับหลักการทำงานของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำทำให้สามารถออกแบบและสร้างเตาหุงต้มเหนี่ยวนำได้ โดยได้ผลการทดลองดังนี้ ความถี่สวิทช์ซึ่งอยู่ในช่วง 35-40 kHz มีกำลังไฟฟ้าประมาณ 800 วัตต์ โดยใช้ IC เบอร์ TL494 เป็นวงจรสร้างสัญญาณ ควบคุม สวิทช์ที่สามารถปรับความถี่ได้ ซึ่งมีผลทำให้ควบคุมกำลังไฟฟ้าได้ โดยเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นกำลังเอาต์พุตจะลดลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] วีระเชษฐ ชันเงิน และวุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์,อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Power Electronics, พิมพ์ครั้งที่ 4 .กรุงเทพฯ:ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง.2549
- [2] สุรพล รักวิชัย, ฟิสิกส์ 2 : สำหรับวิทยาศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์,กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2541.
- [3] นมัสพร รัตนประภา , อัจฉรา พิเชฐจำเริญ และอากาศพรรณ บุญโสภณ ,”เตาหุงต้มเหนียวนำแบบกึ่งบริดจ์ขนาดเล็ก”,ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2549.
- [4] ชาวฤทธิ มุลสุรินทร์ ,เดชบรร สุคมเดชะ, รัฐ โลหะการก และอนุวัฒน์ จันทรอุดมสุข,“เตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟส”,ปริญญาานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2549.
- [5] ธารากร เนยเขียว, พิจิตร พอกแก้ว และสุชาติ เก่งขุนทด, ”เตาหุงต้มโดยใช้ฮาล์ฟบริดอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม”,ปริญญาานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2544.
- [6] รังสรรค์ โกญจนานนิก,“เตาแม่เหล็ก” ,วารสารวิทยาศาสตร์,คณะวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี , มหาวิทยาลัยหัวเฉียวเฉลิมพระเกียรติ ,มีนาคม-เมษายน 2550,หน้า112-115



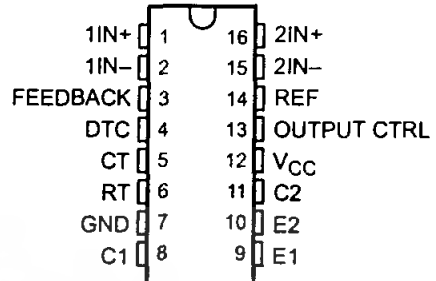
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

- 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

D, DB, N, NS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



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 .

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES				
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (DB)	THIN SHRINK SMALL OUTLINE (PW)
0°C to 70°C	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CDB	TL494CPW
-40°C to 85°C	TL494ID	TL494IN	—	—	—

The D, DB, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR).



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.

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายใน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงเลขประจำของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

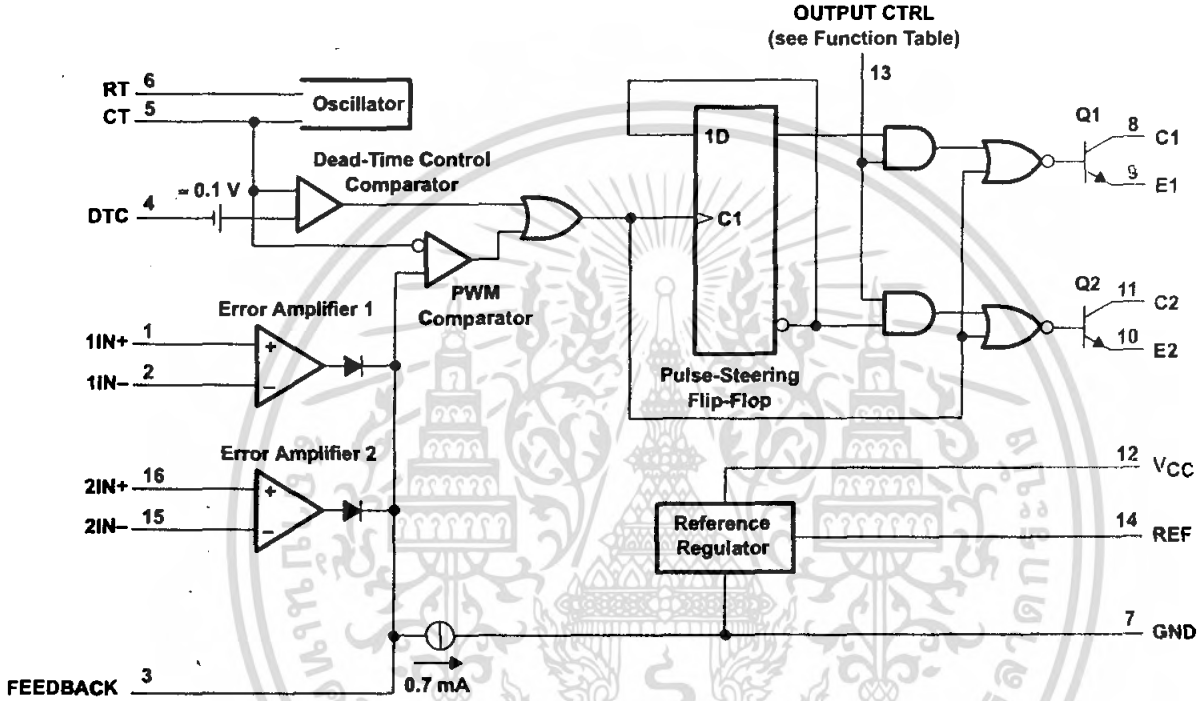
TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

FUNCTION TABLE

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

functional block diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตีพิมพ์แสดงเนื้อหา และต้องส่งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

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

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 Note 2 and 3):	
D package	73°C/W
DB package	82°C/W
N package	67°C/W
NS package	64°C/W
PW package	108°C/W
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	-65°C 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: 1. All voltage values are with respect to the network ground terminal.
 2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\text{max})$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\text{max}) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT	
V_{CC}	Supply voltage	7	40	V	
V_I	Amplifier input voltage	-0.3	$V_{CC}-2$	V	
V_O	Collector output voltage		40	V	
	Collector output current (each transistor)		200	mA	
	Current into feedback terminal		0.3	mA	
f_{osc}	Oscillator frequency	1	300	kHz	
C_T	Timing capacitor	0.47	10000	nF	
R_T	Timing resistor	1.8	500	k Ω	
T_A	Operating free-air temperature	TL494C	0	70	°C
		TL494I	-40	85	



TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

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 CONDITIONS†	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 CONDITIONS†	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 $T_A = 25^\circ\text{C}$.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... TEXAS INSTRUMENTS... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า...
 4 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตีและเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D - JANUARY 1983 - REVISED MAY 2002

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	MIN	TYP†	MAX	UNIT
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	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)	$V_I = 0\text{ to }5.25\text{ V}$		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$		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	MIN	TYP†	MAX	UNIT
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	MIN	TYP†	MAX	UNIT	
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	MIN	TYP†	MAX	UNIT
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	ns
Fall time			25	100	ns
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		100	200	ns
Fall time			40	100	ns

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



**TEXAS
INSTRUMENTS**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายใน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D – JANUARY 1983 – REVISED MAY 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

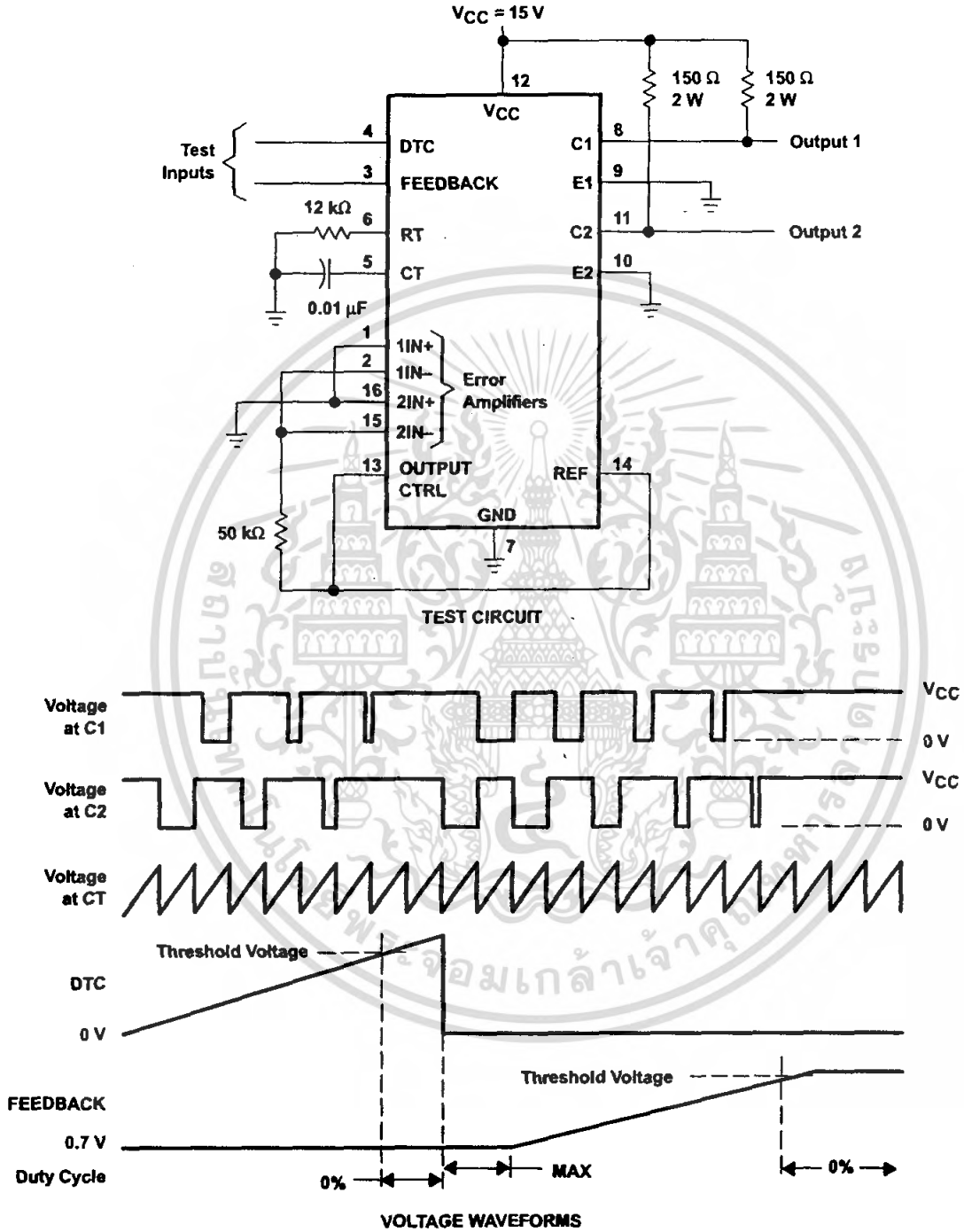


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

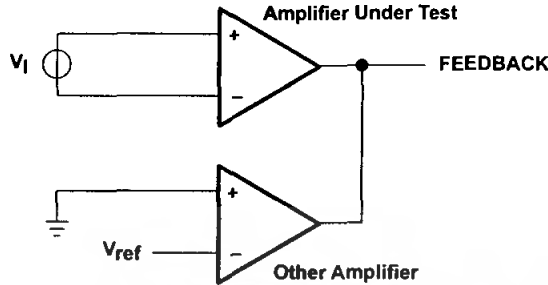
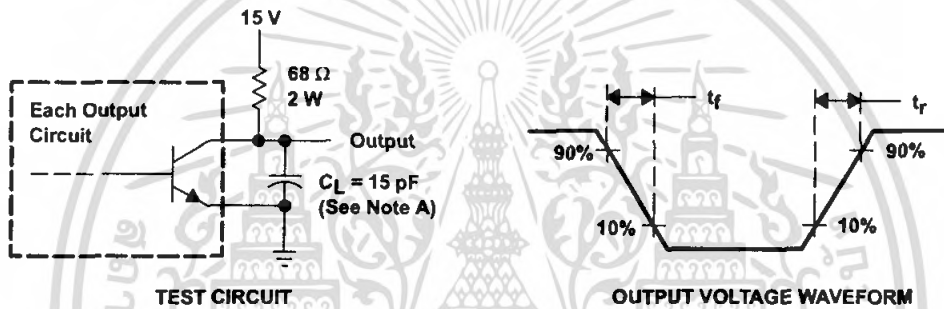
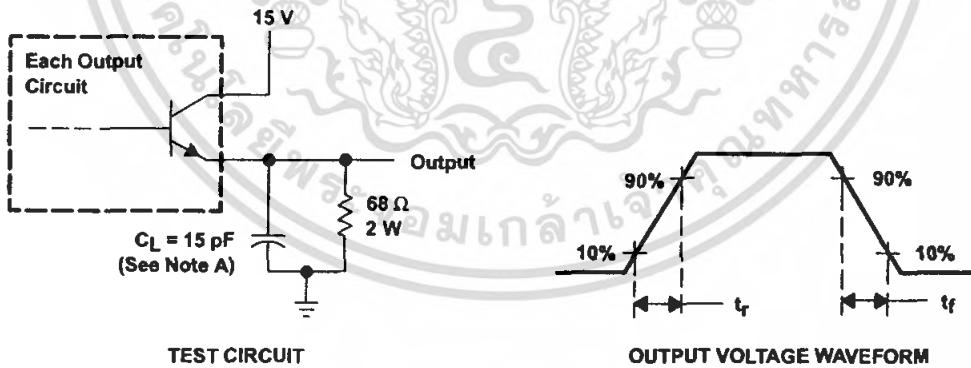


Figure 2. Amplifier Characteristics



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

TL494
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074D - JANUARY 1983 - REVISED MAY 2002

TYPICAL CHARACTERISTICS

**OSCILLATOR FREQUENCY AND
 FREQUENCY VARIATION†
 vs
 TIMING RESISTANCE**

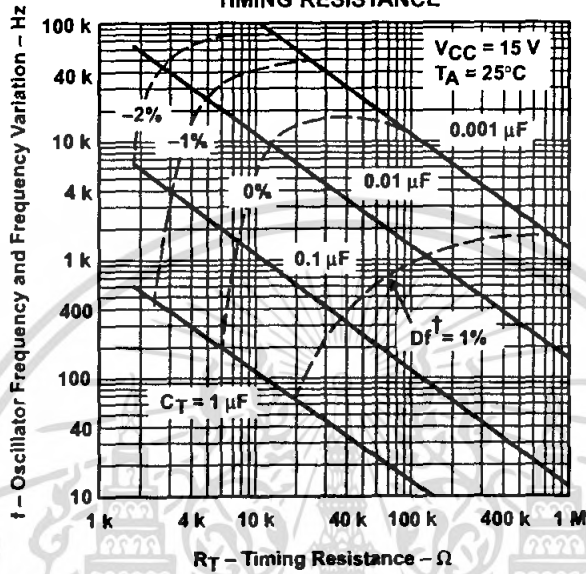


Figure 5

**AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION
 vs
 FREQUENCY**

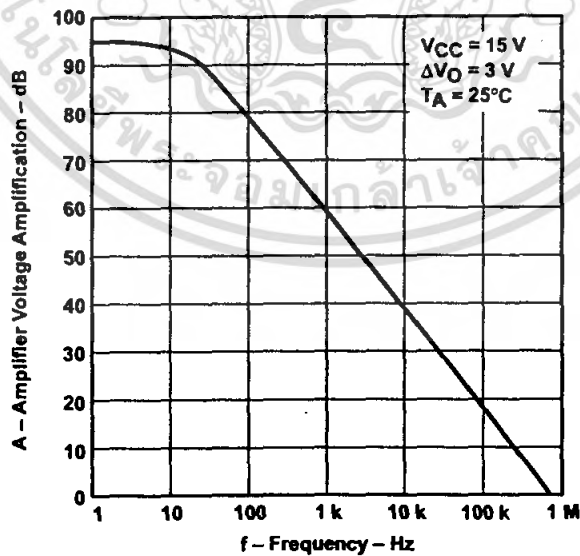


Figure 6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **TEXAS INSTRUMENTS** เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

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

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Mailing Address:

Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

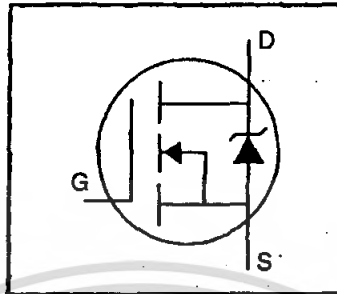
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

International Rectifier

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

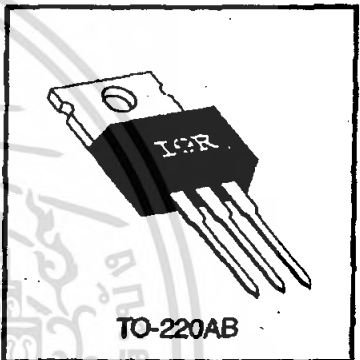


$V_{DSS} = 100V$
$R_{DS(on)} = 0.54\Omega$
$I_D = 5.6A$

Description

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

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	5.6	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	4.0	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	20	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	43	W
	Linear Derating Factor	0.29	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	100	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	5.6	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	4.3	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.5	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	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
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	3.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลง 113 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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	100	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.54	Ω	$V_{GS}=10V, I_D=3.4A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	1.3	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=3.4A$ ①
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=100V, V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=80V, V_{GS}=0V, T_J=150^\circ\text{C}$
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	—	—	8.3	nC	$I_D=5.6A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	2.3		$V_{DS}=80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	3.8		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	6.9	—	ns	$V_{DD}=50V$
t_r	Rise Time	—	16	—		$I_D=5.6A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	15	—		$R_G=24\Omega$
t_f	Fall Time	—	9.4	—		$R_D=8.4\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	180	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	81	—		$V_{DS}=25V$
C_{ras}	Reverse Transfer Capacitance	—	15	—		$f=1.0\text{MHz}$ See Figure 5



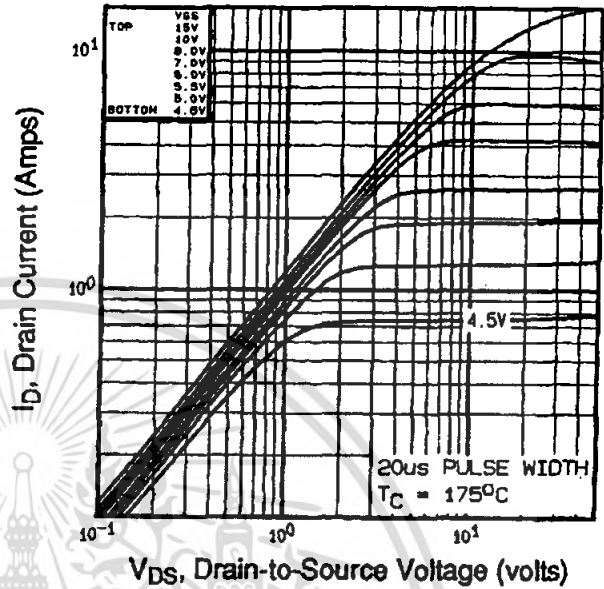
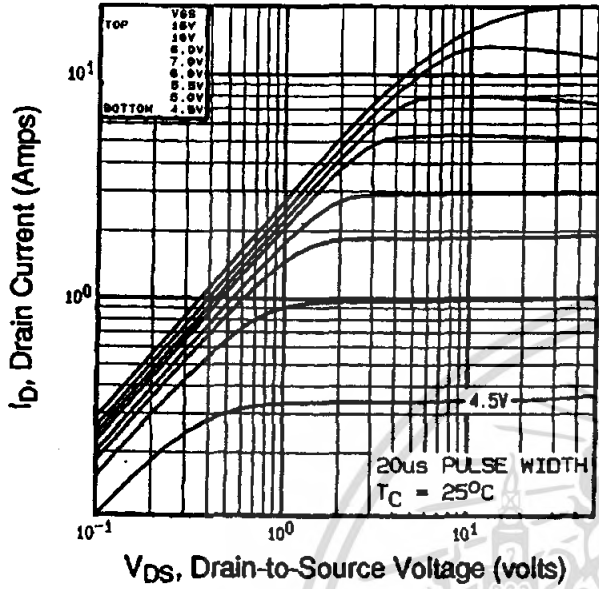
Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	5.6	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	20		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	$T_J=25^\circ\text{C}, I_S=5.6A, V_{GS}=0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	100	200	ns	$T_J=25^\circ\text{C}, I_F=5.6A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	0.44	0.88	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ③
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 $V_{DD}=25V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=4.8\text{mH}$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=5.6A$ (See Figure 12)
- ③ $I_{SD}\leq 5.6A$, $di/dt\leq 75A/\mu s$, $V_{DD}\leq V_{(BR)DSS}$, $T_J\leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



DATA SHEETS

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

Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=175^\circ\text{C}$

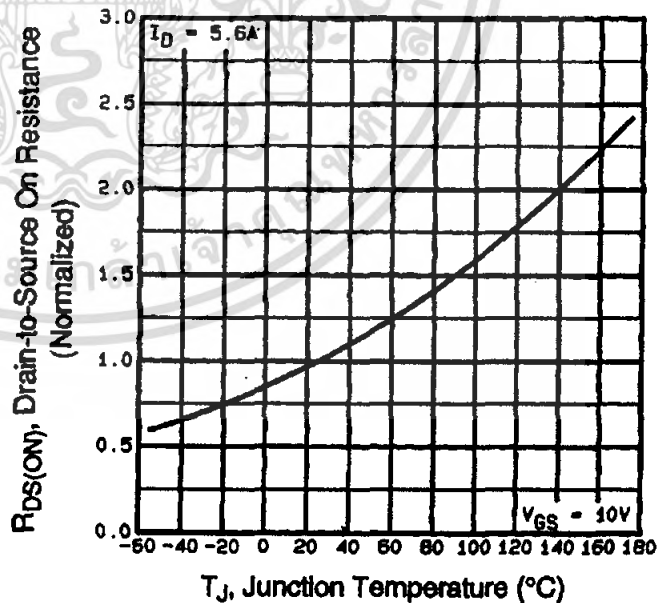
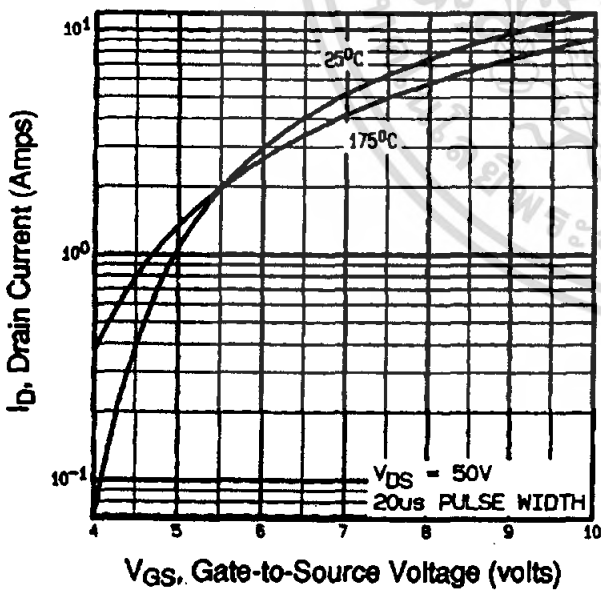


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

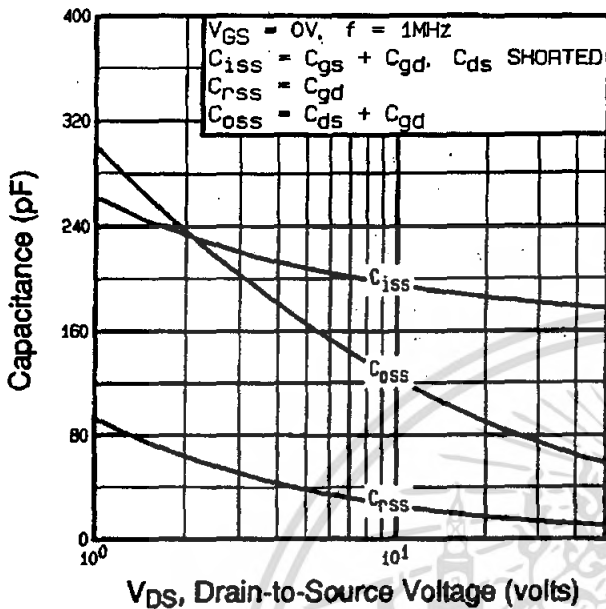


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

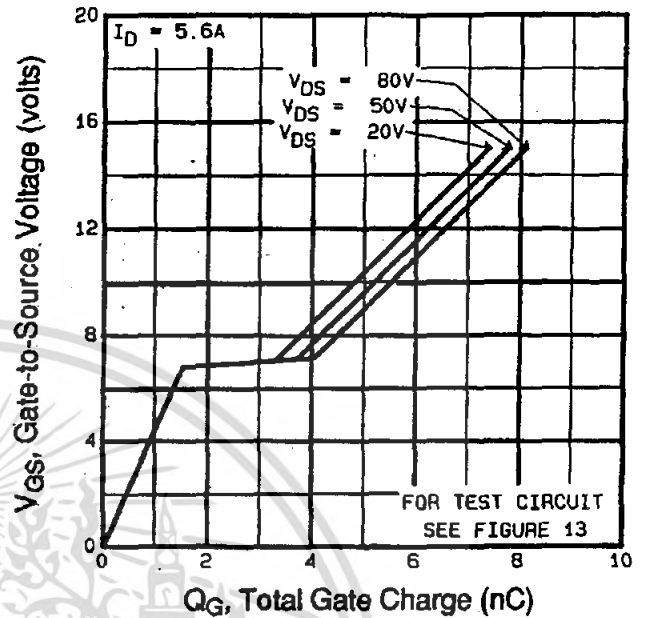


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

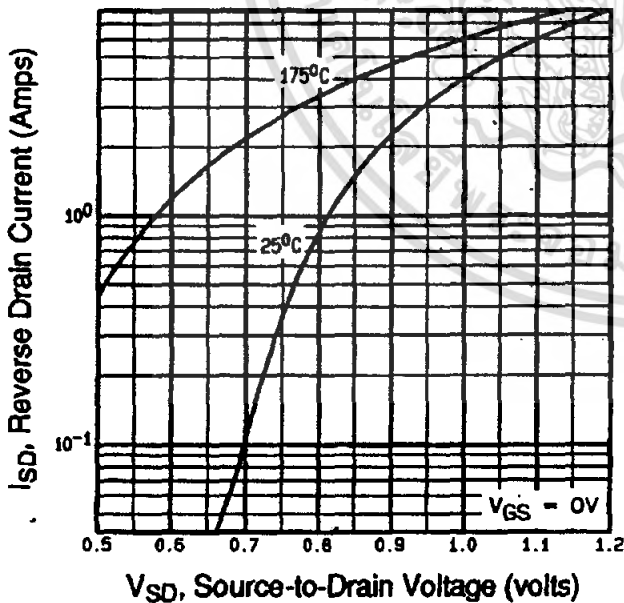


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

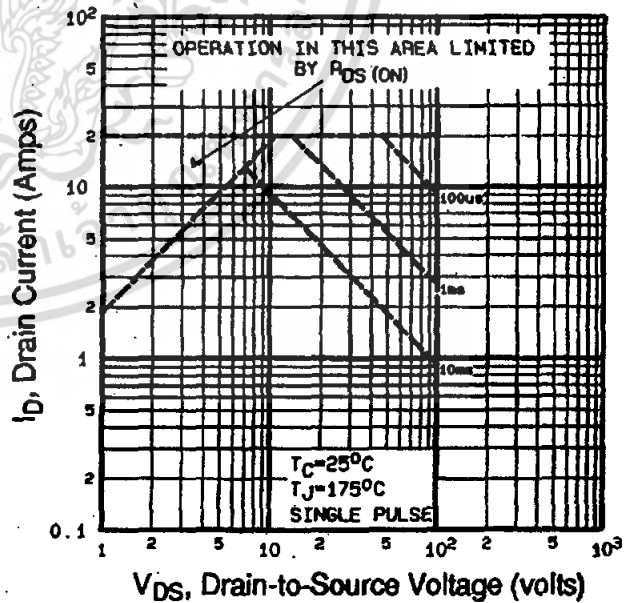


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

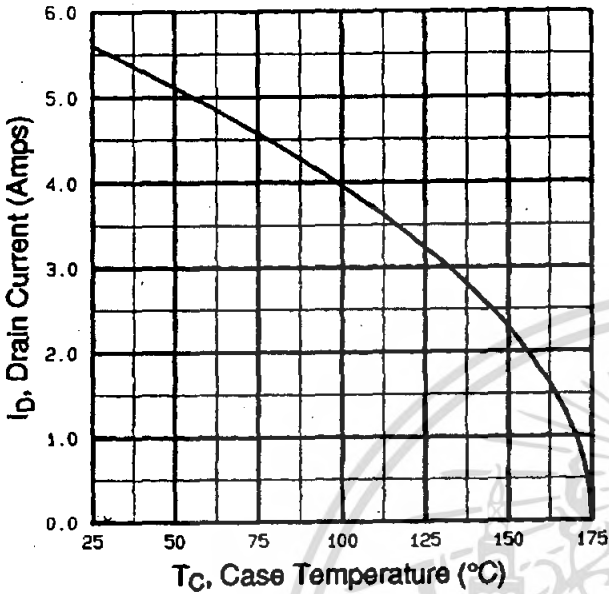


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

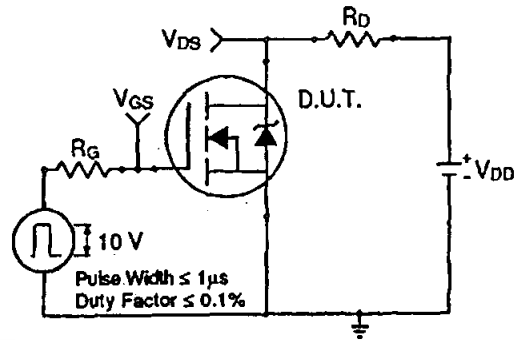


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

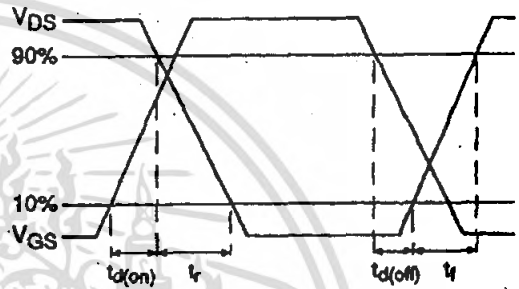


Fig 10b. Switching Time Waveforms

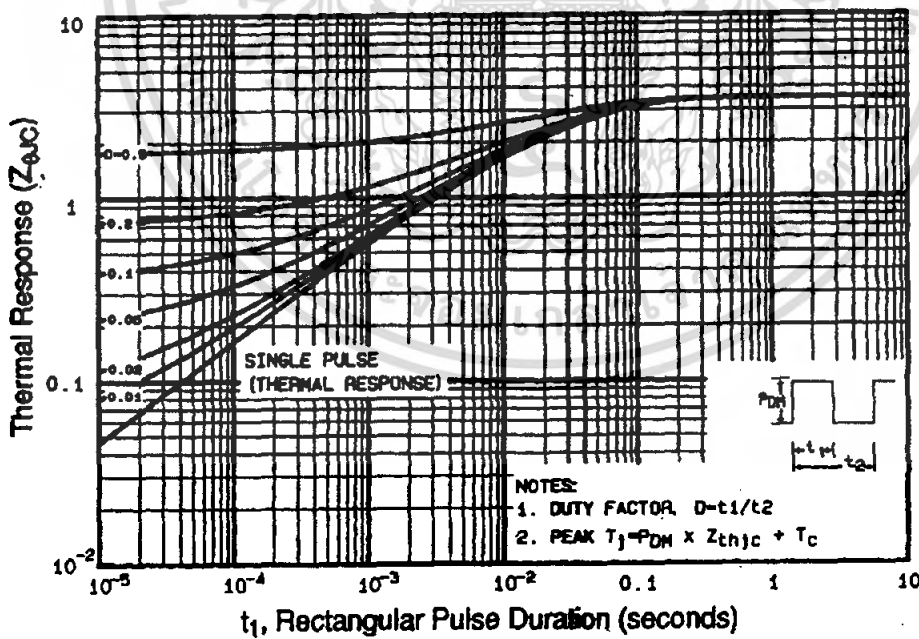


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

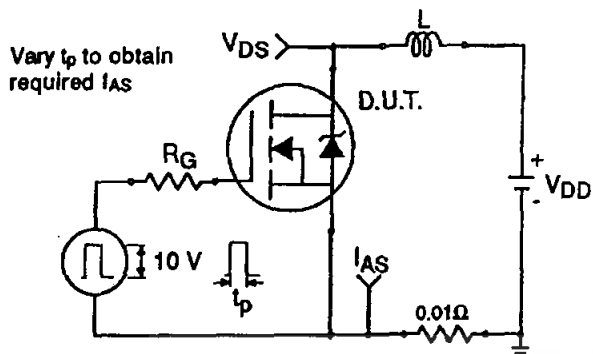


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

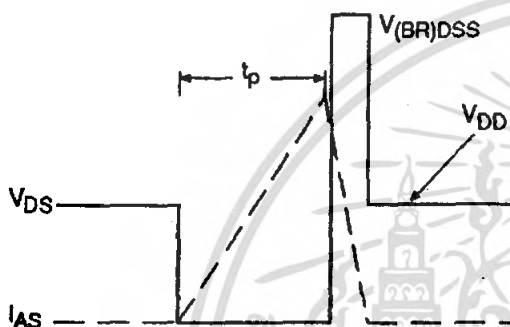


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

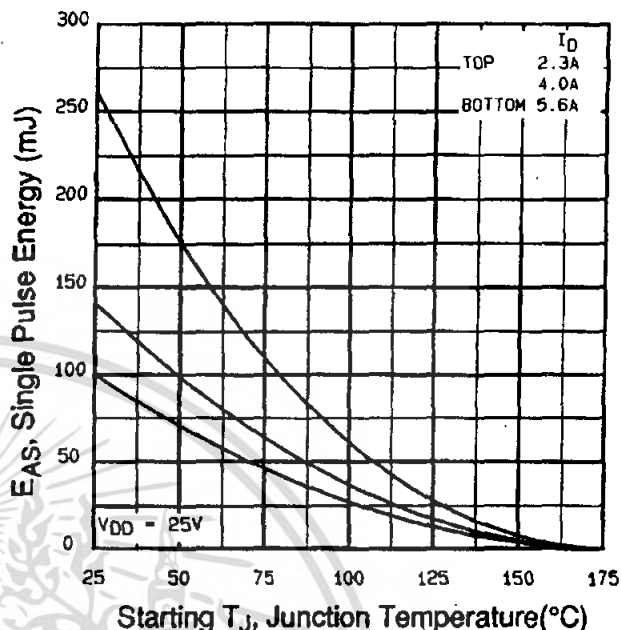


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

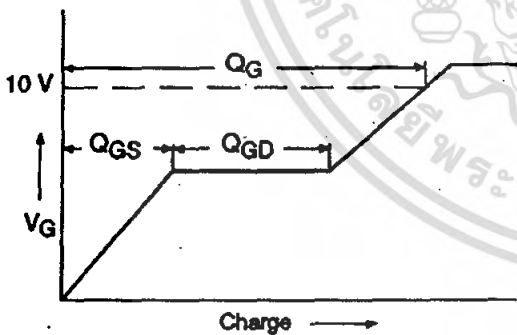


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

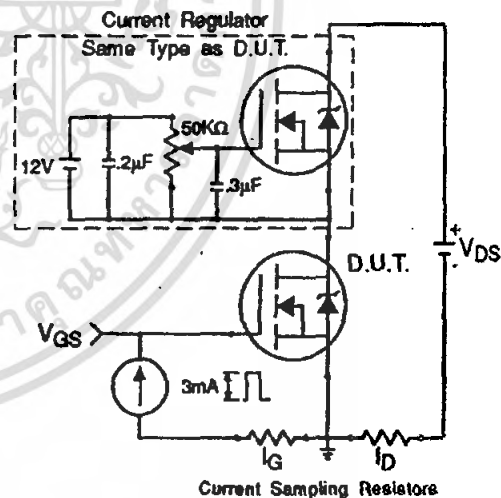


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

International
IR Rectifier

5.6A, 100V, 0.540 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17441.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF510	TO-220AB	IRF510

NOTE: When ordering, include the entire part number.

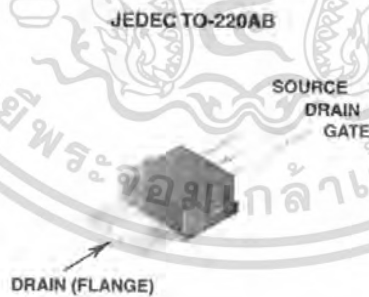
Features

- 5.6A, 100V
- $r_{DS(ON)} = 0.540\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging



IRF510

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

	IRF510	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DS}	100 V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1)	V_{DGR}	100 V
Continuous Drain Current	I_D	5.6 A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	4 A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM}	20 A
Gate to Source Voltage	V_{GS}	± 20 V
Maximum Power Dissipation	P_D	43 W
Linear Derating Factor		0.29 $W/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	19 mJ
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to 175 $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	T_L	300 $^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T_{pkg}	260 $^\circ\text{C}$

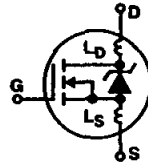
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C .

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$, (Figure 10)	100	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu A$	2.0	-	4.0	V
Zero-Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 95V, V_{GS} = 0V$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10V$ (Figure 7)	5.6	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20V$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10V, I_D = 3.4A$ (Figures 8, 9)	-	0.4	0.54	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{GS} = 50V, I_D = 3.4A$ (Figure 12)	1.3	2.0	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$I_D = 5.6A, R_{GS} = 24\Omega, V_{DD} = 50V, R_L = 9\Omega,$	-	8	12	ns
Rise Time	t_r	$V_{DD} = 50V, V_{GS} = 10V$	-	25	63	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$	MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature	-	15	7	ns
Fall Time	t_f		-	12	59	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_g(TOT)$	$V_{GS} = 10V, I_D = 5.6A, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, I_{G(REF)} = 1.5mA$ (Figure 14)	-	5.0	30	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}	Gate charge is essentially independent of operating temperature.	-	2.0	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	3.0	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 25V, f = 1.0MHz$ (Figure 11)	-	135	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	80	-	pF
Reverse-Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	20	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured From the Contact Screw On Tab To Center of Die	-	3.5	-	nH
		Measured From the Drain Lead, 6mm (0.25in) From Package to Center of Die	-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured From The Source Lead, 6mm (0.25in) From Header to Source Bonding Pad	-	7.5	-	nH
Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	3.5	$^\circ\text{C/W}$
Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free air operation	-	-	80	$^\circ\text{C/W}$



ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	Test Conditions	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	5.6	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	20	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	2.5	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	4.6	96	200	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 5.6\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	0.17	0.4	0.83	μC

NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 25\text{V}$, start $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 910\mu\text{H}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 5.6\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

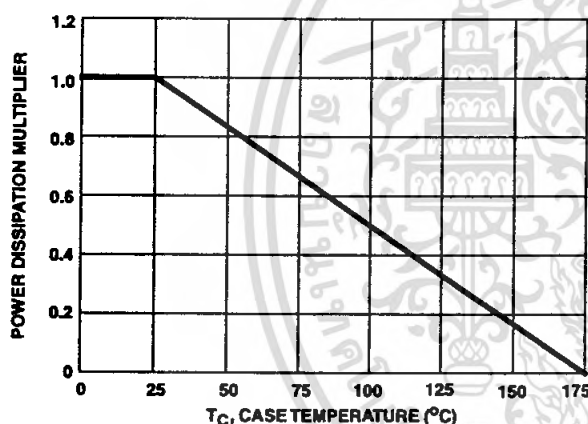


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

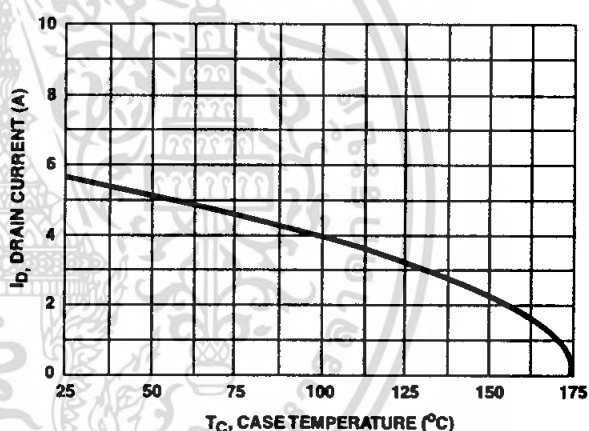


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

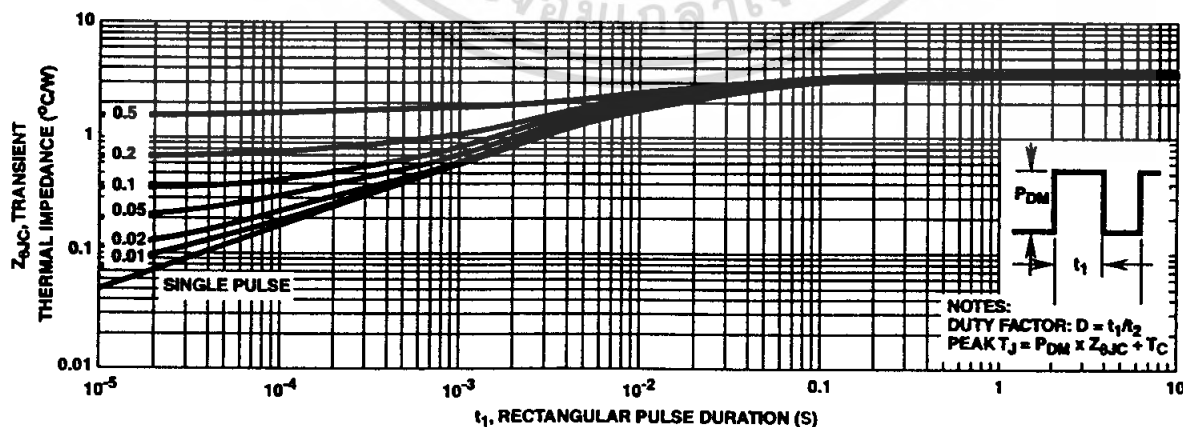


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF510

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

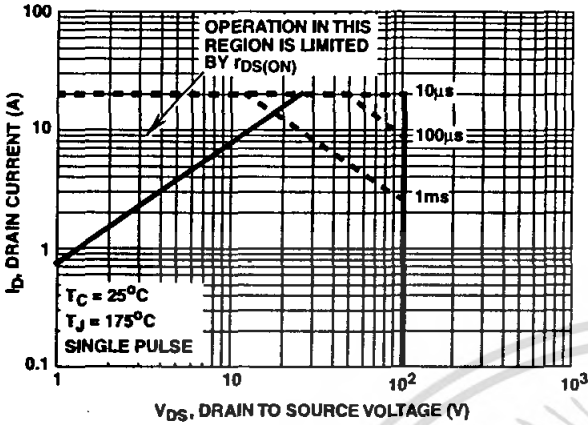


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

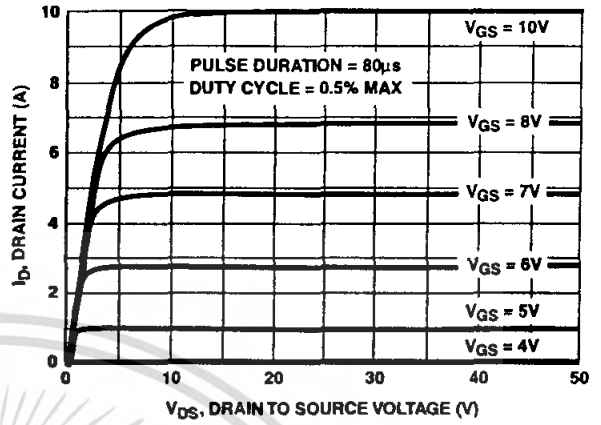


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

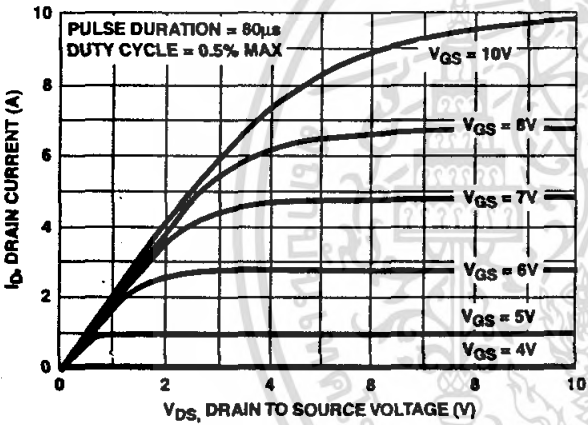


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

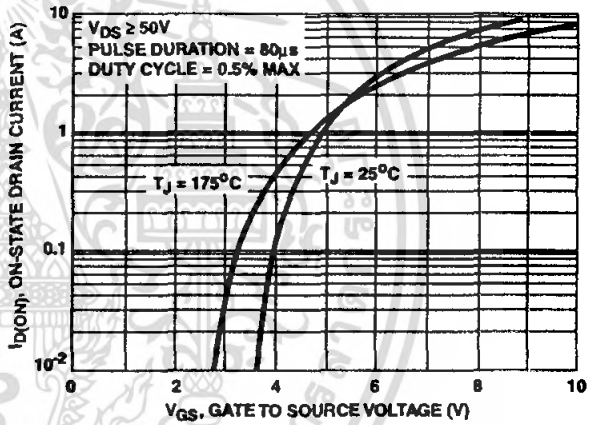


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

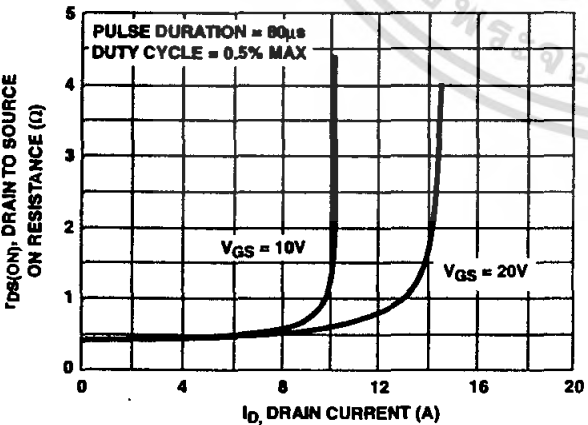


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

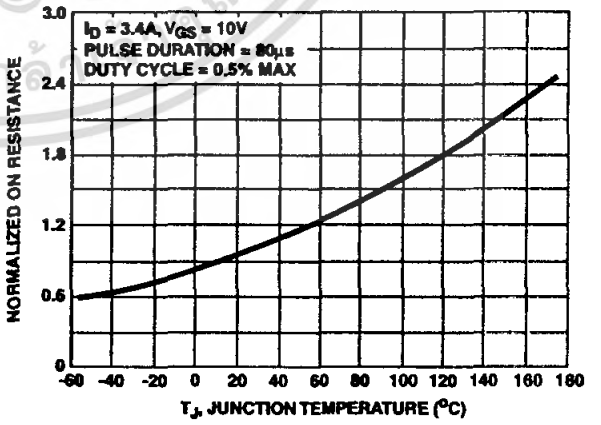


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

IRF510

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

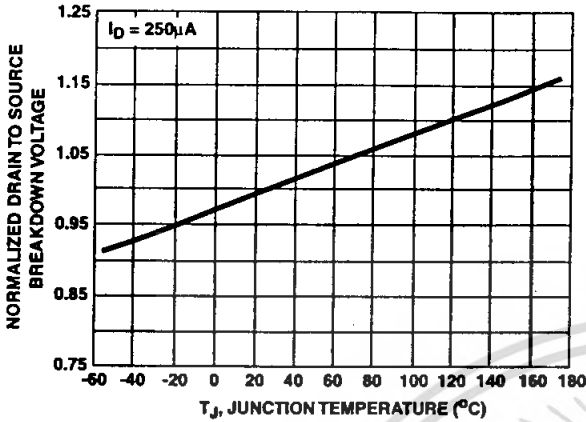


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

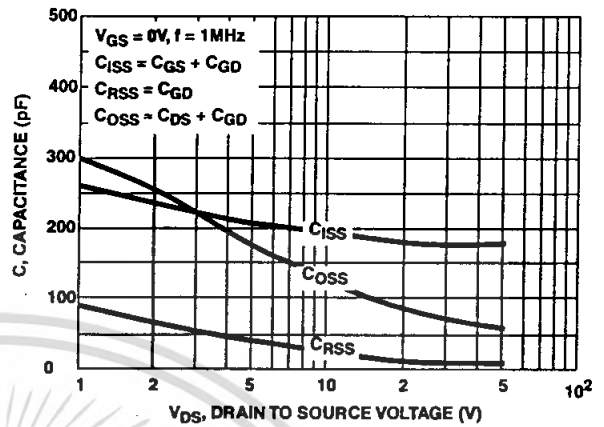


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

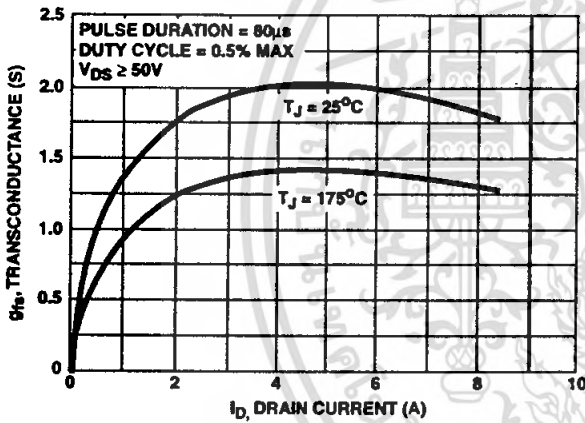


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

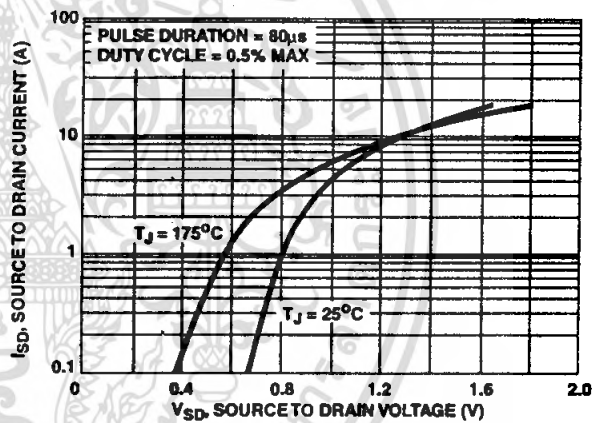


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

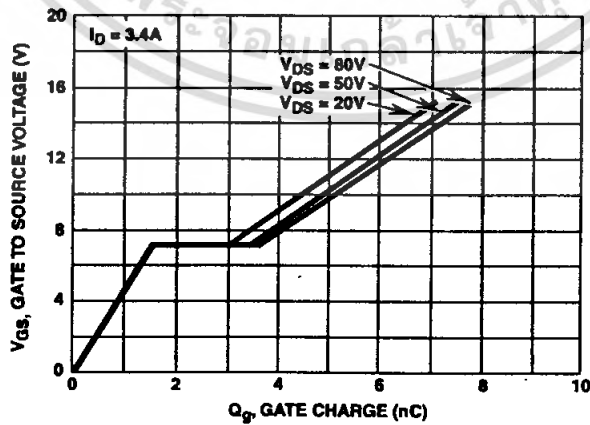


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

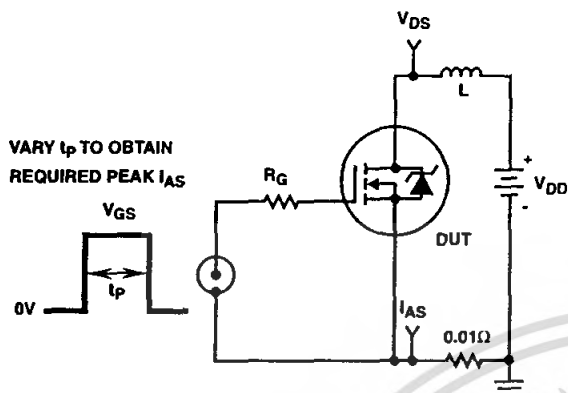


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

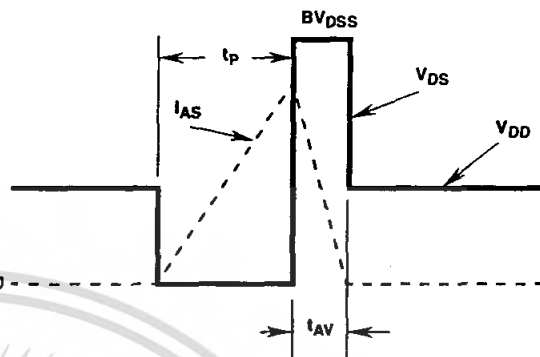


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

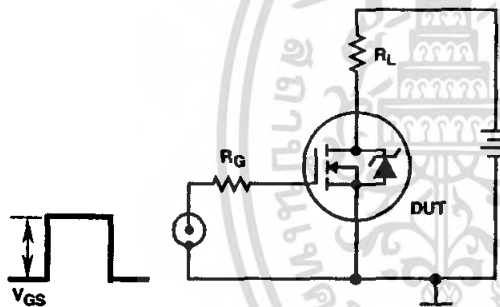


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

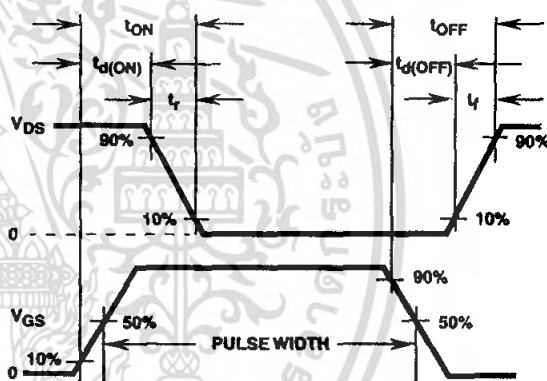


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

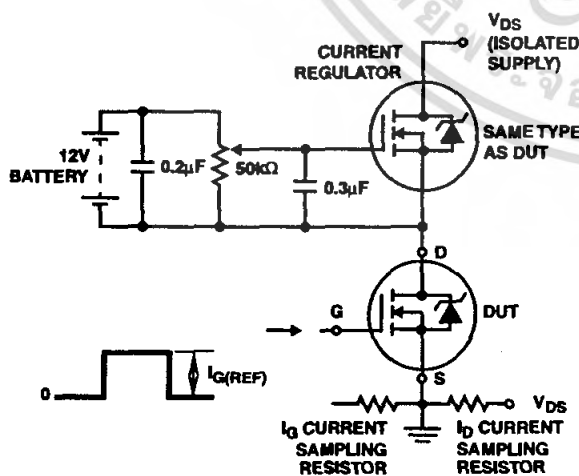


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

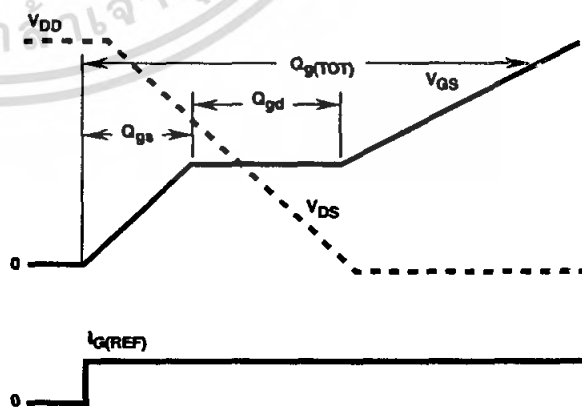


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORM

TRADEMARKS

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

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

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

Rev. H4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20A, 500V, 0.270 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17465.

Ordering Information

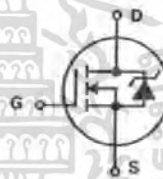
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging

JEDEC STYLE TO-247

SOURCE
DRAIN
GATE



IRFP460

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

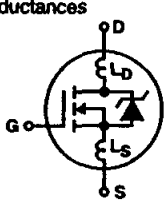
	IRFP460	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1).....	V_{DS}	500 V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1).....	V_{DGR}	500 V
Continuous Drain Current.....	I_D	20 A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	12 A
Pulsed Drain Current (Note 3).....	I_{DM}	80 A
Gate to Source Voltage.....	V_{GS}	± 20 V
Maximum Power Dissipation.....	P_D	250 W
Linear Derating Factor.....		2.0 $W/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4).....	E_{AS}	960 mJ
Operating and Storage Temperature.....	T_J, T_{STG}	-55 to 150 $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.....	T_L	300 $^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334.....	T_{pkg}	260 $^\circ\text{C}$

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

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to $T_J = 125^\circ\text{C}$.

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	500	-	-	V	
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V	
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA	
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA	
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$	20	-	-	A	
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA	
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 11\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.24	0.27	Ω	
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50\text{V}, I_{DS} > 11\text{A}$ (Figure 12)	13	19	-	S	
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 250\text{V}, I_D = 21\text{A}, R_{GS} = 4.3\Omega, R_D = 12\Omega, V_{GS} = 10\text{V}$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	23	35	ns	
Rise Time	t_r		-	81	120	ns	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	85	130	ns	
Fall Time	t_f		-	65	98	ns	
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate-Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 21\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14). Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	120	190	nC	
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	18	-	nC	
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	62	-	nC	
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$ (Figure 10)	-	4100	-	pF	
Output Capacitance	C_{OSS}		-	480	-	pF	
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	84	-	pF	
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die	Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Device Inductances 	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad		-	13	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.50	$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	30	$^\circ\text{C/W}$	

IRFP460

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier	-	-	20	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	80	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	1.8	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	280	580	1200	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	3.8	8.1	18	μC

NOTES:

- Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
- Repetitive rating: pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
- $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, Peak $I_{AS} = 20\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

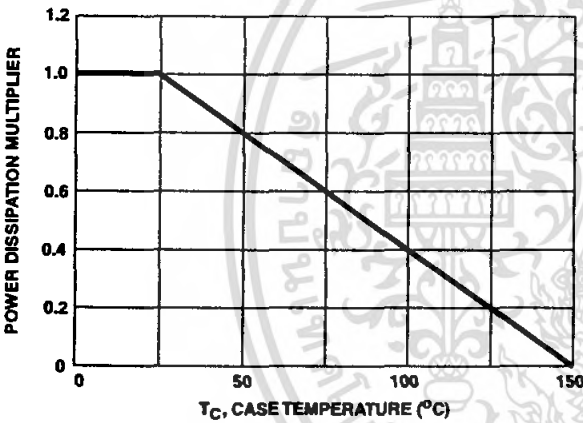


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

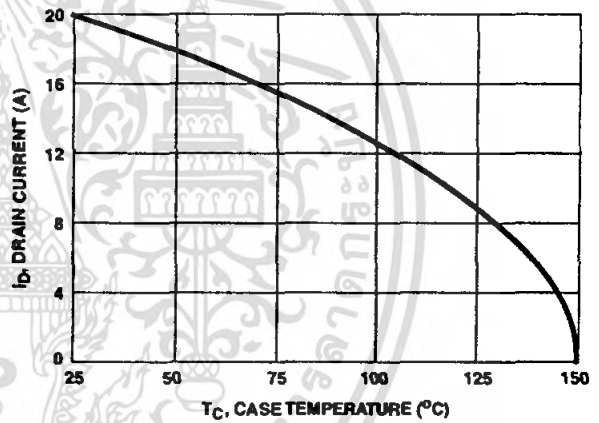


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

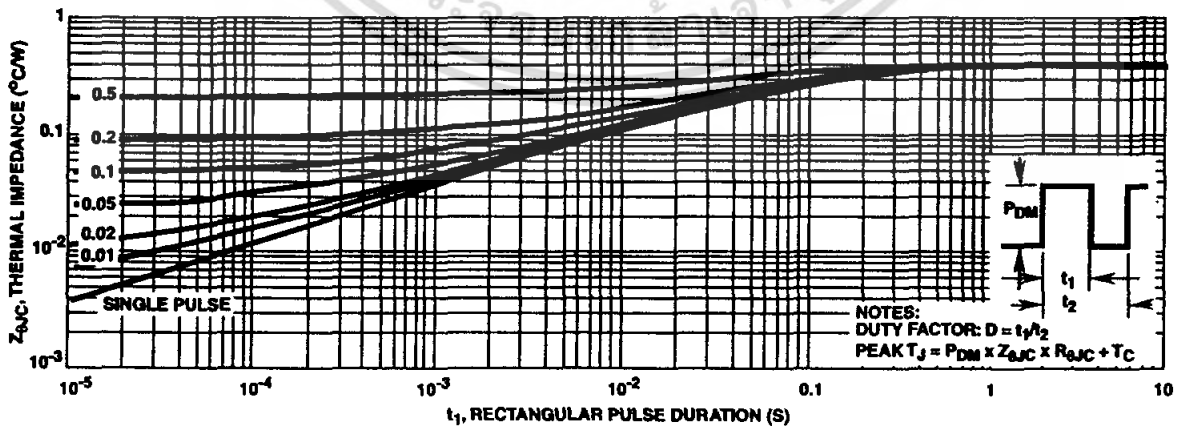


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

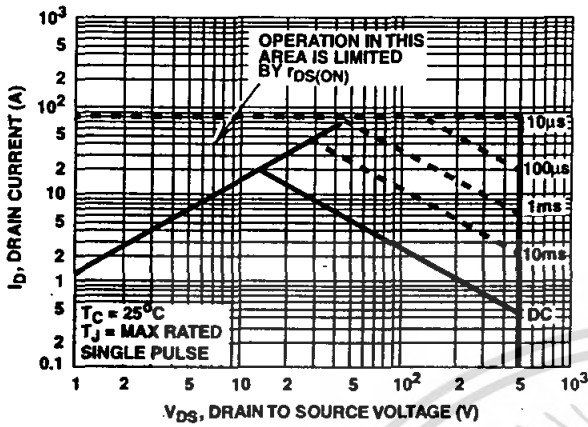


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

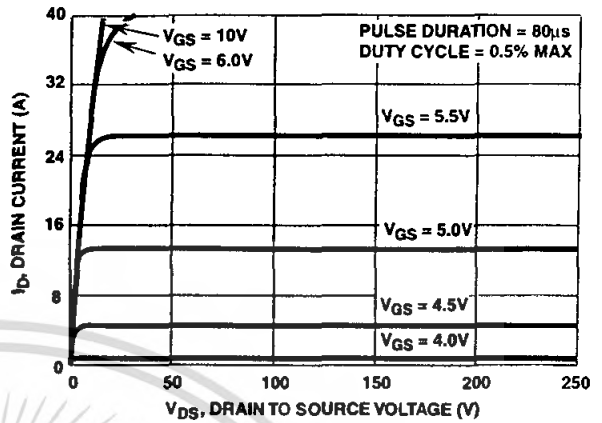


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

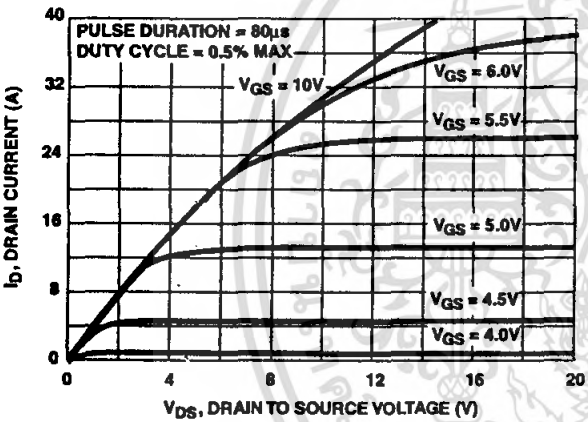


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

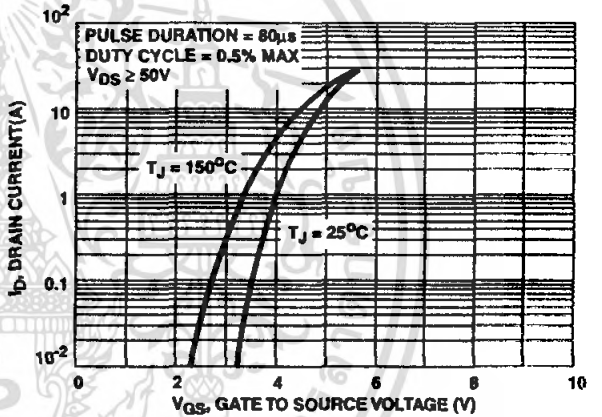


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

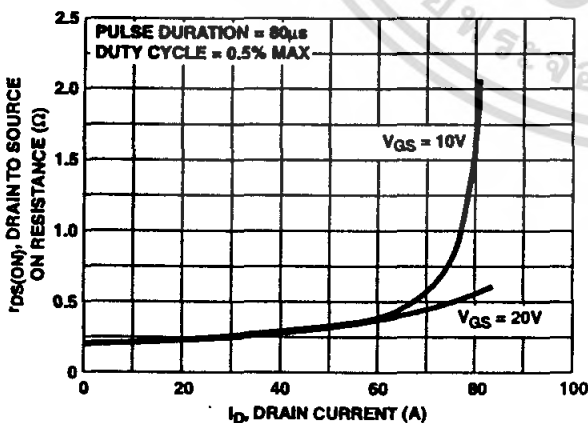


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

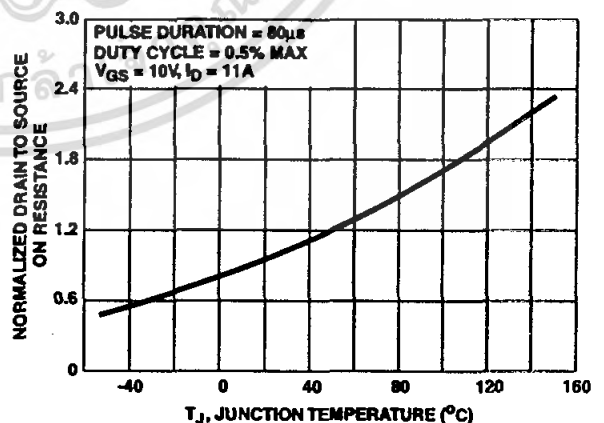


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

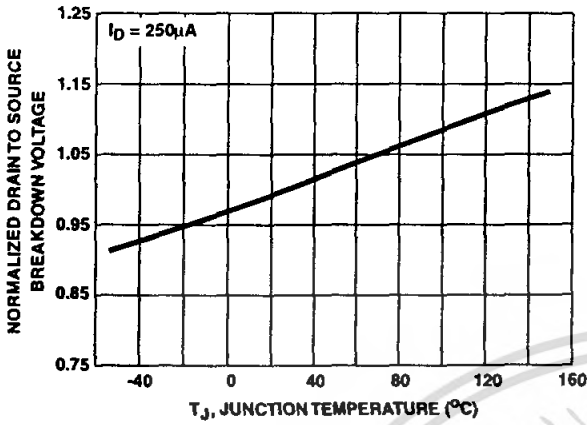


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

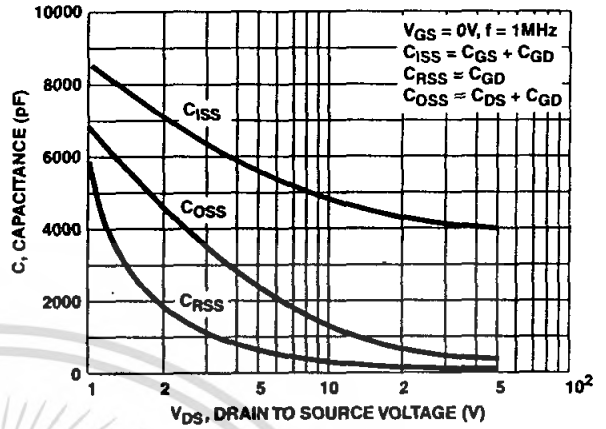


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

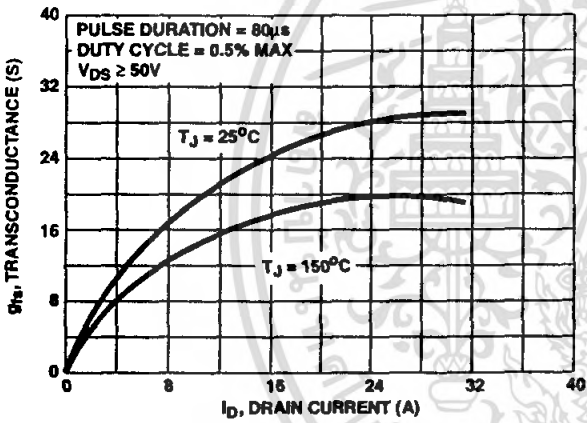


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

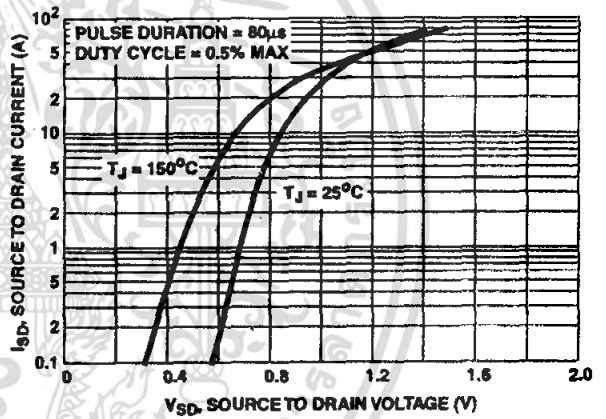


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

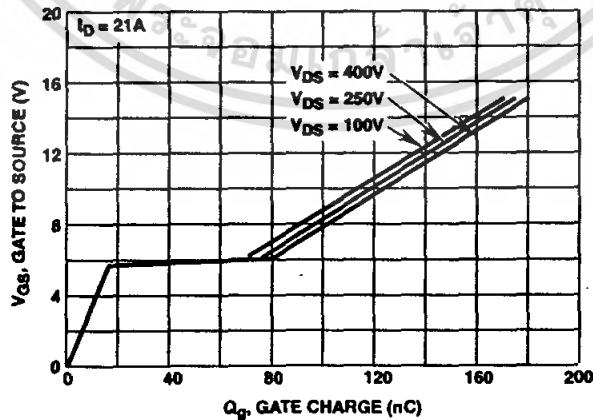


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

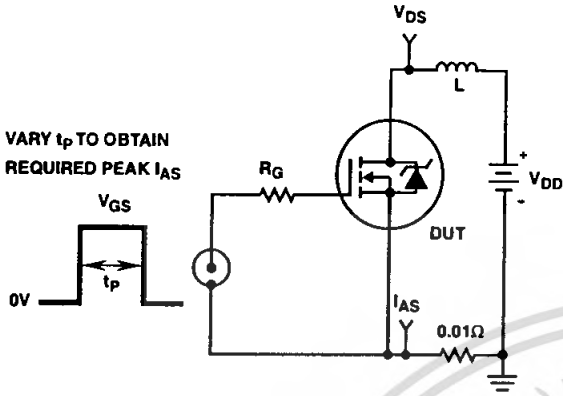


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

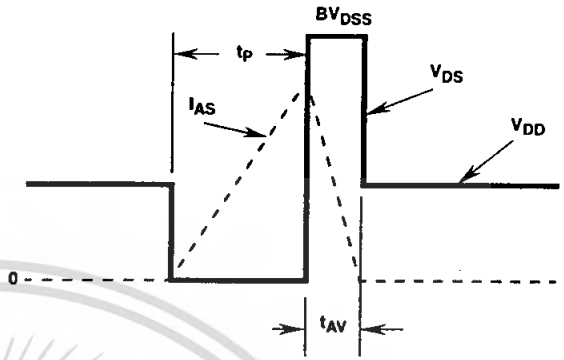


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

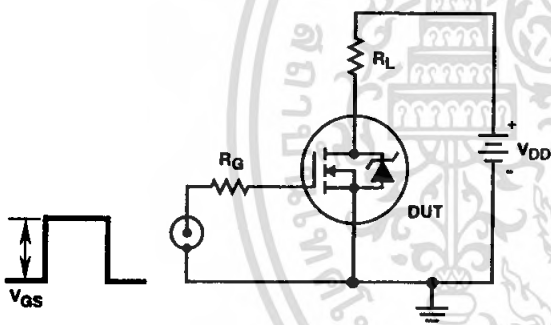


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

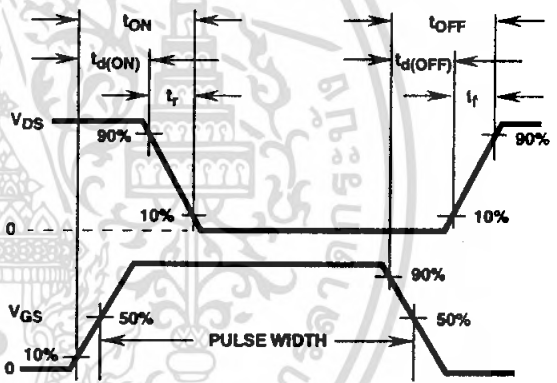


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

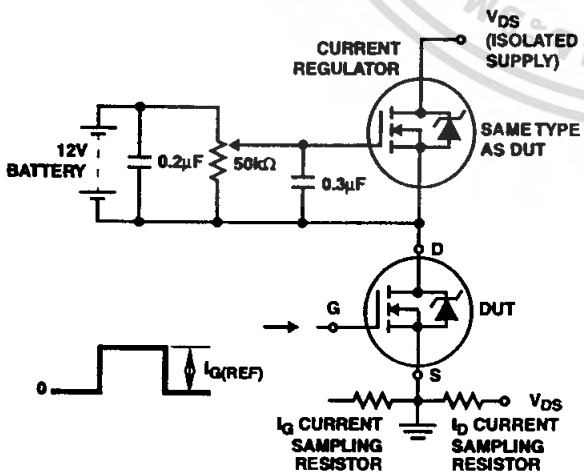


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

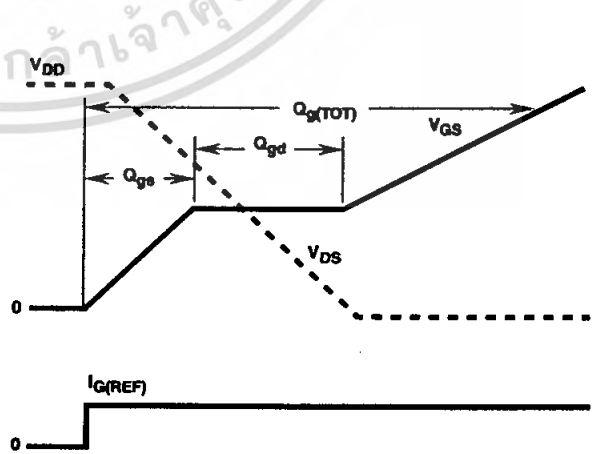


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

TRADEMARKS

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

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

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

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

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

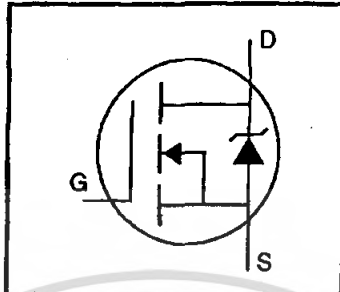
Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary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

Rev. 144

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 500V$$

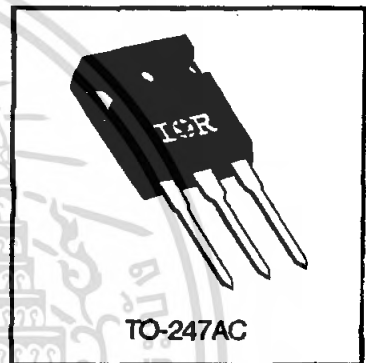
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-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

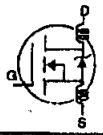
	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	20	A
E_{ARR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	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

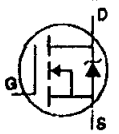
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
θ_{JC}	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
θ_{CS}	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
θ_{JA}	Junction-to-Ambient	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอก 1025 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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_{rss}	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 $\leq 2\%$.

ID, Drain Current (Amps)

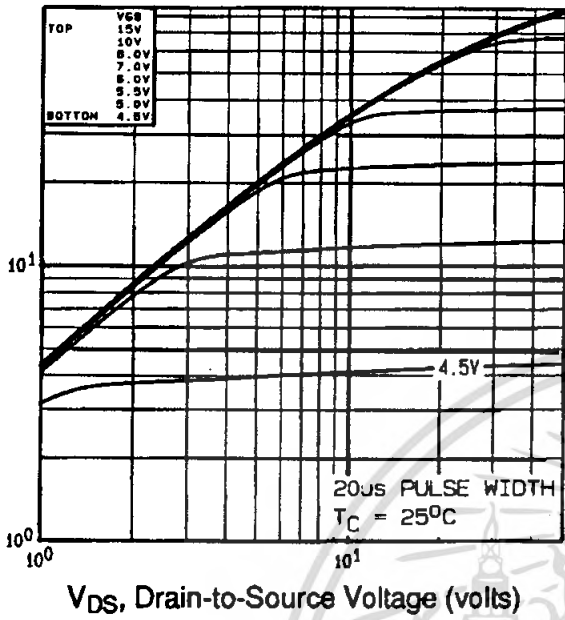


Fig 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

ID, Drain Current (Amps)

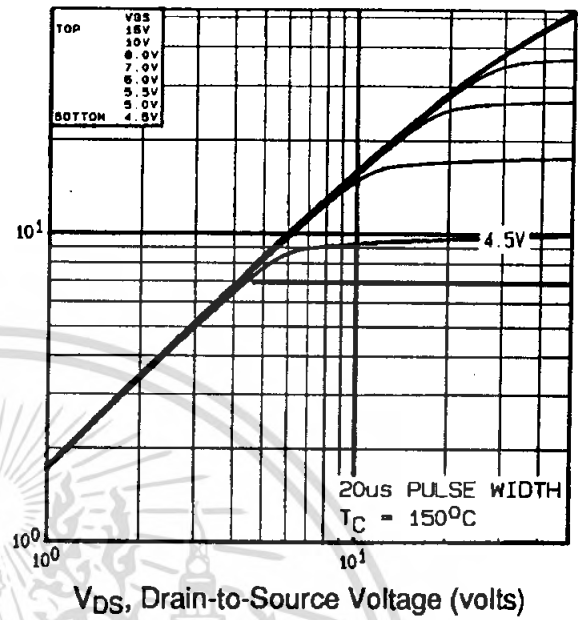


Fig 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

DATA SHEETS

ID, Drain Current (Amps)

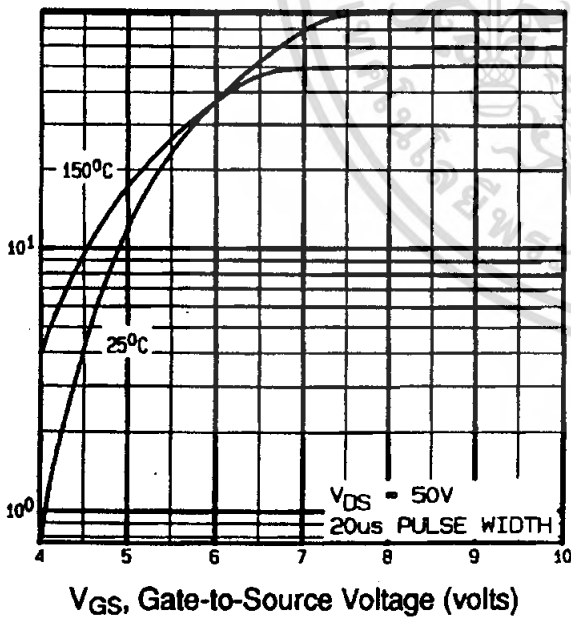


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

Rds(ON), Drain-to-Source On Resistance (Normalized)

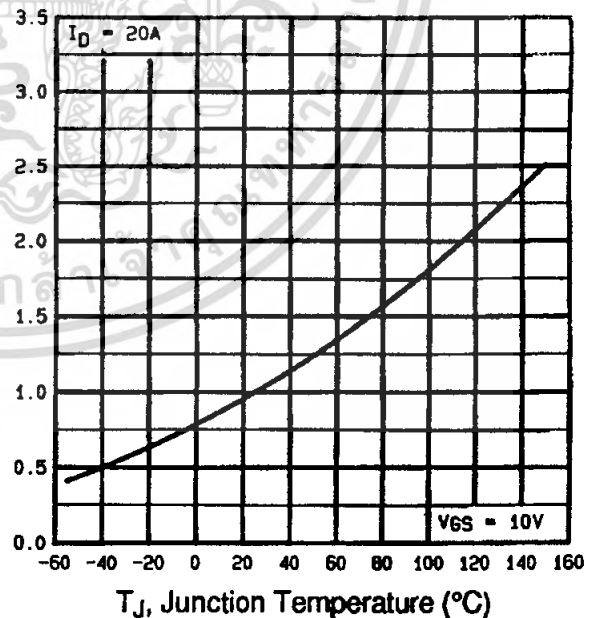


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

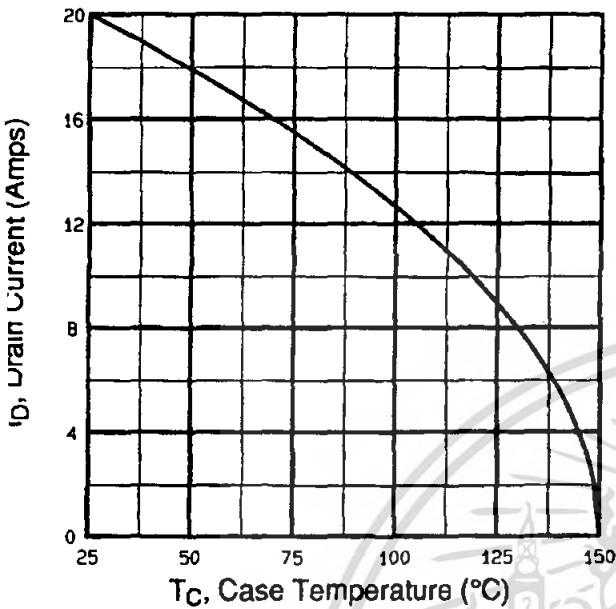


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

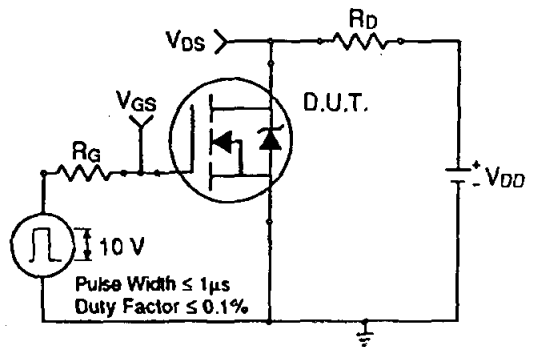


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

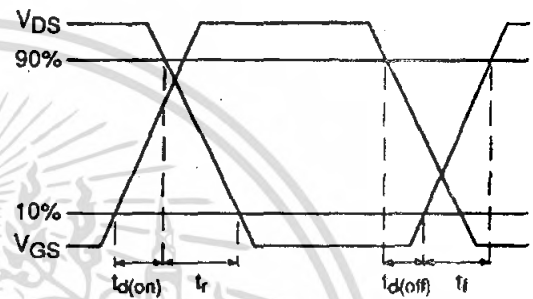


Fig 10b. Switching Time Waveforms

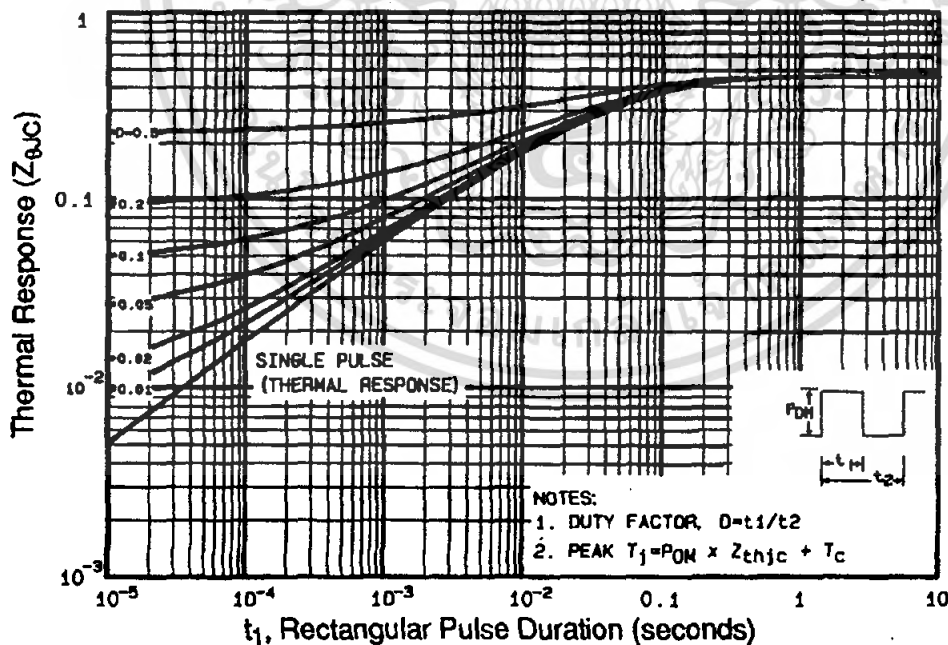


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

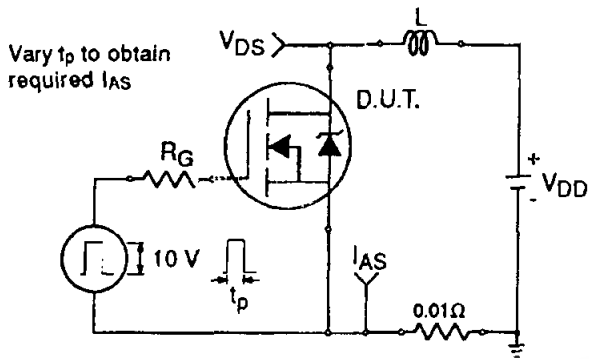


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

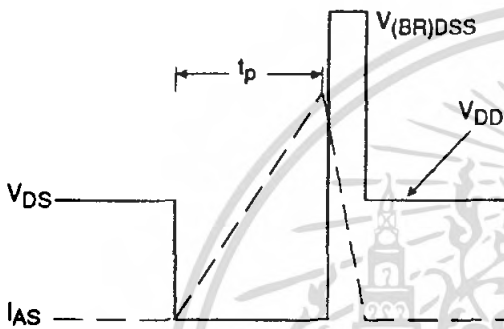


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

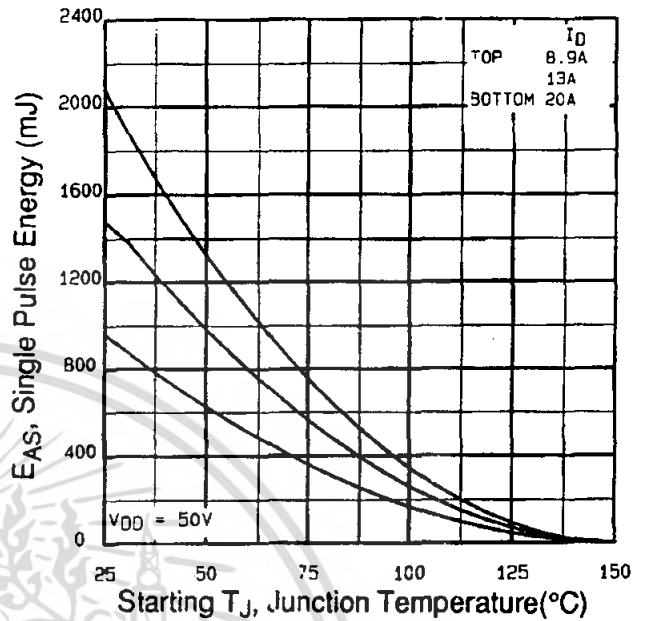


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

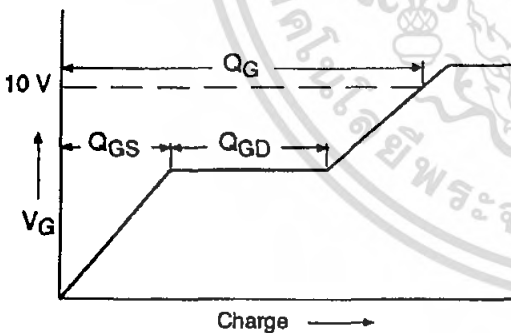


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

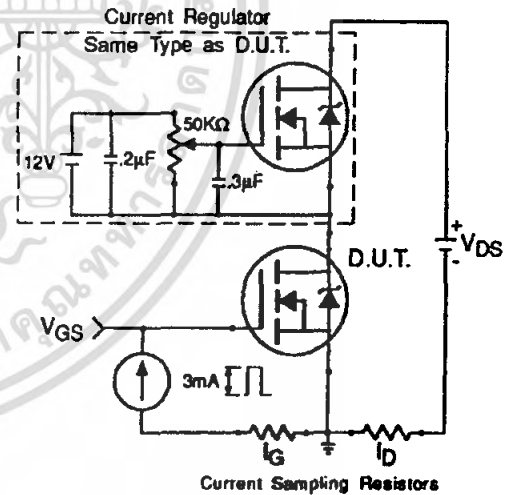


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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
IOR Rectifier**