

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟส
Induction Cooking With Phase-Shift Power Control



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2549

เตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟส
Induction Cooking With Phase-Shift Power Control



รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2549


ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เตาหุงต้มเหนียวความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟส

ผู้จัดทำ

1. นาย เชาวฤทธิ์ มุลสุรินทร์
2. นาย เตชบวร สุขุมเดชะ
3. นาย รัฐ โลหะการก
4. นาย อนุวัฒน์ จันทรอุตมสุข


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟส

นาย เซวฤทธิ์ มูลสุรินทร์
 นาย เดชบวร สุขุมเดชะ
 นาย รัฐ โลหะการก
 นาย อนุวัฒน์ จันทร์อุดมสุข
 รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
 ปีการศึกษา 2549

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์นี้เสนอวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟส โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ ซึ่งทำให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะของแรงดันเป็นแรงดันคลื่นสี่เหลี่ยม เพื่อป้องกันกับโหลด RLC เรโซแนนซ์อนุกรมของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูง คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจะนำไปใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต คลื่นแรงดันและกระแสทางอินพุต 50 Hz ก็จะไปใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตด้วย และในที่สุดอัตราส่วนระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุตต่อกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตก็จะสามารถนำไปคำนวณหาค่าประสิทธิภาพได้ ซึ่งเป็นค่าประสิทธิภาพรวมของระบบที่ประกอบด้วยเรกติไฟเออร์และอินเวอร์เตอร์ เพื่อยืนยันความถูกต้องจึงทำการเปรียบเทียบผลจากการทดลองกับการจำลองผลการทดลองด้วยโปรแกรม Pspice จะเห็นได้ว่าผลออกมาใกล้เคียงกันมาก

INDUCTION COOKING WITH PHASE-SHIFT POWER CONTROL

Chaowarit Moonsurin
Detchborworn Sukhumdecha
Rutt Lohakarok
Anuwat Janudomsuk
Assoc.Prof.Dr.Viriya Pichetchumroen Advisor
2006

ABSTRACT

The thesis presents ac power control by using a half-bridge phase-shift control. Output voltage waveforms of the inverter is an AC-Square wave which is used to supply high frequency RLC resonant induction cooker. The output power and the 50-Hz input voltage and current waveforms are also used to calculate the input power and finally the ratio of output power to input power can determine the efficiency of the whole system consisting η rectifier and inverter. All the experimental results obtained in the thesis are also verified by Pspice simulation , it is obvious that the two results are almost the same

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ได้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีตามวัตถุประสงค์ ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการศึกษาและการทดลอง จาก รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาานิพนธ์ ทำให้รู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้อบรมสั่งสอนให้มีความรู้ นอกเหนือจากนั้นต้องขอขอบคุณ พี่ๆ นักศึกษาปริญญาเอกและปริญญาโททุกท่านที่คอยให้คำปรึกษาแนะนำ รวมถึงเพื่อนๆ ทุกคนในห้องโปรเจกต์ที่คอยให้กำลังใจอุปการะ พุดคุย หยอกล้อกันเพื่อคลายความเครียด

ท้ายที่สุดนี้ ผู้จัดทำต้องขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา ที่คอยส่งเสียเงินทองให้ผู้จัดทำเรียนหนังสือจนจบในครั้งนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย	2
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรกึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมที่ใช้ กับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้เกิดความร้อนเหนี่ยวนำ.....	3
2.1 หลักการพื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน.....	3
2.1.1 การเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า.....	4
2.1.2 ปฏิกิริยาการเหนี่ยวนำ.....	5
2.2 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน.....	6
2.2.1 โหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม.....	7
2.2.2 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์	7
2.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิดอนุกรม แบบมีสวิตช์ คร่อมโหลด.....	8
2.3.1 การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม phase-shift	8
2.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	9
2.4.1 การสวิตชิงของฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์	10
2.4.2 การสวิตชิงของ ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบใหม่.....	12
2.5 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนกับ ภาชนะหุงต้ม	14
2.6 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม	17
2.7 การวิเคราะห์ แรงดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม.....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การวิเคราะห์หลักการการทำงานของเตาทุ้งต้มเหนียวนำความถี่สูง	
แบบ Half Bridge Inverter และแบบ Phase – Shift Half Bridge Inverter	23
3.1 การทำงานของ Half Bridge Inverter.....	23
3.2 การทำงานของ Phase - Shift Half Bridge.....	26
3.3 วงจรขับฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง	33
3.3.1 วงจรขับฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง(แบบเก่า).....	33
3.3.2 วงจรขับฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง(แบบใหม่).....	34
3.4 การ Simulate ด้วยโปรแกรม Pspice.....	36
3.4.1 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง(แบบเก่า)	36
3.4.2 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง(แบบใหม่)	37
บทที่ 4 ผลการทดลองและการซิมูเลต	38
4.1 บทนำ	38
4.2 การเปรียบเทียบผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab และ	
ผลการทดลองคลื่นแรงดันและ กระแสพร้อมสเปกตรัมความถี่	
ในจุดต่างๆในวงจรเตาทุ้งต้มเหนียวนำความถี่สูงกรณีป้อนแรงดัน	
ไฟตรงเรียงให้ทางต้านอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์	38
4.2.1 ขั้นตอนในการทำการทดลอง	38
4.2.2 ขั้นตอนการซิมูเลตด้วยโปรแกรม Matlab	39
4.2.3 ผลการทดลองและการซิมูเลต	40
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ	56
5.1 สรุปผล.....	56
5.2 ข้อเสนอแนะ	56
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การเหนี่ยวนำความร้อนเบื้องต้น.....	4
2.2 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง	5
2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของภาชนะหุงต้ม.....	6
2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม.....	8
2.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มอดูเลตแบบต่างๆ.....	9
2.6 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบเก่า.....	10
2.7 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบใหม่.....	10
2.8 วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	11
2.9 รูปคลื่นของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	12
2.10 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบใหม่.....	13
2.11 รูปคลื่นของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบใหม่.....	13
2.12 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มซึ่งพิจารณาเป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลง.....	14
2.13 อิมพีแดนซ์สมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มที่โอนย้ายมาทางปฐมภูมิ.....	14
2.14 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	17
2.15 วงจรโดยรวมของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	17
2.16 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์และรูปคลื่นแรงดันตกคร่อม V_{s2} และกระแสโหลด i_o เมื่อ $f_s > f_r$	20
3.1 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่.....	23
3.2 แสดงช่วงของสวิตซ์การทำงานของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	24
3.3 โหมดการทำงานที่ 1 ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	24
3.4 โหมดการทำงานที่ 2 ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	25
3.5 โหมดการทำงานที่ 3 ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	25
3.6 โหมดการทำงานที่ 4 ของแรงดันวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	26
3.7 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟส.....	26
3.8 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 1 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต(duty100%).....	28
3.9 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 2 และ 3 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต(duty100%).....	28
3.10 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 4 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต(duty100%).....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.11 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 5 และ 6 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต(duty100%).....	29
3.12 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 1 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต(duty75%).....	30
3.13 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 2 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต(duty75%).....	30
3.14 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 3 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต(duty75%).....	31
3.15 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 4 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต(duty75%).....	31
3.16 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 5 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต(duty75%).....	32
3.17 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 6 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต(duty75%).....	32
3.18 สัญญาณขับ gate Power Mosfet S1 และ S2 (แบบเก่า).....	33
3.19 สัญญาณขับ gate Power Mosfet S1 และ S2 (แบบใหม่).....	34
3.20 สัญญาณขับ gate Power Mosfet S3 , S4.....	35
3.21 สัญญาณขับ gate Power Mosfet S1 , S4.....	35
3.22 สัญญาณขับ gate Power Mosfet S2 , S4.....	35
3.23 แรงดัน input และ output ที่ Duty 100 % ความถี่ 30 kHz.....	36
3.24 แรงดัน input และ output ที่ Duty 100 % ความถี่ 35 kHz.....	36
3.25 แรงดัน input และ output ที่ Duty 100 % ความถี่ 40 kHz.....	36
3.26 แรงดัน input และ output ที่ Duty 100 % ความถี่ 30 kHz.....	37
3.27 แรงดัน input และ output ที่ Duty 75 % ความถี่ 30 kHz.....	37
3.28 แรงดัน input และ output ที่ Duty 50 % ความถี่ 30 kHz.....	37
4.1 วงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ป้อนอินพุตด้วยแรงดันไฟตรงเรียบให้ทางด้านอินพุต.....	38
4.2 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	40
4.3 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของเอาต์พุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	41
4.4 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมในของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	43
4.6 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	45
4.7 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	46
4.8 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	47
4.9 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	48
4.10 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	49
4.11 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	50
4.12 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	52
4.13 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ.....	53
4.14 กราฟค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ได้จากการ simulation เปรียบเทียบกับการทดลอง.....	54
4.15 กราฟค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ได้จากการ simulation เปรียบเทียบกับการทดลอง.....	54
4.16 กราฟประสิทธิภาพของ Inverter.....	55
4.17 กราฟแสดงเวลาที่น้ำเดือดเทียบกับ Duty cycle.....	55

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยทั่วไปจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นส่วนในการสร้างความถี่สูง ดังนั้นจึงได้มีการศึกษาและออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงมาใช้งานในการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำนี้ ความร้อนจะเกิดขึ้นที่ภาชนะโดยตรง โดยอาศัยกระแสไหลวนที่กั้นภาชนะหุงต้ม ทำให้หุงต้มได้ในเวลาอันรวดเร็ว โดยจะมีหลักการพิจารณา คือ เมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่ใต้ภาชนะหุงต้ม ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็ก (Magnetic Flux) เพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ที่กั้นภาชนะหุงต้ม ถ้าภาชนะหุงต้มที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic เป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่กั้นภาชนะหุงต้ม และจะถ่ายเทความร้อนไปยังน้ำที่อยู่ในภาชนะทำให้น้ำเดือด ความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม ทำให้ปลอดภัยต่อการใช้งาน เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงนี้จะมีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากความร้อนเกิดขึ้นโดยตรงที่บริเวณกั้นภาชนะหุงต้ม

ในการศึกษาเกี่ยวกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงจะนิยมควบคุมกำลังไฟฟ้า อยู่ 2 วิธี คือ การเปลี่ยนความถี่ และการปรับมุม Phase-Shift ซึ่งในการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่ให้สูงนั้นจะทำให้เกิดค่าความสูญเสีย เนื่องจาก Switching มากขึ้นด้วย ดังนั้นในโครงการนี้จึงได้มีการศึกษาและทดลอง เกี่ยวกับการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift ซึ่งจะสามารถควบคุมเอาต์พุตของแรงดันได้จากการปรับ Duty cycle ของการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งในการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift จะเหมาะกับเตาหุงต้มที่มีขนาดเล็ก เพราะจะสามารถควบคุมแรงดันและกระแสให้มีขนาดลดลง เพื่อควบคุมระยะเวลาที่ทำให้น้ำในภาชนะหุงต้มร้อนเร็วหรือช้าได้ โดยการทดลองในโครงการนี้จะทำการกำหนดความถี่ให้คงที่ ซึ่งความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้จะอยู่ที่ช่วง 30 – 45 kHz

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการทำงานของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความถี่สูง
2. สามารถรู้หลักการเรโซแนนซ์การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ และการวิเคราะห์การทำงานของระบบ
3. เพื่อศึกษาและออกแบบวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์อนุกรมแบบมีสวิตซ์คร่อมโหลด

4. เพื่อให้เข้าใจหลักการทำงานของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบฮาร์ฟบริดจ์
เรโซแนนท์อนุกรมแบบมีสวิตช์คร่อมโหลด
5. เพื่อสร้างเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงให้ใช้งานได้จริง

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบฮาร์ฟบริดจ์เรโซแนนท์ควบคุมกำลังไฟฟ้า
ด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift ในการวิจัยนี้สามารถแบ่งออกได้ดังนี้

- ทฤษฎีและหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรบริดจ์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรมที่ใช้กับวงจร
อินเวอร์เตอร์เพื่อให้เกิดความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยการปรับมุม Phase-Shift
- ออกแบบวงจรสร้างสัญญาณขับชุดอินเวอร์เตอร์และออกแบบขอลวดเหนี่ยวนำ
- เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลจากการการซิมูเลตโดยใช้โปรแกรม PSpice

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง และอุปกรณ์ให้ความร้อนโดย
อาศัยหลักการเหนี่ยวนำ
2. ศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์แบบกึ่งบริดจ์ชนิดอนุกรมเพื่อนำมาใช้กับเตาหุง
ต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง
3. ออกแบบวงจรรวมและขอลวดเหนี่ยวนำ
4. จัดหาอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้สำหรับสร้างวงจรที่ได้ออกแบบไว้
5. สร้างวงจรสร้างความถี่สูงตามแบบที่ได้ออกแบบไว้แล้ว
6. ทดสอบพร้อมทั้งเก็บข้อมูล เพื่อพัฒนาระบบให้ดีขึ้น
7. เก็บข้อมูลและวิเคราะห์ผลให้สอดคล้องกับทฤษฎี

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการวิจัย

เข้าใจถึงการทำงานของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงและสามารถนำเครื่องต้นแบบที่ได้
จากการทำนำไปพัฒนาผลิตเพื่อใช้อำนวยความสะดวกกับครัวเรือน ลดการนำเข้าเทคโนโลยี
จากต่างประเทศ

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรกึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมที่ใช้กับ วงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้เกิดความร้อนเหนี่ยวนำ

บทนำ

จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูงของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม หลักการวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้ม เป็นหลักการหม้อแปลงที่ใช้เป็นหลักการสร้างกระแสความถี่สูงของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ความถี่สูง การวิเคราะห์แรงดัน กระแสและค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจรกึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม และคำนวณหาค่าความต้านทาน ค่าความเหนี่ยวนำสมมูลที่เป็นโหลดของวงจรกึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

2.1 หลักการพื้นฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน (Basic of Induction Heating)

การเหนี่ยวนำความร้อนมีส่วนประกอบพื้นฐานสำคัญอยู่ 2 ส่วน คือ

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

อย่างไรก็ตามทฤษฎีมูลฐานของการเหนี่ยวนำความร้อน ก็ยังคงมีส่วนคล้ายกับทฤษฎีของหม้อแปลง การเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าและปรากฏการณ์ผิวจะอธิบายต่อไปจากรูปที่ 2.1 แสดงถึงระบบพื้นฐานอย่างง่ายซึ่งประกอบด้วยขดลวดความร้อนเหนี่ยวนำและกระแสเหนี่ยวนำ เพื่อที่จะอธิบายถึงการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าและปรากฏการณ์ผิวรูปที่ 2.1 จะแสดงถึงหม้อแปลงอย่างง่ายโดยที่กระแสที่ขดลวดทุติยภูมิจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสทางด้านปฐมภูมิ เมื่อพิจารณาอัตราส่วนของจำนวนรอบ (Turn ratio) การสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิมาจากความต้านทานของขดลวด และให้สัมประสิทธิ์การเชื่อมโยง ระหว่างทั้งสองวงจรมีค่าเท่ากับ 2 โดยไม่คำนึงถึงกระแสที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรั่ว (Magnetic current leakage)

เมื่อขดลวดทางด้านทุติยภูมิกำหนดให้มีค่าจำนวนรอบเท่ากับ 1 รอบ และสมมติว่าลัดวงจร ซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียทางด้านความร้อนเพิ่มขึ้น เมื่อมีการเพิ่มขึ้นของกระแสไหล (กระแสทางด้านทุติยภูมิ) ซึ่งพิสูจน์จากรูปจะแสดงถึงระบบเมื่อพลังงานจากแหล่งจ่ายเป็นแหล่งเดียวกันทำให้เกิดการสูญเสียทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิโดยตั้งแต่ว่ารูปที่ 1 นี้จะกำหนดให้ขดลวดทางด้านปฐมภูมิมีย่านรอบมากและให้ขดลวดทางด้านทุติยภูมิมีย่านรอบเดียว

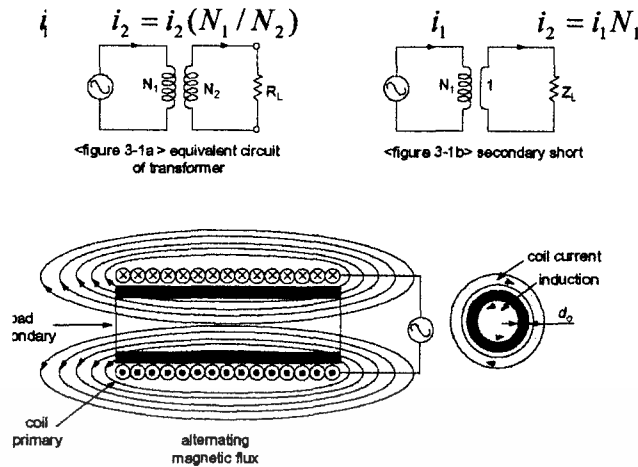


Figure 3-1: Basics of Induction Heating

รูปที่ 2.1 การเหนี่ยวนำความร้อนเบื้องต้น

และถูกตัวลวดวงจรได้ขดลวดที่ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำความร้อนและไหลจะถูกแยกกันด้วยช่องว่างเล็กๆ และมีปรากฏการณ์ผิวเกิดขึ้นที่ความถี่สูงๆ ถ้ากำหนดให้ทางด้านปฐมภูมิมีการเหนี่ยวนำความร้อนให้เกิดขึ้นที่ทางด้านทุติยภูมิมีค่าสูงสุดและสามารถทำได้โดยออกแบบให้มีช่องว่างระหว่างทางด้านปฐมภูมิมีค่าน้อยที่สุดที่สามารถเป็นไปได้โลหะจำพวก non-ferrous จะทำให้ประสิทธิภาพนั้นต่ำลง เนื่องจากโลหะพวกนี้มีค่าความต้านทานสูงและยังมีค่าความนำต่ำ

2.1.1 การเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction)

ดังที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.1 เมื่อมีไฟฟ้ากระแสสลับไหลเข้าไปในขดลวดจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นที่รอบขดลวด ซึ่งพิจารณาได้จากกฎของแอมแปร์ (Ampere's Law) เมื่อมีวัตถุวางอยู่ในสนามแม่เหล็กจะทำให้มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วของการเคลื่อนที่สนามแม่เหล็ก ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กของวัตถุมีค่าลดลง พิจารณาจากกฎของฟาราเดย์จะทำให้เกิดกระแสที่ผิวของวัตถุที่เป็นตัวนำ โดยเป็นความสัมพันธ์ที่กลับกัน (inverse relationship) ของกระแสที่อยู่ในวงจรเหนี่ยวนำ ซึ่งกระแสที่อยู่บริเวณพื้นผิวคือ กระแสไหลวน (Eddy Current) กำลังไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำและกระแสไหลวนที่เกิดขึ้นจะถูกแปรรูปไปเป็นพลังงานความร้อนเมื่อค่าความต้านทานคือ ค่า resistivity และค่าความซึมซาบ (permeability) ของวัสดุตัวนำและกระแสไฟฟ้ามาจากความเข้มของสนามแม่เหล็กพลังงานความร้อนจะเป็นส่วนกลับของความสัมพันธ์ของค่าความลึกผิว (skin depth) ถ้าวัสดุมีคุณสมบัติการนำไฟฟ้าคล้ายกับเหล็ก (iron) การเพิ่มขึ้นของพลังงานความร้อนที่ถูกสร้างขึ้นจนถึงค่า magnetic hysteresis ซึ่งความร้อนที่ถูกสร้างขึ้นนี้จะสัมพันธ์กับขนาดของ hysteresis ซึ่งในรายงานนี้

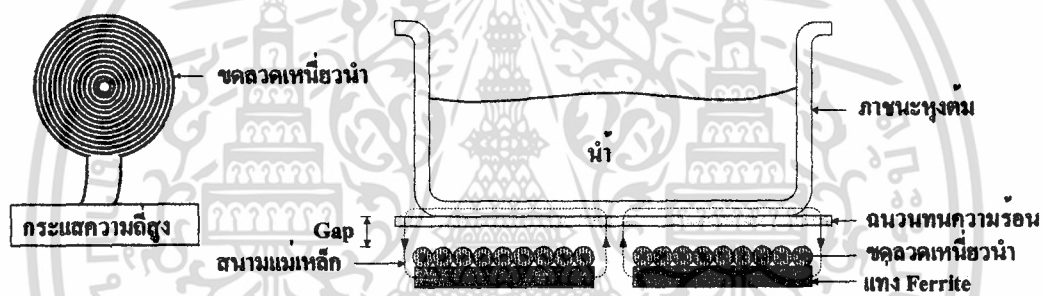
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะละทิ้งค่าของความร้อนที่เพิ่มขึ้น เนื่องจากมีค่าน้อยมาก (น้อยกว่า 10%) เมื่อเทียบกับความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ

2.1.2 ปรากฏการณ์ผิว (Skin effect)

เมื่อกระแสไหลในขดลวดมีความถี่สูงมาก จะทำให้กระแสเหนี่ยวนำไหลบริเวณรอบๆ ผิวหน้าของไหล ความหนาแน่นของกระแสเหนี่ยวนำจะลดลงเมื่อการไหลของกระแสเข้าใกล้จุดศูนย์กลางมีสมการเป็นค่าความหนาของผิว จะเลือกได้จากค่า resistivity ค่า permeability และค่าความถี่ของวัตถุ

หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จากรูปที่ 2.2 เมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่ใต้ภาชนะหุงต้ม ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้อง (Magnetic Flux) กับภาชนะหุงต้มถ้าภาชนะหุงต้มเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic สนามแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องกับภาชนะจะทำให้เกิดกระแสไหลวน ในภาชนะหุงต้มเป็นลักษณะเส้นทางปิด ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน เป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่ก้นของภาชนะหุงต้ม และจะถ่ายเทความร้อนไปยังน้ำที่อยู่ภายในภาชนะทำให้น้ำเดือดได้

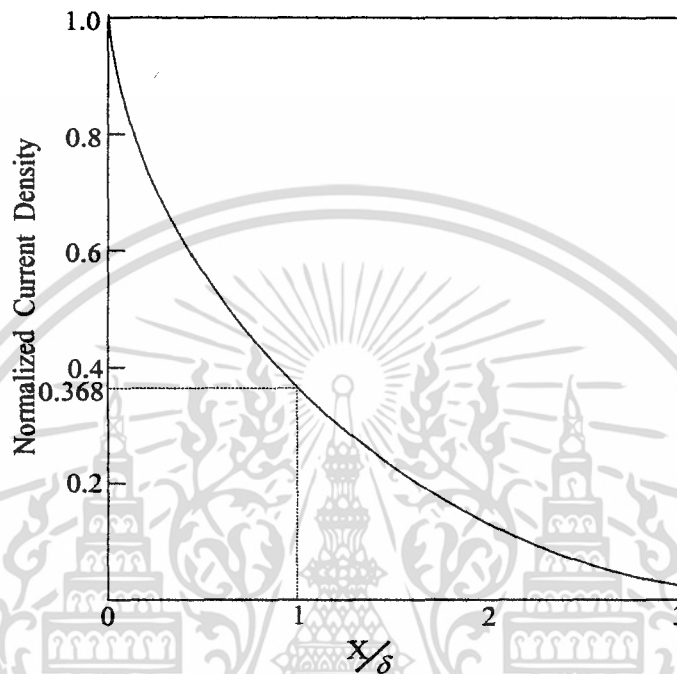


รูปที่ 2.2 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

ความร้อนส่วนมากจะเกิดขึ้นโดยกระแสไหลวนในไหลภาชนะหุงต้มที่บริเวณชั้นผิวนอกของภาชนะหุงต้มที่มีความลึกเท่ากับ δ_{vessel} ซึ่งมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ของภาชนะหุงต้มดังสมการที่ (1)

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

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



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของภาชนะหุงต้ม

จากสมการ (1) เมื่อความถี่สูงขึ้นจะส่งผลให้กระแสไหลวนลึกลงไปจากผิวของภาชนะหุงต้มได้น้อยลงทั้งนี้เนื่องจากค่าความลึกของการไหลวนของกระแสไหลวนมีค่าลดลงตามการเพิ่มขึ้นของความถี่ จากรูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะความลึกจากผิวด้านนอกของภาชนะหุงต้ม จะเห็นได้ว่าความหนาแน่นกระแสมีสูงสุดที่ผิวด้านนอกของภาชนะและจะลดลงเมื่อระยะความลึกจากผิว (X) มากขึ้น

2.2 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน

สำหรับโครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงสามารถแบ่งการทำงานออกเป็นบล็อกไดอะแกรมได้รายละเอียดประกอบด้วย แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับ 1 เฟส 220 V(rms) 50 Hz ป้อนให้กับวงจรเรียงกระแสไดโอดแบบบริดจ์ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

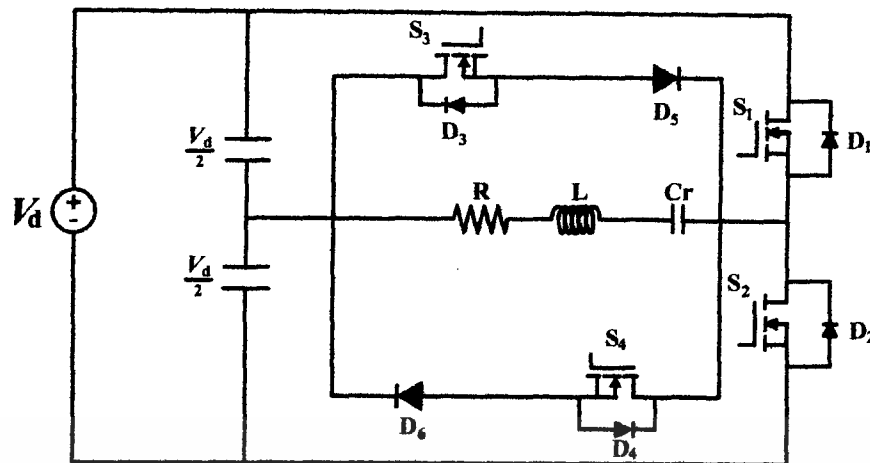
ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านหลังของวงจรเรียงกระแสไดโอดแบบบริดจ์จะใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อกรองให้เป็นแรงดันไฟตรงเรียบจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยใช้อุปกรณ์มอสเฟตกำลังเป็นสวิทช์เพื่อจ่ายให้กับชุดโพลดิโอดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมซึ่งรายละเอียดดังนี้

2.2.1 โพลดิโอดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

ปัจจุบันโพลดิโอดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ได้มีการประยุกต์ใช้งานมากมาย เช่น เครื่องชุปแข็งผิวโลหะเหนียวนำความถี่สูง เครื่องหลอมโลหะเหนียวนำความถี่สูง เตาทุงต้มเหนียวนำความถี่สูง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และเครื่องเชื่อมเหนียวนำความถี่สูง เป็นต้น ซึ่งมีข้อดีที่สำคัญ คือ ลดการสูญเสียในการสวิทช์ เมื่อสวิทช์ตัดต่อวงจรที่กระแสศูนย์ (ZCS) หรือสวิทช์ตัดต่อวงจรที่แรงดันศูนย์ (ZVS) ส่วนข้อเสียที่สำคัญของวงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมคือ สำหรับวงจรเรโซแนนซ์ที่มีค่า Q สูง ตำแหน่งใกล้ความถี่เรโซแนนซ์แรงดันตกคร่อมตัวเหนียวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ในวงจรเรโซแนนซ์จะมีค่ามาก เป็นผลให้ตัวเหนียวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C) ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์จะต้องเลือกให้มีค่าพิกัดแรงดันสูง เพื่อสามารถเก็บพลังงานได้มาก ส่วนแรงดันที่ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ที่มีโพลดิโอดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมจะเป็นแหล่งจ่ายชนิดแรงดันคงที่ (Constant Voltage Source) ซึ่งจะต้องใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อกรองแรงดันให้เรียบแล้วจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ที่ให้อาชีพทุกในลักษณะคลื่นแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและกระแสในลักษณะรูปคลื่นไซน์ ที่ความถี่สวิทช์อินเวอร์เตอร์ในช่วง 30 ~ 45 kHz ซึ่งจะนำมาใช้ในการเหนียวนำความถี่สูงผ่านขดลวดเหนียวนำเพื่อให้เกิดความร้อนที่ตัวภาชนะทุงต้ม เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา สะอาดและปลอดภัยรวมทั้งสามารถเดือดได้ภายในระยะเวลาอันรวดเร็วเหมาะสมที่จะเป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในครัวเรือน

2.2.2 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้ในการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจากที่กล่าวมาแล้วโพลดิโอดเตาทุงต้มเหนียวนำนี้เป็นวงจรโพลดิโอดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมโดยมีวงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโพลดิโอดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมนี้วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2.4 ประกอบไปด้วยสวิทช์ S1, S2, S3 และ S4 ซึ่ง S1 และ S2 ทำงานสลับกันในลักษณะปิด-เปิดวงจร ส่วนสวิทช์ S3 และ S4 ทำงานในลักษณะให้กระแสไหลต่อเนื่องซึ่งรายละเอียดการทำงานของวงจรจะได้กล่าวในตอนต่อไป



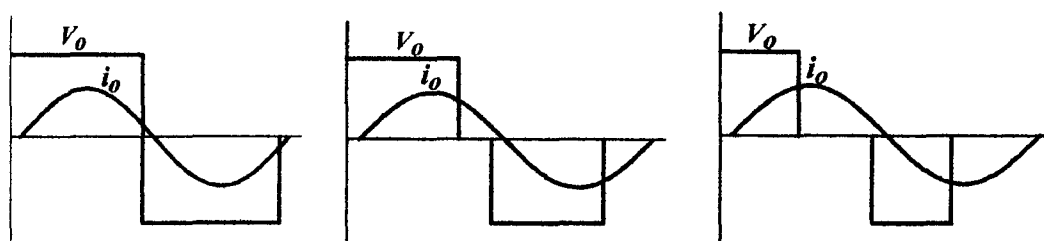
รูปที่ 2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

2.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิดอนุกรมแบบมีสวิตช์คร่อมโหลด

จากวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ชนิดอนุกรมแบบมีสวิตช์คร่อมโหลด เราสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าได้โดยการปรับค่า Duty ของวงจรควบคุมในที่นี้จะเหมือนกับการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase - shift

2.3.1 การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม phase - shift

การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีนี้ จะเป็นการปรับเปลี่ยนขนาดแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ให้ซ้อนทับสัญญาณอีกกึ่งหนึ่งเป็นบางส่วนตามขนาดของมุม phase-shift โดยมีความถี่สวิตช์ซึ่งจะมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อยเพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ตำแหน่ง ZVS เสมอ ดังรูปจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ที่มุม phase-shift ต่างๆ เช่น ที่มุม phase-shift 0 องศา ดังรูปที่ 2.5 (a) จะได้ปริมาณกระแสมากที่สุด และเมื่อปรับมุม phase-shift เพิ่มขึ้นเป็น 60 องศา และ 90 องศา ดังรูปที่ 2.5 b) และ (c) ตามลำดับ ปริมาณกระแสจะลดลงต่ำเรื่อยๆ ดังนั้นเมื่อนำมาเขียน เป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ของอินเวอร์เตอร์ ที่มุม phase-shift โดยจะเห็นได้ว่า เมื่อปรับมุม phase-shift มากขึ้นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ จะลดลงเรื่อยๆ การควบคุมกำลังไฟฟ้า โดยวิธีการปรับมุม phase - shift นี้มีข้อดีคือ เมื่อปรับมุม phase - shift มากขึ้น จะมีผลทำให้กระแสจ่ายโหลดทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ ผิดเพี้ยนไปจากคลื่นไซน์มากขึ้น ซึ่งข้อดีข้อนี้ สามารถปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นได้โดยการเลือกค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์ ให้มีค่าสูงขึ้นได้



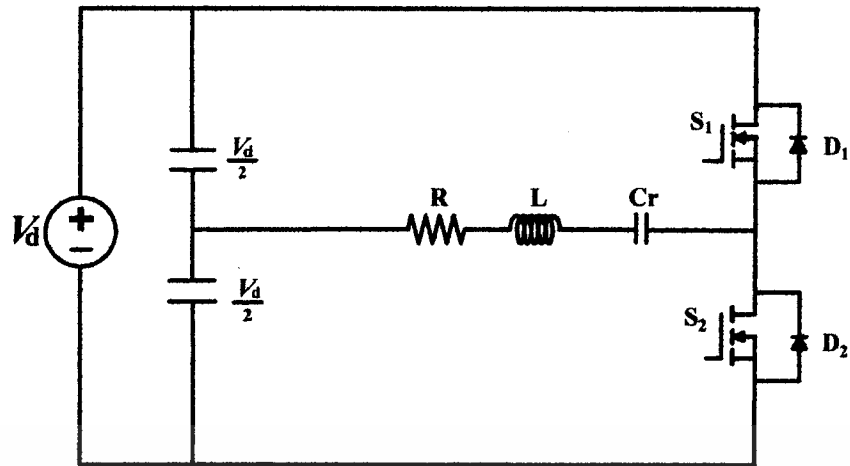
(a) มุม phase shift 0 องศา (b) มุม phase shift 60 องศา (c) มุม phase-shift 90 องศา
รูปที่ 2.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม phase-shift แบบต่างๆ

2.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

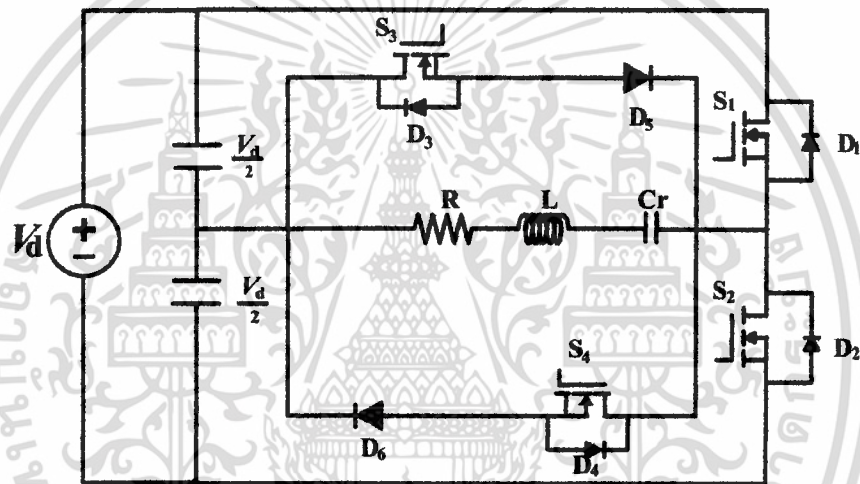
โดยทั่วไปแล้วเตาหุงต้มที่ใช้ในครัวเรือนทั่วไปจะเป็นชนิดลวดความร้อนซึ่งมีหลักการทำงาน โดยที่ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มจะเกิดการถ่ายเทความร้อน จากลวดความร้อนผ่านชั้นอากาศก่อนไปยังภาชนะหุงต้ม ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มในลักษณะแบบนี้จะเป็นการให้ความร้อนโดยวิธีอ้อม ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพในการหุงต้มต่ำ ร้อนช้า และสิ้นเปลืองพลังงาน เมื่อหลังจากการใช้งานลวดความร้อนจะมีช่วงเวลาในการเย็นตัวช้า

ซึ่งเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงจะช่วยแก้ปัญหาเตาหุงต้มแบบเก่าได้หลักการก็คือ ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มจะเกิดจากสนามแม่เหล็ก เหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มทำให้เกิดความร้อนทันทีทันใด จะเห็นว่าความร้อนที่เกิดขึ้นจะเกิดโดยตรงกับภาชนะหุงต้ม เป็นผลให้เตาหุงต้มเดือดได้อย่างรวดเร็ว และเมื่อใช้งานเสร็จแล้วเตาหุงต้มก็จะเย็นตัวเร็วไม่ใช่อันตรายต่อผู้ใช้งาน ประหยัดพลังงาน และไม่ก่อให้เกิดมลพิษด้วย

โครงการชิ้นนี้ได้ทำการประยุกต์ วงจร ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์จากแบบเก่า โดยการคร่อมสวิตช์สองตัวเพิ่มเข้าที่โหลด เพื่อเพิ่มโหมดการทำงานให้มีกระแสไหลวนอยู่ภายในโหลด ทำให้เกิดเป็นวงจร ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบใหม่ขึ้นมา วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบใหม่นี้จะทำให้มีเงื่อนไขการทำงานเปลี่ยนแปลงไปจากวงจรเดิมจาก วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์จากแบบเก่า โดยจะมีการทำงานไปเลียนแบบการทำงานของวงจร ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่มีการปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift ซึ่งวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบใหม่นี้ จะควบคุมเอาต์พุตของแรงดันได้จากการปรับ duty cycle ของการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งเท่านั้น ซึ่งจะได้ผลการทำงานเหมือนกับการปรับมุม Phase-Shift ของวงจร Full Bridge Inverter แต่สัญญาณกระแสเอาต์พุตที่ได้จะมีรูปผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่น sine wave ด้วย



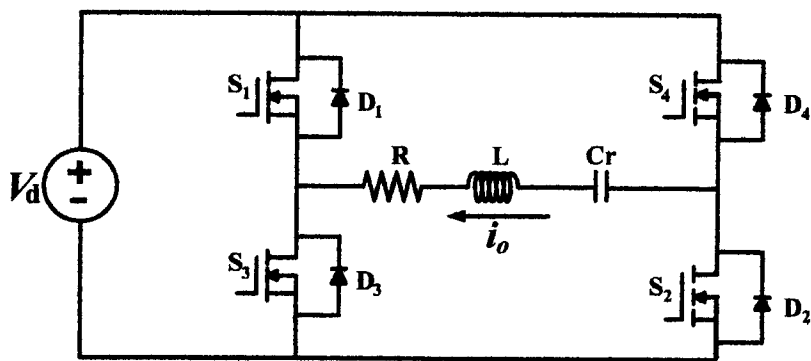
รูปที่ 2.6 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบเก่า



รูปที่ 2.7 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบใหม่

2.4.1. การสวิตชิงของฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์

ในวงจรเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์นั้น การควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์จะอาศัยการปรับความถี่ เพื่อที่จะให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด แต่ในโปรเจกชันนี้ ความถี่ของอินเวอร์เตอร์จะควบคุมเพื่อที่จะทำให้ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนท์ของโหลด จากรูปซึ่งเป็นเรโซแนนท์อนุกรมฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีวงจรและคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

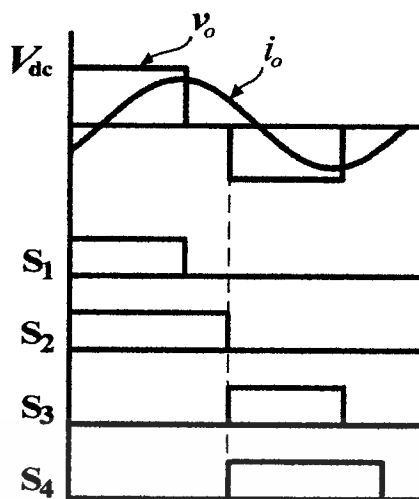


รูปที่ 2.8 วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์

และสัญญาณการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์แต่ละตัว จากในรูปจะเห็นได้ว่า แรงดันเอาต์พุตจะอยู่บริเวณตรงกลาง ของรูปคลื่นกระแสเอาต์พุต ซึ่งจะทำให้ค่าของ load displacement factor จะสามารถเข้าใกล้ 1 ได้ ซึ่งทำให้ inverter มีประสิทธิภาพสูงขึ้นจากสัญญาณการทำงานดังรูปที่ 2.8 ถ้า S_1 และ S_3 สามารถทำงานในขณะที่เกิด ZVS หรือ ZCS ในช่วง turn-on จะทำให้เกิดการสูญเสียที่การสวิตช์ชิ่งน้อย ซึ่งเป็นผลให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์มีค่ามากยิ่งขึ้น ในการพิจารณาการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ชิ่งนั้นถ้าพิจารณาในทางอุดมคติ คือสามารถที่จะสวิตช์ชิ่งได้ทันที (ไม่คิด dead time)

โหมดการทำงานต่างๆของวงจรในรูปที่ 2.6 ซึ่งสามารถอธิบายลักษณะการทำงานของโหมดการทำงานทั้ง 6 โหมดในลักษณะการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าได้ดังนี้

- โหมด1 โหลดคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย DC ผ่านไดโอด D_1 และ D_4
- โหมด2 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย DC ผ่านมอสเฟต S_1 และ S_4
- โหมด3 กระแสไหลล้นเพื่อให้เกิดพลังงานสูญเสียโดยผ่านมอสเฟต S_1 และ ไดโอด D_3
- โหมด4 โหลดคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย DC ผ่านไดโอด D_2 และ D_3
- โหมด5 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย DC ผ่านมอสเฟต S_2 และ S_3
- โหมด6 กระแสไหลล้นเพื่อให้เกิดพลังงานสูญเสียโดยผ่านมอสเฟต S_2 และ ไดโอด D_4

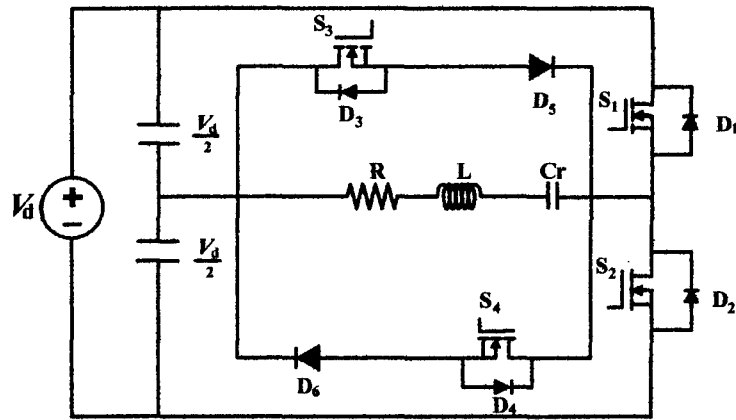


รูปที่ 2.9 รูปคลื่นของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์

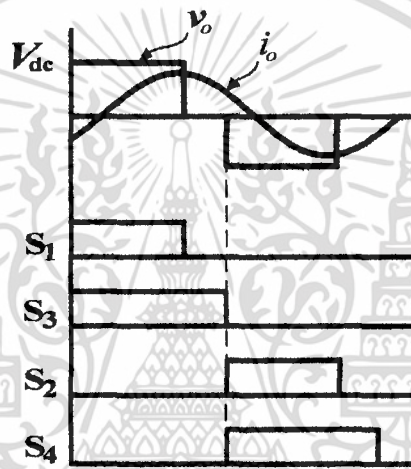
จากวิธีการที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่าเป็นการควบคุม voltage output ของวงจร ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์และในวงจรฟลูบริดจ์นั้นยังมี การทำงานอีกอย่างหนึ่งพร้อมกัน ซึ่งการทำงานนี้จะทำให้มีกระแสไหลวนอยู่ในโหนด สิ่งที่ได้รับจากการทำงานในช่วงนี้ คือ จะทำให้กระแสมีความต่อเนื่อง การในช่วงเกิดกระแสไหลวนอยู่ในโหนดทำให้เกิดการสวิตช์ขณะที่ไม่มีประจุอยู่ในโหนด ทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

2.4.2. การสวิตช์ของ ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบใหม่

จากการทำงานของวงจรฟลูบริดจ์ดังที่ได้กล่าวมาจะเห็นได้ว่า วงจรฟลูบริดจ์จะมี mode การทำงานให้มีกระแสไหลวนอยู่ในโหนด ซึ่งสิ่งที่ได้จะเห็นได้ชัดว่า วงจร full bridge จะมีความแตกต่างจาก วงจรฮาร์ฟบริดจ์เพราะว่ามี mode กระแสไหลวนภายในโหนด อีกทั้งยังควบคุมแรงดันเอาต์พุทของโหนดได้ จากการให้สัญญาณกับอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งในวงจรฮาร์ฟบริดจ์จะควบคุมเอาต์พุทของแรงดันได้จากการปรับ duty cycle ของการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์เท่านั้น และสัญญาณกระแสเอาต์พุทที่ได้จะมีรูปผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่น sine wave ด้วย จากรูปวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์แบบใหม่ จะเห็นได้ว่าจะมีการเพิ่ม อุปกรณ์สวิตช์คือ S_3 และ S_4 เข้ามา เพื่อที่จะทำให้เกิด กระแสไหลวนภายในโหนด การเพิ่มอุปกรณ์สวิตช์ S_3 และ S_4 นั้น จะทำให้เอาต์พุทของวงจรฮาร์ฟบริดจ์มีลักษณะเหมือนกับวงจรฟลูบริดจ์ อุปกรณ์ S_3 และ S_4 ที่เพิ่มเข้ามาในทางปฏิบัติจะต้องมีการต่อไดโอดอนุกรมไว้ด้วย เนื่องจาก S_3 และ S_4 เป็นอุปกรณ์สวิตช์แบบ Power MOSFET จึงมีไดโอดแฝงอยู่ในตัว MOSFET การต่อไดโอดนี้ก็เพื่อที่จะป้องกันการเกิดการลัดวงจรของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ในช่วงที่มีการทำงานพร้อมกันของสวิตช์



รูปที่ 2.10 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบใหม่



รูปที่ 2.11 รูปคลื่นของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แบบใหม่

จากรูป 2.10 สัญญาณการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งเมื่อพิจารณาจะเห็นว่าเหมือนกับ วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์มีทั้ง mode กระแสไหลวนภายในโหลดและยังควบคุมแรงดันเอาต์พุต ได้อีกด้วย การทำงานของวงจรฮาร์ฟบริดจ์จะมีขั้นตอนในการพิจารณาดังนี้

โหมด 1 โหลดคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย DC ผ่านไดโอด D_1

โหมด 2 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย DC ผ่านมอสเฟต S_1

โหมด 3 กระแสไหลวนไหลวนเพื่อให้เกิดพลังงานสูญเสียโดยผ่านมอสเฟต S_3 และ ไดโอด D_5

โหมด 4 โหลดคืนพลังงานสู่แหล่งจ่าย DC ผ่านไดโอด D_2

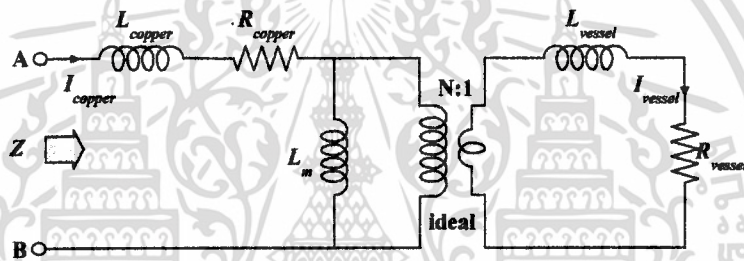
โหมด 5 โหลดได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย DC ผ่านมอสเฟต S_2

โหมด 6 กระแสไหลวนไหลวนเพื่อให้เกิดพลังงานสูญเสียโดยผ่านมอสเฟต S_4 และ ไดโอด D_6

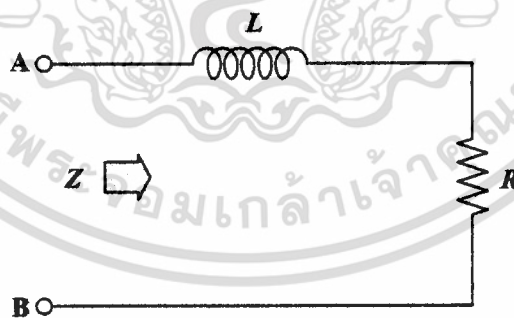
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 การวิเคราะห์วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนกับภาชนะหุงต้ม

จากรูปที่ 2.11 จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดภาชนะหุงต้มจะมีเส้นแรงแม่เหล็กคล้องผ่านซึ่งกันและกันซึ่งมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลงโดยสามารถนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลงดังรูปที่ 2.11 ซึ่งภาชนะหุงต้มทำหน้าที่เป็นขดลวดที่อยู่ทางด้านทุติยภูมิมีจำนวนรอบขดลวดเพียง 1 รอบโดยมีค่าความเหนี่ยวนำรั่วของภาชนะหุงต้ม และความต้านทานของภาชนะหุงต้ม (R_{vessel}) ส่วนขดลวดทางด้านปฐมภูมิสามารถแทนด้วยขดเหนี่ยวนำโดยมีค่าความเหนี่ยวนำรั่ว (L_{copper}) ของขดลวดเหนี่ยวนำ ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ (R_{copper}) และค่าความเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก (Magnetizing Inductance : L_m) ซึ่งมีค่าน้อย และเมื่อรวมกับ R_{vessel} และ L_{vessel} ทางด้านทุติยภูมิที่ย้ายมารวมกับด้านปฐมภูมิแล้วจะได้ อิมพีแดนซ์รวม Z ประกอบด้วย R และ L ดังรูปที่ 2.1 ดังนั้นขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดภาชนะหุงต้มนี้สามารถเขียนแทนด้วยวงจรสมมูลซึ่งประกอบด้วยความเหนี่ยวนำสมมูล L และความต้านทานสมมูล R [1]



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มซึ่งพิจารณาเป็นวงจรสมมูลของหม้อแปลง



รูปที่ 2.13 อิมพีแดนซ์สมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุงต้มที่โอนย้ายมาทางด้านปฐมภูมิ

ขดลวดเหนี่ยวนำและโวลตาชนะหุงต้มสามารถเขียนแทนด้วยวงจรมุมสมมูลซึ่งประกอบด้วย ความเหนี่ยวนำสมมูล และความต้านทานสมมูลสามารถหาค่าได้ดังสมการ (1)

$$R = R_{copper} + N^2 R_{vessel} \quad (2.1)$$

$$L = L_{copper} + N^2 L_{vessel} \quad (2.2)$$

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

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ

$$P_{copper} = I_{copper}^2 R_{copper} \quad (2.3)$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในโวลตาชนะหุงต้มมีค่าเท่ากับ

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

เมื่อพิจารณาทางด้านปฐมภูมิจะได้

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

เนื่องจาก

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

โดยที่ I_{vessel} คือ กระแสที่ไหลในโวลตาชนะหุงต้ม
 I_{copper} คือ กระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำ

ดังนั้นประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำ-โพลดภาชนะหุ้มต้มจะได้อ้างอิงดังนี้

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

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

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

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

$$= \frac{N^2 R_{vessel}}{N^2 R_{vessel} + R_{copper}} \quad (2.11)$$

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

เนื่องจากผลของ Skin Depth การไหลวนของกระแสจะเกิดเฉพาะที่บริเวณที่ผิวของภาชนะหุ้มต้มดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยมีความลึกเท่ากับ δ_{vessel} ดังนั้นความต้านทานที่ผิวของโพลดภาชนะหุ้มต้มในย่านความถี่สูง R_{vessel} มีค่าดังนี้

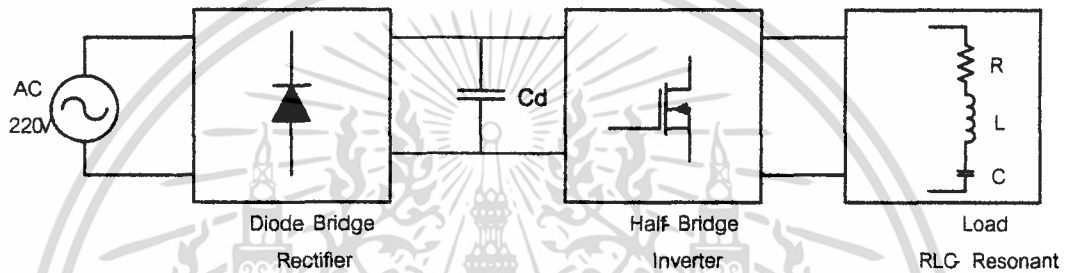
$$R_{vessel} = \frac{\rho_{vessel}}{\delta_{vessel}} = \sqrt{\mu_o} \cdot \sqrt{\rho_{vessel} \mu_r f} \quad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

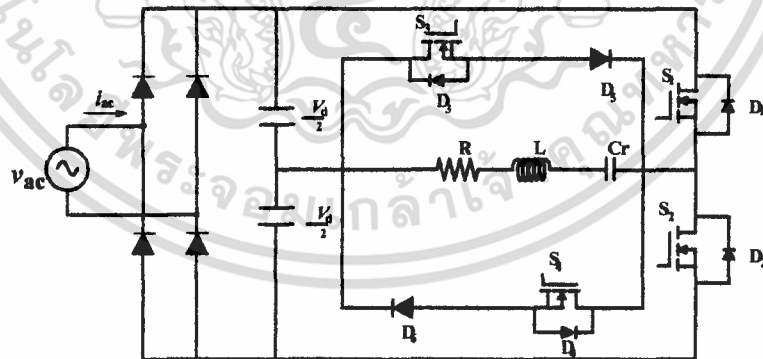
$$P_{vessel} = I_{vessel}^2 R_{vessel} = \sqrt{\mu_o} \cdot (NI_{copper})^2 \cdot \sqrt{\rho_{vessel} \mu_r f} \quad (2.14)$$

จากสมการ (2.13) จะเห็นได้ว่าความต้านทานของภาชนะหุงต้ม R_{vessel} จะแปรผันโดยตรงกับสภาพความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของภาชนะหุงต้ม (ρ_{vessel}) ค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ (μ_r) และความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ (f) ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์ และจากสมการ (2.14) จะได้ว่า การเพิ่มค่ากำลังไฟฟ้าของโหลดภาชนะหุงต้ม (P_{vessel}) สามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่ (f) ของกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำและแอมแปร์-เทอรัน ($N \cdot I_{copper}$) ของขดลวดทางด้านปฐม



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

2.6 การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม



รูปที่ 2.15 วงจรโดยรวมของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

72623

จากวงจรรูปที่ 2.15 ซึ่งเป็นวงจรโดยรวมของวงจรเคาท์มเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำกับภาชนะหุ้มตัว สามารถแทนด้วยความต้านทานสมมูลและความเหนี่ยวนำสมมูล ซึ่งเมื่อใช้หลักการมองวงจรที่โหลดเอาท์พุท $R L$ ของชุดหม้อหุ้มตัวและขดลวดด้วยหลักการของเซวินินก็จะสามารถเขียนวงจรที่โหลดเอาท์พุทในลักษณะของ $R L$ และ C ต่ออนุกรมกันได้ ซึ่งจากวงจร $R L C$ อนุกรมที่โหลดสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรเรโซแนนซ์ได้ดังนี้

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)

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

อิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมจะเป็น

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

จะได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= Z_o \sqrt{\frac{1}{Q_L^2} + \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right)^2} \quad (2.19)$$

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

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

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

ดังนั้น

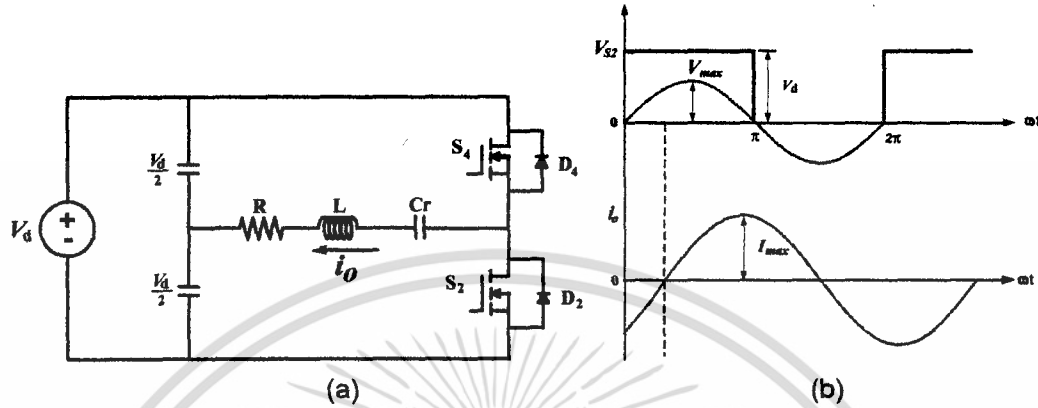
$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{R}{Z} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2}} \end{aligned} \quad (2.23)$$

เมื่อ	R	คือ	ความต้านทานสมมูล
	L	คือ	ความเหนี่ยวนำสมมูล
	C	คือ	ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์
	φ	คือ	มุมต่างเฟสของแรงดันและกระแส
	ω_s	คือ	ความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 การวิเคราะห์ แรงแดัน กระแส และกำลังไฟฟ้า ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์
เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

หัวข้อนี้จะเป็นการแสดงการวิเคราะห์ แรงแดัน กระแส และกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม ซึ่งมีขั้นตอนการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.16 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์และรูปคลื่นแรงแดันตกคร่อม V_{s2} และกระแสโหลด i_o เมื่อ $f_s > f_r$ (a) วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ (b) รูปแรงแดันตกคร่อมสวิตช์ V_{s2} และกระแสโหลด i_o

จากรูปที่ 2.16 แรงแดันที่ป้อนให้กับโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยมี Function ดังนี้

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

จากอนุกรมฟูเรียร์จะได้สมการแรงแดันคร่อมสวิตช์ S_2 ดังนี้

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

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

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

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

และจะได้สมการกระแสโหลด i_o ดังนี้

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

เมื่อ

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

โดยที่ Z คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูลและจะได้แรงดันตกคร่อมความต้านทาน V_R คือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ได้

$$\begin{aligned}
 P_o &= \frac{I_{\max}^2 R}{2} = \frac{2V_d^2 R \cos^2 \varphi}{\pi^2 R^2} = \frac{2V_d^2 R}{\pi^2 R^2 \left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2 \right]} \\
 &= \frac{2V_d^2 R}{\pi^2 Z_o^2 \left[\left(\frac{R}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)^2 \right]} \quad (2.31)
 \end{aligned}$$

เมื่อ $f_s = f_r$,

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

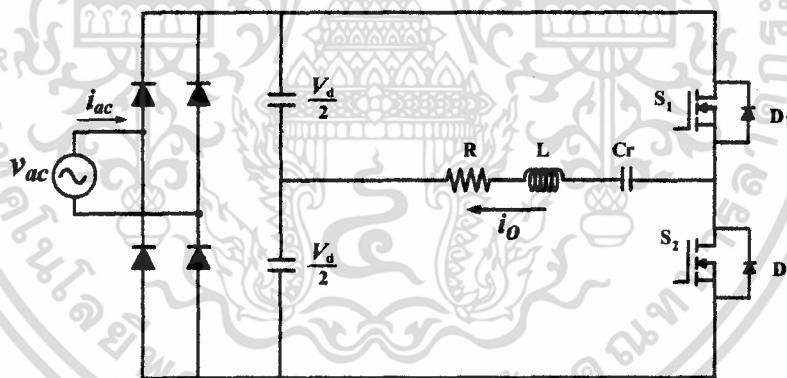
การวิเคราะห์หลักการทำงานของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง แบบ Half Bridge Inverter และแบบ Phase – Shift Half Bridge Inverter

บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์เพื่อเปรียบเทียบการทำงานของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (แบบเก่า) กับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงแบบ Phase-Shift ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (แบบใหม่) เพื่อให้ทราบถึงความแตกต่างของการทำงานของอินเวอร์เตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูงทั้ง 2 แบบ รวมไปถึงการปรับกำลังไฟฟ้าด้าน output ของอินเวอร์เตอร์ทั้งแบบปรับความถี่และแบบปรับเลื่อนเฟสโดยนำผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice มาเปรียบเทียบกัน เพื่อให้ทราบว่าคลื่นแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์เหนี่ยวนำความถี่สูงทั้ง 2 แบบ มีลักษณะเป็นอย่างไร ก่อนที่จะนำไปออกแบบชิ้นงานจริง

3.1 การทำงานของ Half Bridge Inverter

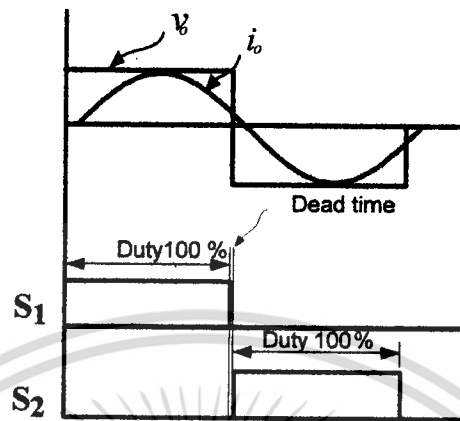
หลักการทำงาน



รูปที่ 3.1 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่

การทำงานของวงจรดังรูปที่ 3.1 กล่าวคือ อินเวอร์เตอร์จะได้รับแรงดันไฟตรงเรียบที่มาจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V 50 Hz ผ่านวงจรเรียงกระแสไดโอดบริดจ์ และตัวเก็บประจุ ซึ่งตัวเก็บประจุนี้ทำหน้าที่กรองแรงดันให้เป็นไฟตรงเรียบเพื่อเป็นอินพุตให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ส่วนการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงเรียบ ให้

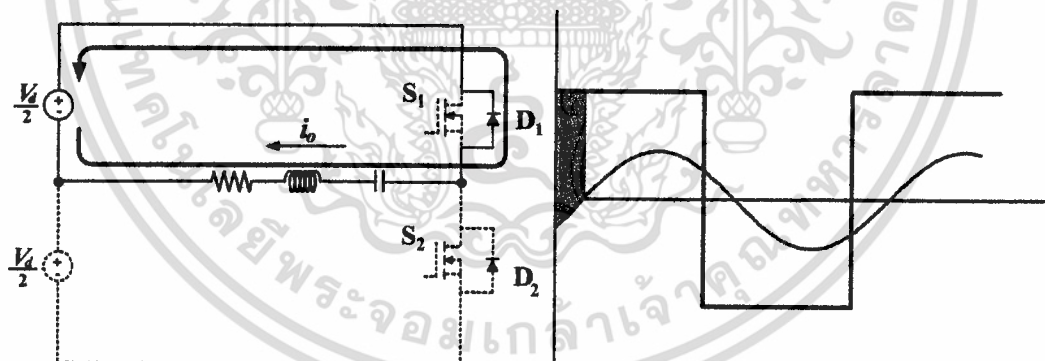
เป็นแรงดันรูปสี่เหลี่ยม และกระแสเป็นไซน์ที่มีความถี่สูง ซึ่งการจากการสลับกันทำงานของ อุปกรณ์สวิตช์ Mosfet-Diode S1, D1 และ S2, D2 ลักษณะเปิดปิดวงจร เพื่อจ่าย แรงดันไฟฟ้าความถี่สูงให้กับ โหลด RLC อนุกรม



รูปที่ 3.2 แสดงช่วงของสวิตช์การทำงานของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เมื่อกำหนดให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิตช์มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์สามารถ แบ่งออกเป็น 4 โหมดการทำงานดังนี้
โหมดที่ 1

ไดโอด D1 ทำงาน ดังรูปที่ 3.3 ในโหมดนี้โหลดจะคืนพลังงานให้กับแหล่งจ่ายเนื่องจาก กระแสมีค่าเป็นลบ และไหลเข้าขั้วของแหล่งจ่าย DC

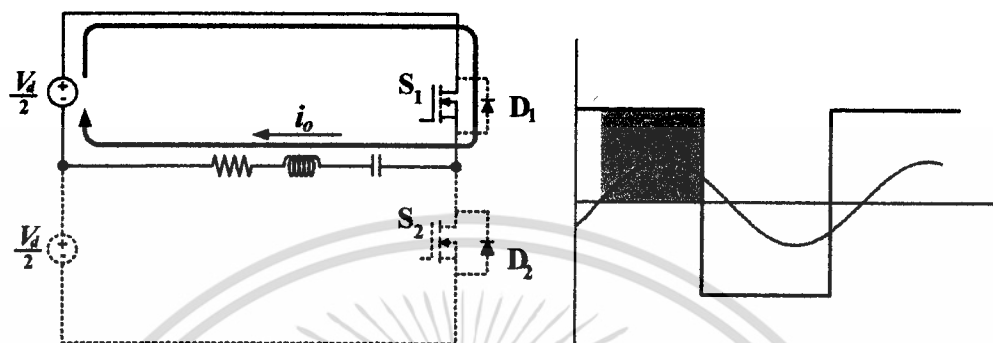


รูปที่ 3.3 โหมดการทำงานที่ 1 ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดที่ 2

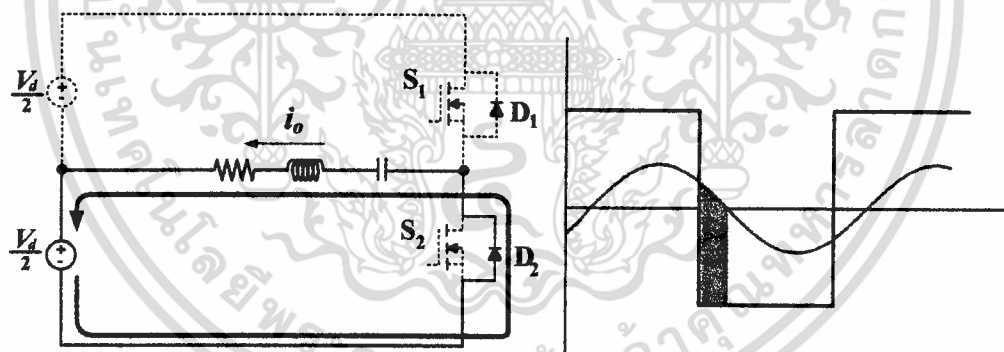
สวิตช์ S_1 ทำงานกระแสจะมีทิศทางไหลดังรูปที่ 3.4 ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแสมีค่าเป็นบวก และไหลออกจากขั้วของแหล่งจ่าย DC



รูปที่ 3.4 โหมดการทำงานที่ 2 ของวงจรอาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

โหมดที่ 3

ไดโอด D_2 ทำงาน กระแสจะมีทิศทางดังรูปที่ 3.5 ในโหมดนี้จะเป็นการคืนพลังงานให้กับแหล่งจ่ายเนื่องจากกระแสมีทิศทางเป็นลบและไหลเข้าขั้วบวกของแหล่งจ่าย DC

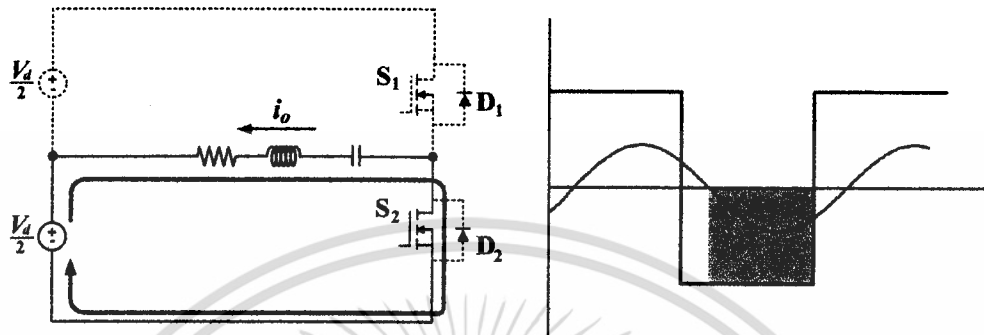


รูปที่ 3.5 โหมดการทำงานที่ 3 ของวงจรอาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดที่ 4

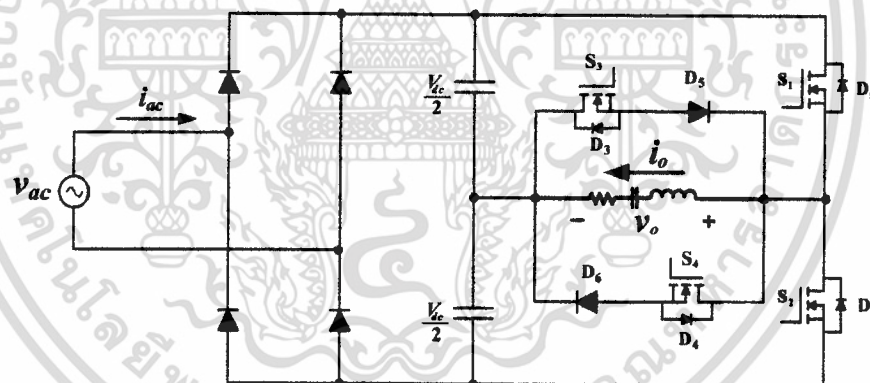
สวิทช์ S_2 ทำงานกระแสจะมีทิศทางไหลดังรูปที่ 3.6 ในโหมดนี้แหล่งจ่ายจะจ่ายพลังงานให้กับโหลดเนื่องจากกระแสมีค่าเป็นบวก และไหลออกจากขั้วของแหล่งจ่าย DC



รูปที่ 3.6 โหมดการทำงานที่ 4 ของแรงดันวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

3.2 การทำงานของ Phase - Shift Half Bridge Inverter

หลักการทำงาน

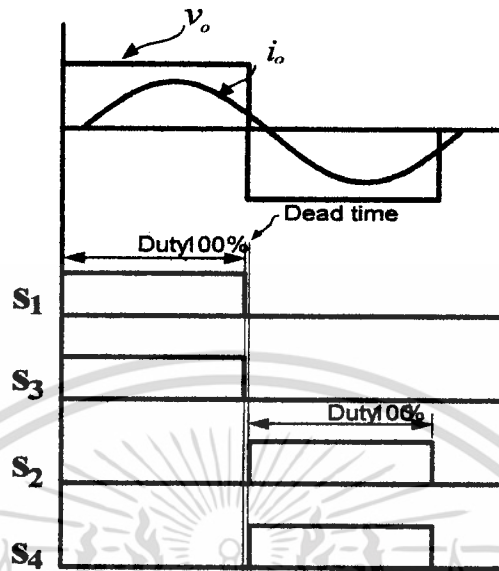


รูปที่ 3.7 วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยการเลื่อนเฟส

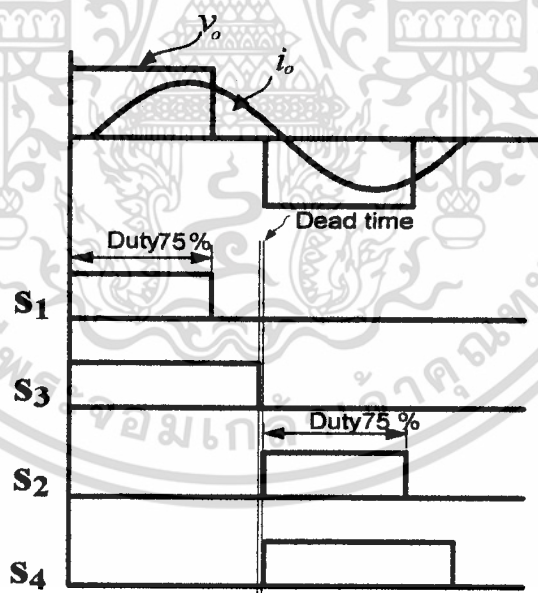
จากรูปที่ 3.7 ซึ่งเป็นวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงควบคุมกำลังไฟฟ้ด้วยการเลื่อนเฟสแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V 50 Hz จะจ่ายให้กับวงจรฟลูบรีจเรกติฟายเออร์เพื่อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อจ่ายให้ซูดอินเวอร์เตอร์ซึ่งจะแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง โดยมี Mosfet S_1, S_2, S_3, S_4 จะทำหน้าที่เป็นสวิทช์ โดยมีสวิทช์ S_1, S_2 ควบคุมแรงดันไฟฟ้า ซึ่งจะถูกมอดูเลตให้กับโหลด RLC เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณขับที่ Duty Cycle 100 %



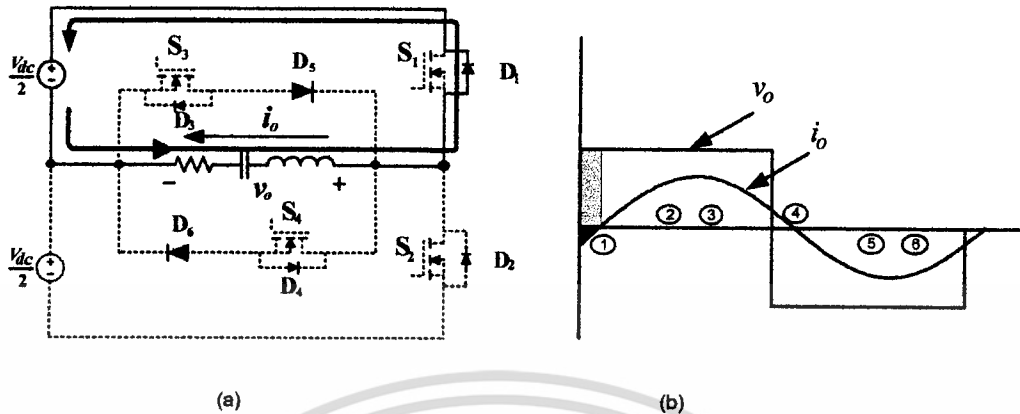
สัญญาณขับที่ Duty Cycle 75 %



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดการทำงานของวงจรที่ Duty = 100 %

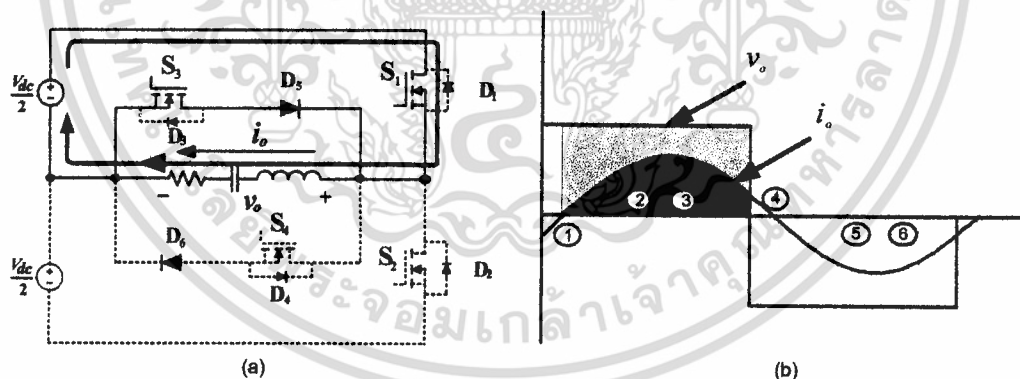
โหมดที่ 1



รูปที่ 3.8 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 1 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต

โหมดที่ 1 เป็นโหมดที่แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นบวกและกระแสเอาต์พุตมีค่าเป็นลบดังรูปที่ 3.8(b) ซึ่งเกิดจากแรงดันไฟฟ้าที่ไหลจายพลังงานคืนให้กับแหล่งจ่าย กระแสไฟฟ้าจะไหลสวนทางกับกระแสไฟฟ้าหลักผ่านทางไดโอด D_1 คืนให้กับแหล่งจ่ายโดยเรียกการทำงานในลักษณะนี้ว่า Regenerative mode

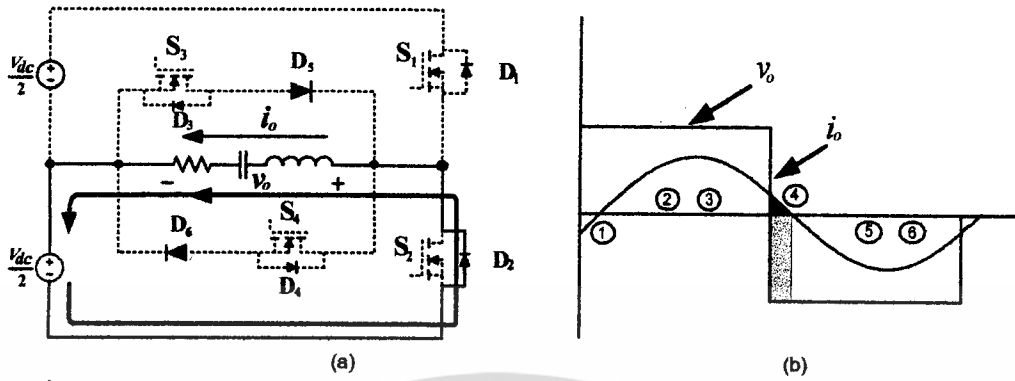
โหมดที่ 2 และ 3



รูปที่ 3.9 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 2 และ 3 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต

โหมดที่ 2 เป็นโหมดที่มอสเฟส S_1 , S_3 ทำงานพร้อมกัน กระแสเอาต์พุตจะไหลผ่านมอสเฟส S_1 ไปที่ขั้วโหลดเรโซแนนท์ดังรูปที่ 3.9(a) ซึ่งค่ากระแสและแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นบวก ดังรูปที่ 3.9(b) ซึ่งไดโอด D_1 จะเป็นตัวป้องกันการลัดวงจร

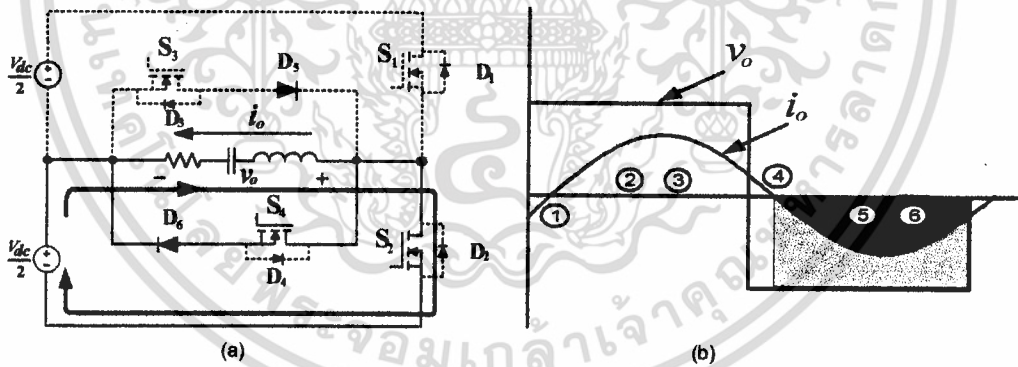
โหมดที่ 4



รูปที่ 3.10 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 4 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต

โหมดที่ 4 เป็นโหมดที่กระแสไหลคืนกลับไปให้แหล่งจ่ายโดยเรียกการทำงานในลักษณะนี้ว่า Regenerative mode โดยกระแสจะไหลผ่านไดโอด D_2 ผ่านชุดโพลดิโอดเรโซแนนท์ไปสู่อแหล่งจ่าย ดังรูปที่ 3.10(a) ซึ่งแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็นลบและกระแสเอาต์พุตจะมีค่าเป็นบวก ดังรูปที่ 3.10(b)

โหมดที่ 5 และ 6

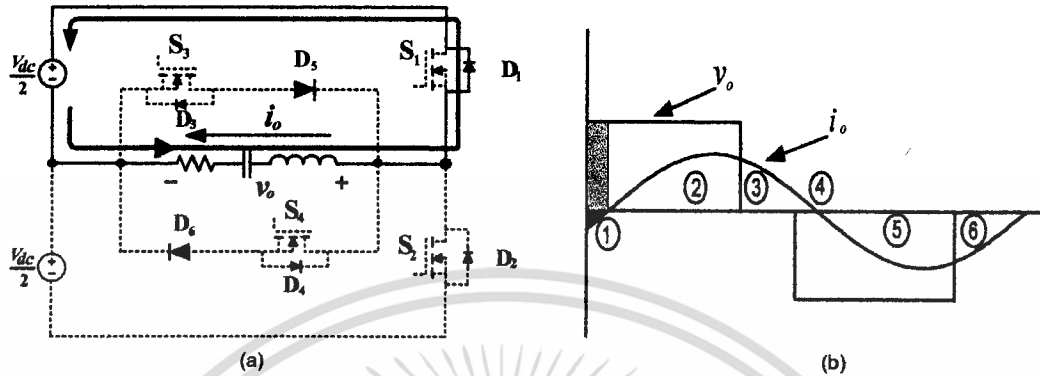


รูปที่ 3.11 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 5 และ 6 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต

โหมดที่ 5 และ 6 เป็นโหมดที่มอสเฟส S_2, S_4 ทำงานพร้อมกัน กระแสเอาต์พุตจะไหลผ่านชุดโพลดิโอดเรโซแนนท์ไปที่มอสเฟส S_2 โดยมีทิศทางสวนทางกับกระแสหลักดังรูปที่ 3.11 (a) ซึ่งค่ากระแสและแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นลบดังรูปที่ 3.11(b) ซึ่งไดโอด D_6 จะเป็นตัวป้องกันไม่ให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านมอสเฟส S_4 ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นได้

โหมดการทำงานของวงจรที่ Duty = 75 %

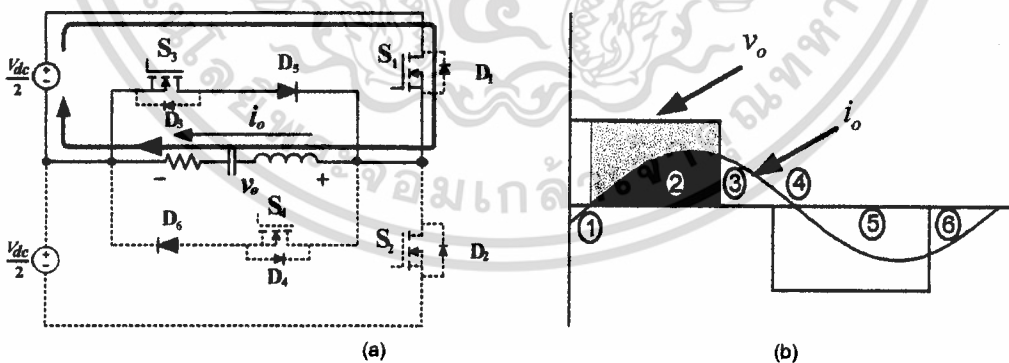
โหมดที่ 1



รูปที่ 3.12 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 1 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต

โหมดที่ 1 เป็นโหมดที่แรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นบวกและกระแสเอาต์พุตมีค่าเป็นลบดังรูปที่ 3.12(b) ซึ่งเกิดจากแรงดันไฟฟ้าที่ไหลจายพลังงานคืนให้กับแหล่งจ่าย กระแสไฟฟ้าจะไหลสวนทางกับกระแสไฟฟ้าหลักผ่านทางไดโอด D_1 คืนให้กับแหล่งจ่าย โดยเรียกการทำงานในลักษณะนี้ว่า Regenerative mode

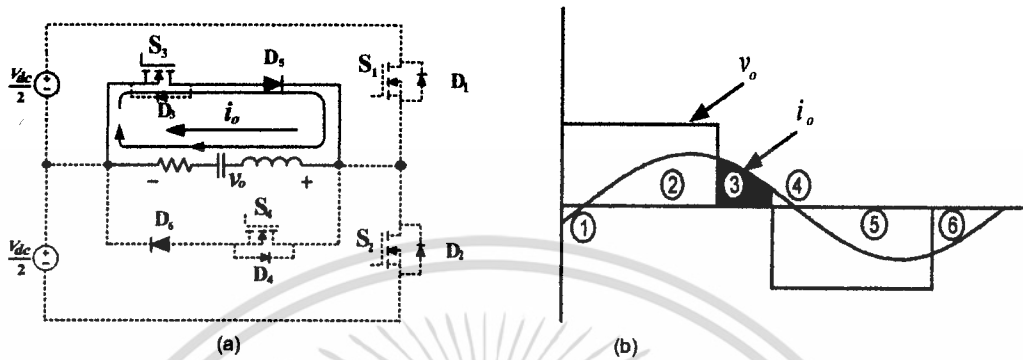
โหมดที่ 2



รูปที่ 3.13 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 2 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต

โหมดที่ 2 เป็นโหมดที่มอสเฟส S_1, S_2 ทำงานพร้อมกัน กระแสเอาต์พุตจะไหลผ่านมอสเฟส S_1 ไปที่ขั้วโหลดเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 3.13(a) ซึ่งค่ากระแสและแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นบวกดังรูปที่ 3.13(b) ซึ่งไดโอด D_5 จะเป็นตัวป้องกันการลัดวงจร

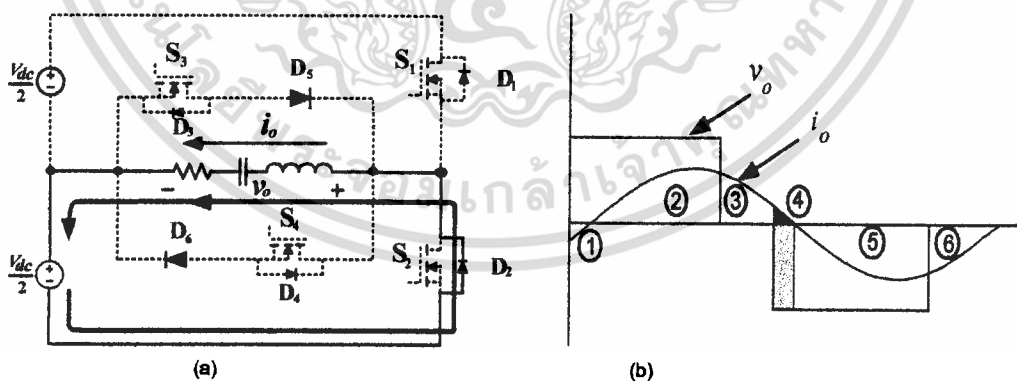
โหมดที่ 3



รูปที่ 3.14 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 3 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต

โหมดที่ 3 เป็นโหมดที่มอสเฟส S_3 ทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งกระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านมอสเฟส S_3 กลับมายังขั้วโหลดเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 3.14(a) ซึ่งค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็นศูนย์และกระแสเอาต์พุตจะมีค่าเป็นบวก ดังรูปที่ 3.14(b) โดยเรียกการทำงานในลักษณะนี้ว่า โหมดฟรีวีลลิ่ง (Freewheeling Mode)

โหมดที่ 4

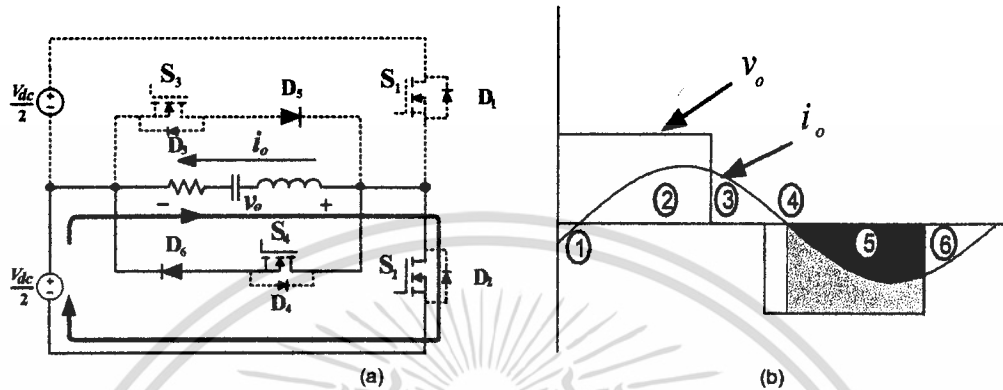


รูปที่ 3.15 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 4 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดที่ 4 เป็นโหมดที่กระแสไหลคืนกลับไปให้ แหล่งจ่ายโดยเรียกการทำงานลักษณะนี้ว่า Regenerative mode โดยกระแสจะไหลผ่านไดโอด D_2 ผ่านชุดโพลิตเรโซแนนท์ไปสู่แหล่งจ่าย ดังรูปที่ 3.15(a) ซึ่งแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็นลบแต่กระแสเอาต์พุตจะมีค่าเป็นบวก ดังรูปที่ 3.15(b)

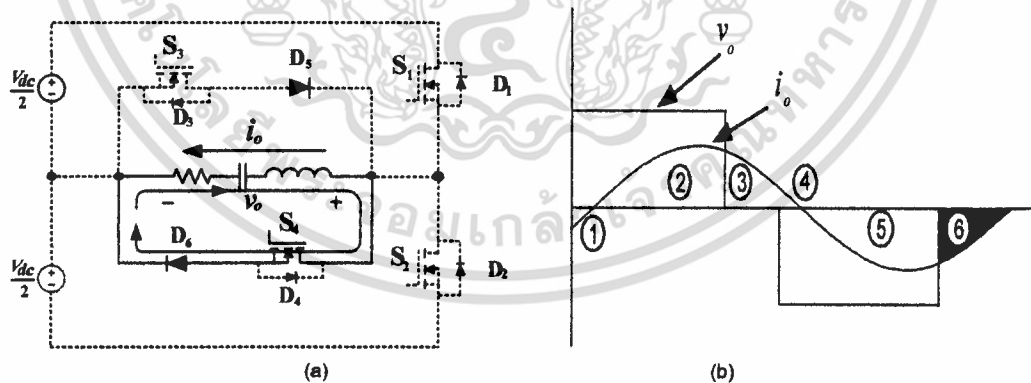
โหมดที่ 5



รูปที่ 3.16 (a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 5 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต

โหมดที่ 5 เป็นโหมดที่มอสเฟต S_2, S_4 ทำงานพร้อมกัน กระแสเอาต์พุตจะไหลผ่านชุดโพลิตเรโซแนนท์ไปที่มอสเฟต S_2 โดยมีทิศทางสวนทางกับกระแสหลักดังรูปที่ 3.16(a) ซึ่งค่ากระแสและแรงดันเอาต์พุตมีค่าเป็นลบดังรูปที่ 3.16 (b) ซึ่งไดโอด D_6 จะเป็นตัวป้องกันไม่ให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านมอสเฟต S_4 ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้นได้

โหมดที่ 6

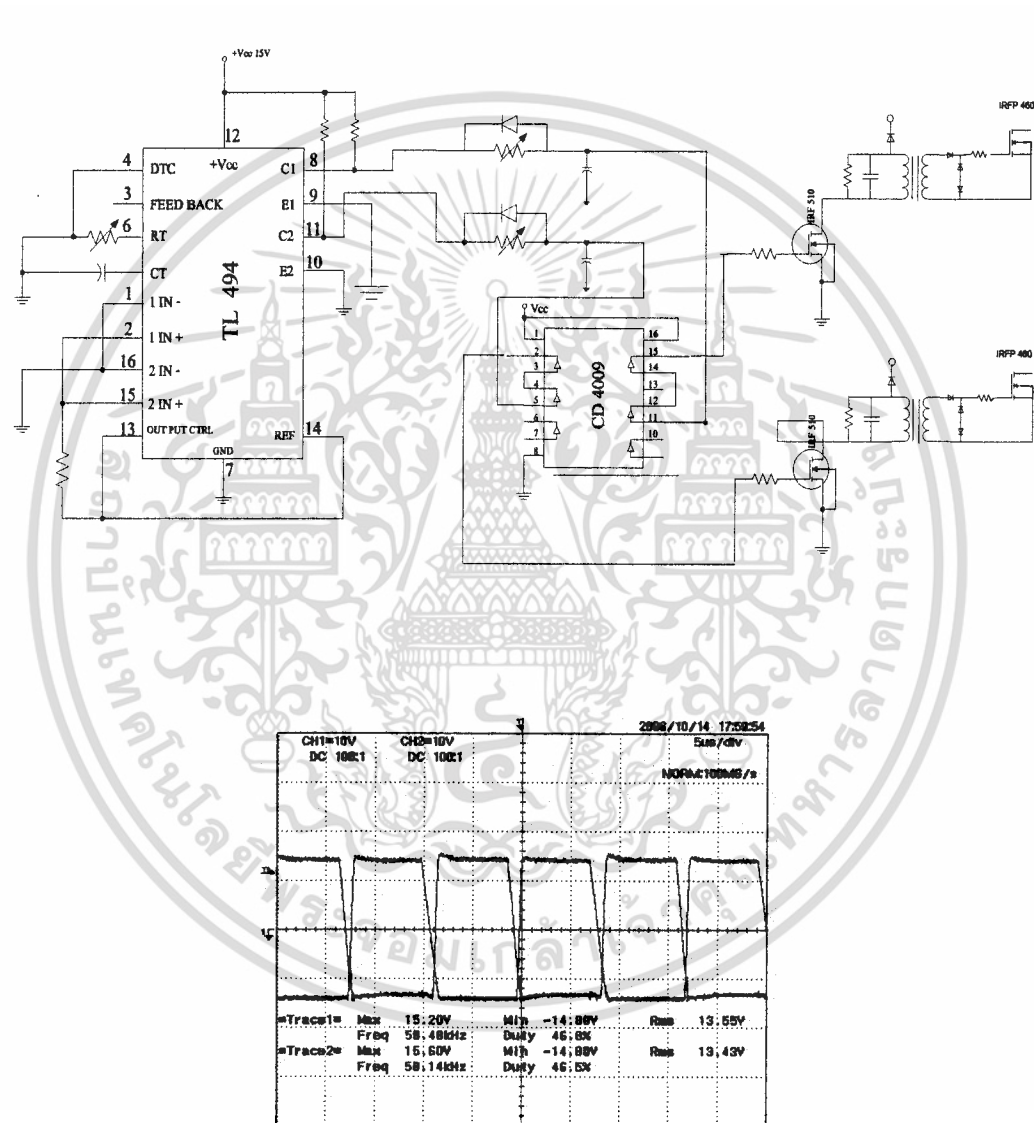


รูปที่ 3.17(a) ลักษณะวงจรการทำงานในโหมด 6 (b) ลักษณะรูปคลื่นกระแสและแรงดันเอาต์พุต

โหมดที่ 6 เป็นโหมดที่มอสเฟส S_4 ทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งกระแสไฟฟ้าจะไหลผ่านมอสเฟส S_4 กลับมายังชุดโพลดิโธเนนที่ดังรูปที่ 3.17(a) ซึ่งค่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็นศูนย์และกระแสเอาต์พุตจะมี ค่าเป็นลบ ดังรูปที่ 3.17(b) โดยเรียกการทำงานในลักษณะนี้ว่า โหมดฟรีวีลลิงค์ (Freewheeling Mode)

3.3 วงจรขับฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความเร็วสูง

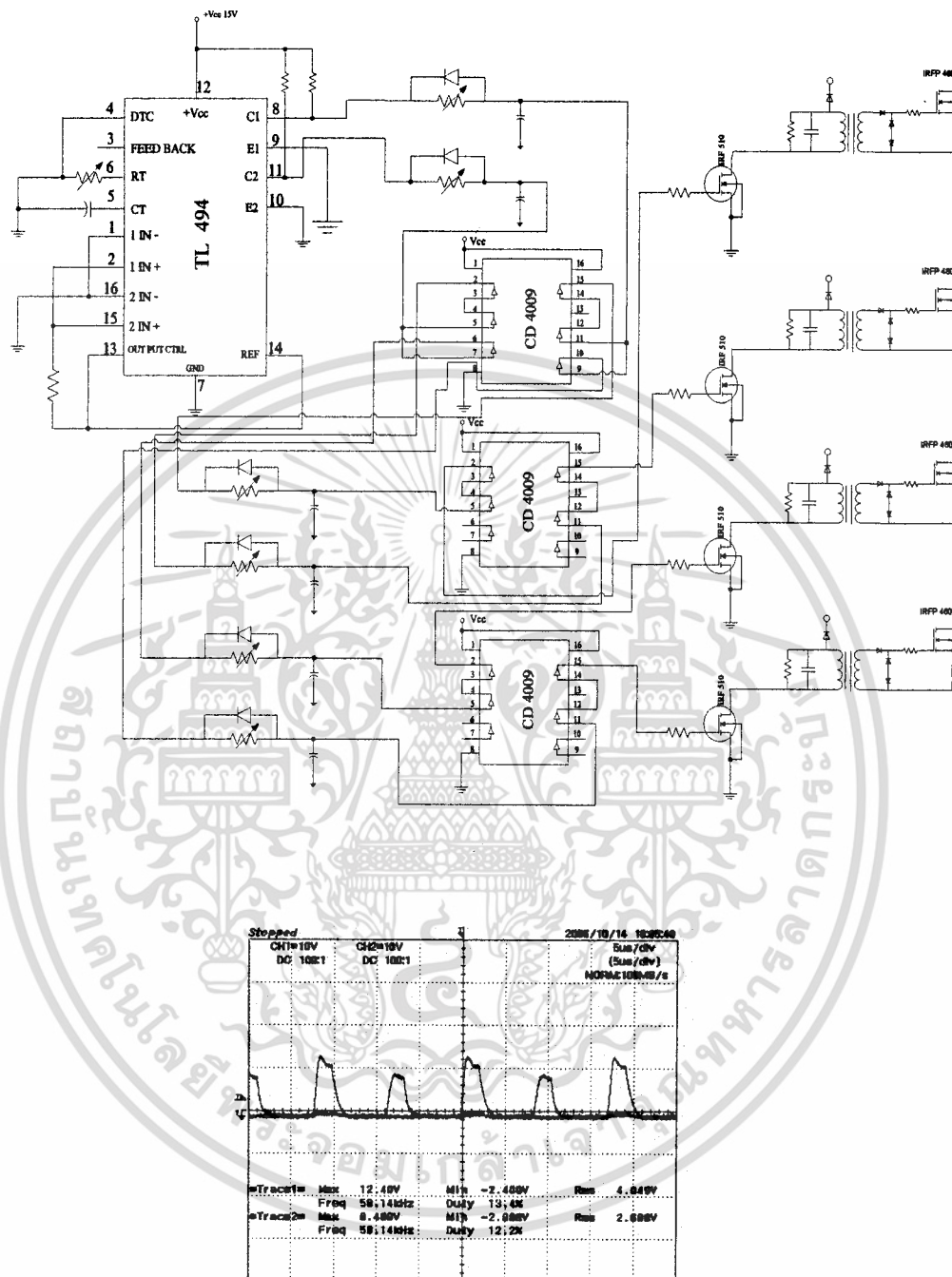
3.3.1 วงจรขับฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความเร็วสูง(แบบเก่า)



รูปที่ 3.18 สัญญาณขับ gate ของ Power Mosfet S1 และ S2

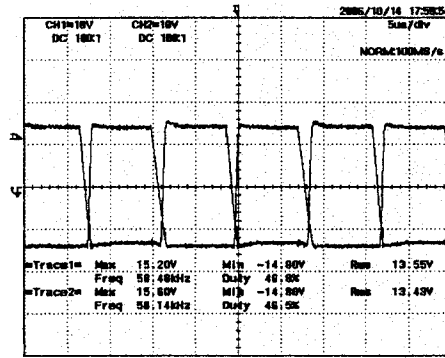
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 วงจรขับฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง(แบบใหม่)

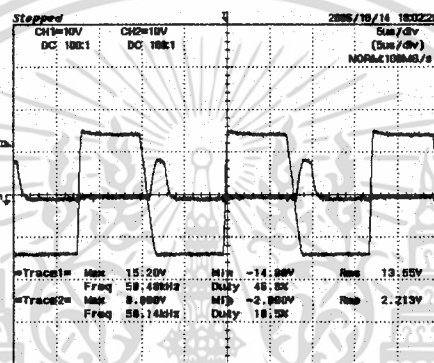


รูปที่ 3.19 สัญญาณขับ gate Power Moset S1 , S2

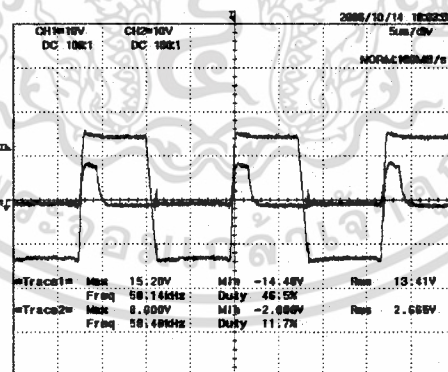
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 สัญญาณขับ gate Power Mosfet S3 , S4



รูปที่ 3.21 สัญญาณขับ gate Power Mosfet S1 , S4

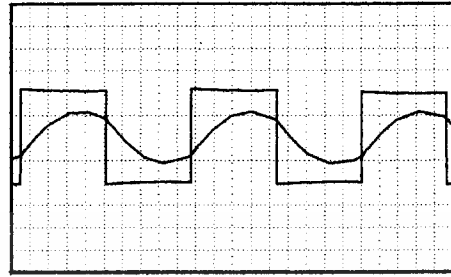
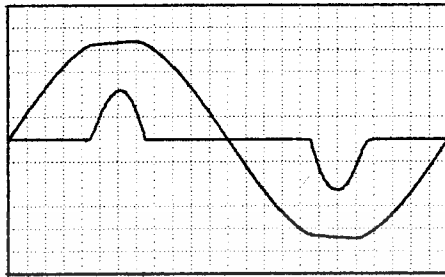


รูปที่ 3.22 สัญญาณขับ gate Power Mosfet S2 , S4

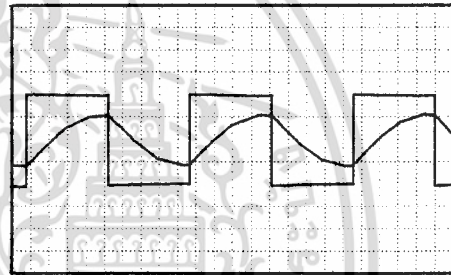
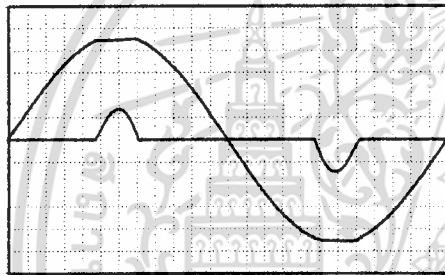
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การ Simulate ด้วยโปรแกรม Pspice

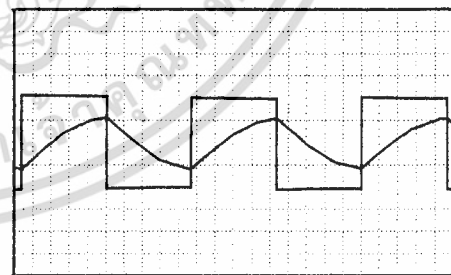
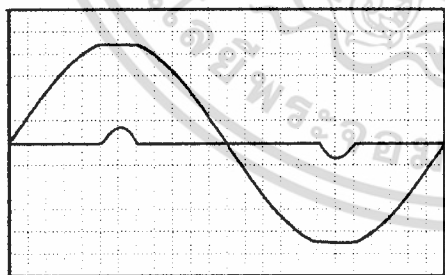
3.4.1 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง(แบบเก่า)



รูปที่ 3.23 แรงดัน input และ output ที่ Duty 100 % ความถี่ 30 kHz



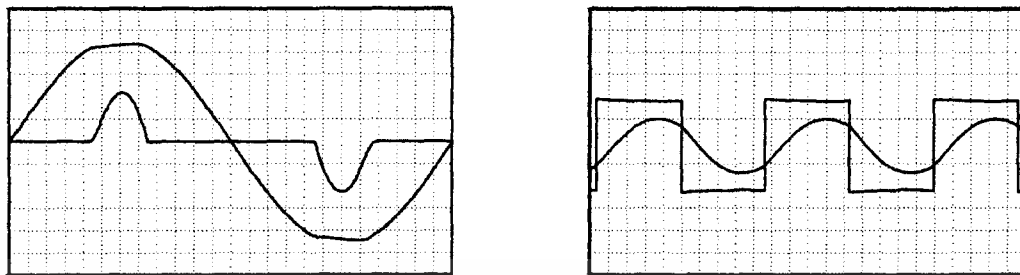
รูปที่ 3.24 แรงดัน input และ output ที่ Duty 100 % ความถี่ 35 kHz



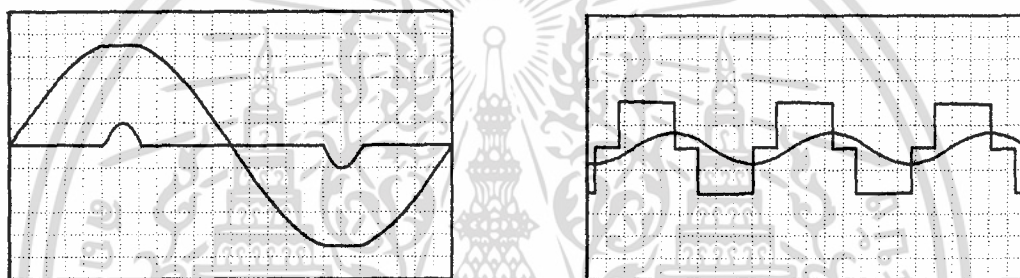
รูปที่ 3.25 แรงดัน input และ output ที่ Duty 100 % ความถี่ 40 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

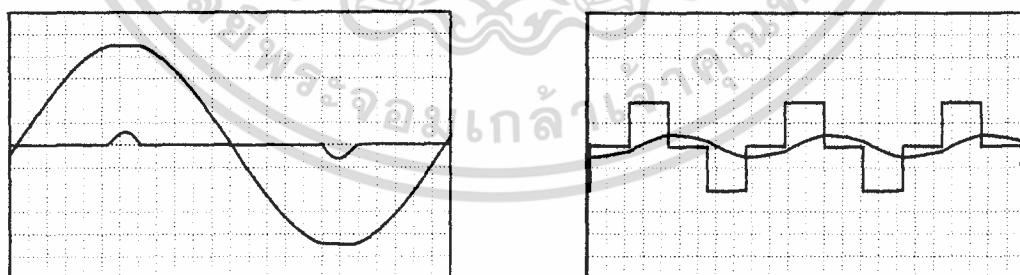
3.4.2 ฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง(แบบใหม่)



รูปที่ 3.26 แรงดัน input และ output ที่ Duty 100 % ความถี่ 30 kHz



รูปที่ 3.27 แรงดัน input และ output ที่ Duty 75 % ความถี่ 30 kHz



รูปที่ 3.28 แรงดัน input และ output ที่ Duty 50 % ความถี่ 30 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลองและการซิมูเลต

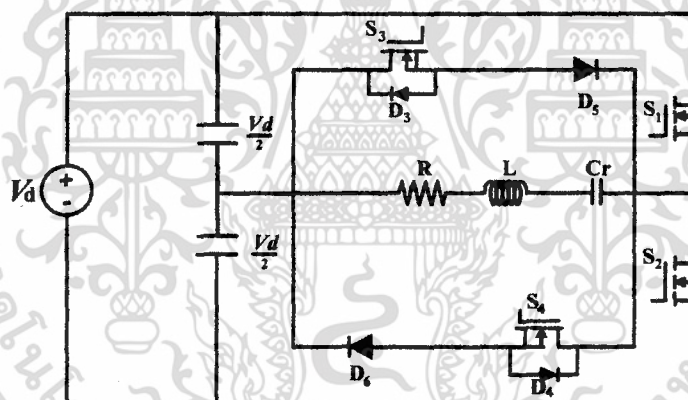
4.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นผลที่ได้จากการซิมูเลตในค่าต่างๆ ที่ได้ทำการศึกษาในบทที่ 3 โดยใช้โปรแกรม Matlab เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลอง ซึ่งในบทที่ 3 สมาชิกต่าง ๆ ได้จากการวิเคราะห์ห้วงจรของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง และแรงดันเป็นแบบไฟตรงเรียบ โดยขั้นตอนในการซิมูเลตแต่ละกรณีจะอธิบายในหัวข้อถัดไป

4.2 การเปรียบเทียบผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab และผลการทดลองคลื่นแรงดันและ กระแสพร้อมสเปกตรัมความถี่ในจุดต่างๆ ในวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงกรณีป้อนแรงดันไฟตรงเรียบให้ทางด้านอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์

4.2.1 ขั้นตอนในการทำการทดลอง

ในการทดลองจะใช้วงจรทดลองดังรูปที่ 4.1 ซึ่งมีพิกัดของอุปกรณ์ตามตารางที่ 4.1 ซึ่งมีขั้นตอนการทดลองดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 วงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ป้อนอินพุตด้วยแรงดันไฟตรงเรียบให้ทางด้านอินพุต

ตารางที่ 4.1 อุปกรณ์และค่าพิกัดต่างๆ ของวงจรเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงที่ป้อนอินพุท ด้วยแรงดันไฟตรงเรียบให้ทางด้านอินพุท ที่ใช้ในการทดลองจริง

รายการอุปกรณ์	รายละเอียด
ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์	KBPC10-06
อุปกรณ์สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์	IRFP460 600V
ตัวเก็บประจุโซแนนซ์	0.24 μ F
ตัวเก็บประจุ C1	2200 μ F
ตัวเก็บประจุ C2	2200 μ F
ขนาดเส้นลวดของขดลวดเหนียวนำ	ลวด เบอร์ 30 S.W.G
จำนวนเส้นลวดตีเกลียวของขดลวดเหนียวนำ	6 เส้น
จำนวนรอบของขดลวดเหนียวนำ	60 รอบ
เส้นผ่านศูนย์กลางของภาชนะหุงต้ม	14 เซนติเมตร
ประเภทภาชนะหุงต้ม	สแตนเลส
ระยะแก๊ป	10 มิลลิเมตร

1. ทดลองปรับแรงดันที่วารีแอ็คเพื่อหารตำแหน่งที่สามารถอ่านค่าได้ 220 Vrms ขณะที่ยังไม่ทำการต่อกับวงจรเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูง แล้วทำเครื่องหมายบอกตำแหน่งดังกล่าว
2. ทำการต่อวารีแอ็คเข้ากับอินพุทของวงจรเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูง โดยที่ยังไม่ได้มีความปรับค่าแรงดันที่วารีแอ็คซึ่งขณะนี้ทำการปรับค่าความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าประมาณ 30 KHz โดยที่ยังไม่มีการปรับเลื่อนมุมจุดชนวน
3. ทำการปรับแรงดันที่วารีแอ็คไปยังตำแหน่งในข้อ (1) วัดคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ของวงจรเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูง พร้อมทั้งบันทึกรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม Bitmap และค่าข้อมูลของรูปคลื่นในรูปแบบแฟ้ม ASCII
4. ทำการปรับเงื่อนไขแรงดันหรือปรับมุมจุดชนวนพร้อมทั้งปรับความถี่เพิ่มขึ้นเล็กน้อยแล้วทำเช่นเดียวกับข้อที่ (3)

4.2.2 ขั้นตอนการซิมมูลเตดด้วยโปรแกรม Matlab

1. ใช้ค่าแรงดันไฟสลับที่ได้จากการทดลองที่เป็นค่า rms ซึ่งคูณด้วย $\sqrt{2}$ เพื่อให้ได้ค่าพิก
2. ใช้ค่าความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์และค่ามุมจุดชนวนที่ทำการทดลอง
3. ใช้ค่าความต้านทาน และค่าความเหนียวนำที่ได้จากการทดลองซึ่งค่าดังกล่าวนี้จะได้จากผลการนำคลื่นแรงดันคคกร่อมสวิตช์ และกระแสไหลต มาทำการอนุกรมฟูเรียร์เพื่อให้ได้สเปกตรัมของแรงดันที่คคกร่อมสวิตช์ และกระแสไหลที่ฮาร์โมนิกตำแหน่งต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.ทำการซิมูเลต

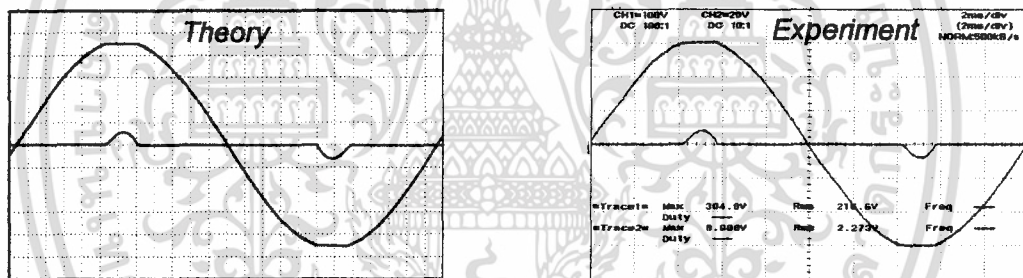
5.ใช้ค่าความถี่สวิทซ์ของและมุมจูดขนวนของอินเวอร์เตอร์ และทำเช่นเดียวกับข้อที่ (4)

4.2.3 ผลการทดลองและการซิมูเลต

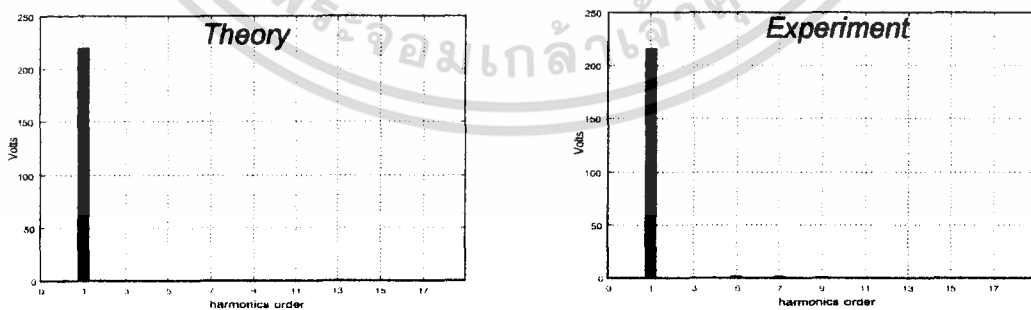
ในหัวข้อนี้จะเป็นการแสดงผลลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมบริเวณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง จากสมการที่ได้ทำการศึกษาในบทที่แล้ว มาซิมูเลตด้วยโปรแกรม Matlab และทำการเปรียบเทียบกับผลการทดลองเมื่อมุมจูดขนวนและความถี่ของสวิทซ์เปลี่ยนแปลงตามลำดับดังนี้

4.2.3.1 ในกรณีที่ปรับเนื่อและที่ความถี่อินเวอร์เตอร์คือ Duty 50% 41.67kHz

ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นจากโปรแกรม Pspice และค่าสเปกตรัมจากการซิมูเลตของโปรแกรม Matlab ดังรูปที่ 4.2(a) – 4.2(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.2(d) – 4.2(f) เป็นแรงดันกระแสสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ที่ค่า Duty 50% ความถี่ประมาณ 41.67kHz

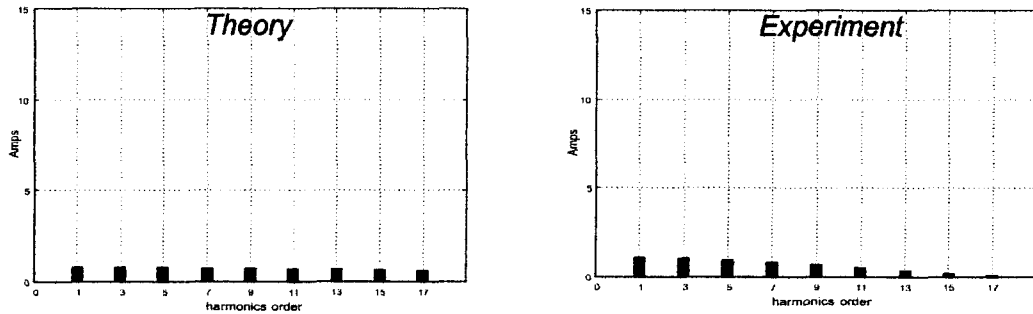


(a) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและจากการ simulation แรงดัน ($y = 100V/div$, $x = 2ms/div$) กระแส ($y = 20V/div$, $x = 2ms/div$)



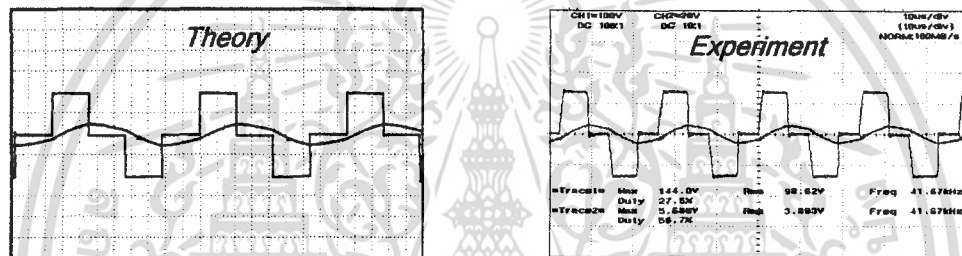
(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการทดลองและการ simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

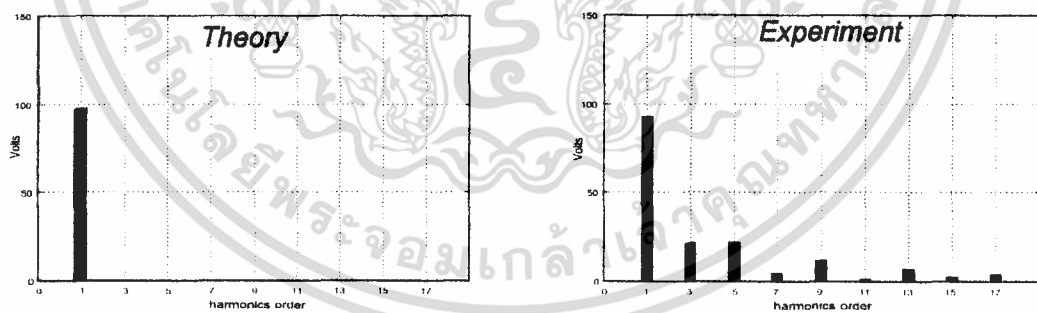


(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

รูปที่ 4.2 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ

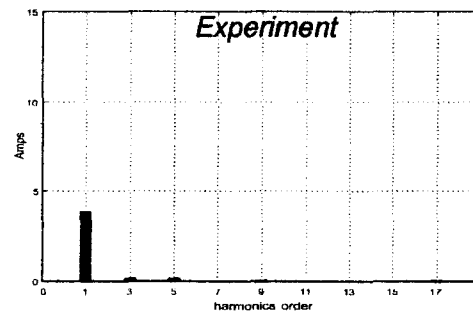
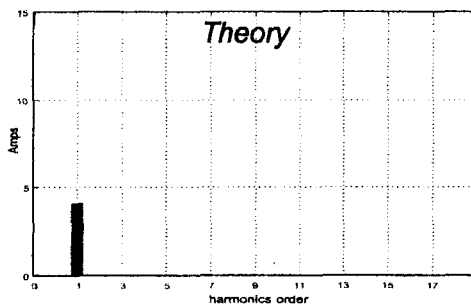


(d) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation แรงดัน ($y = 100V/div$, $x = 2ms/div$) กระแส ($y = 20V/div$, $x = 2ms/div$)



(e) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

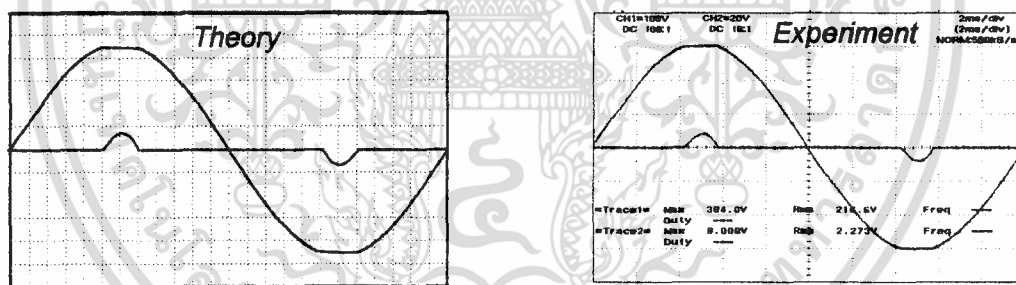


(f) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

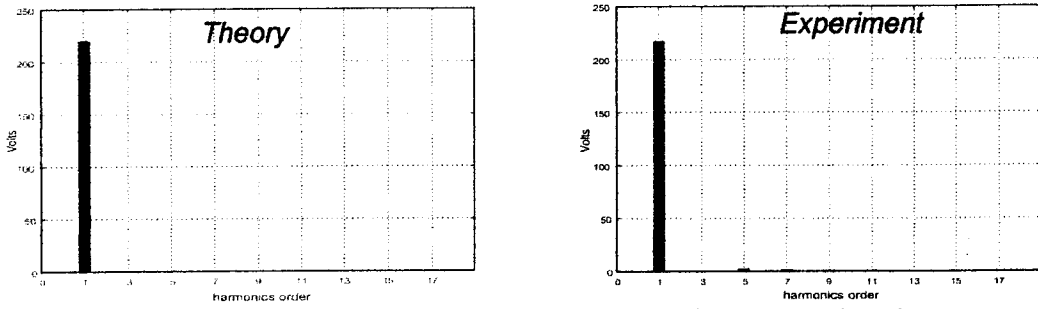
รูปที่ 4.3 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของเอาต์พุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ

4.2.3.2 ในกรณีที่ปรับเนื้อและความถี่อินเวอร์เตอร์คือ Duty 60% 40.98kHz

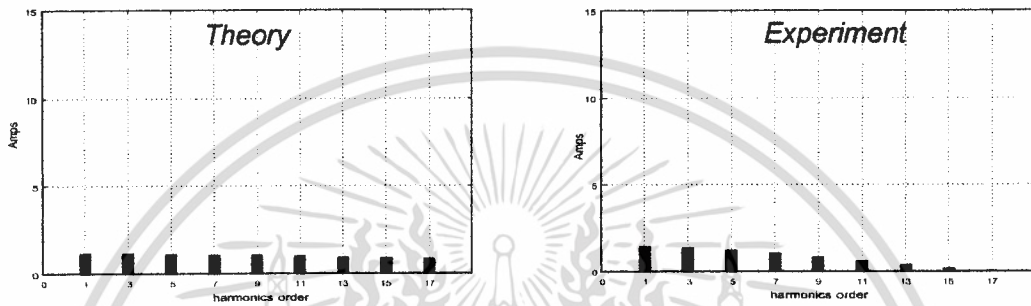
ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นจากโปรแกรม Pspice และค่าสเปกตรัมจากการซิมูเลชันของโปรแกรม Matlab ดังรูปที่ 4.3(a) – 4.3(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.3(d) – 4.3(f) เป็นแรงดันกระแสสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ที่ค่า Duty 60% ความถี่ประมาณ 40.98kHz



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

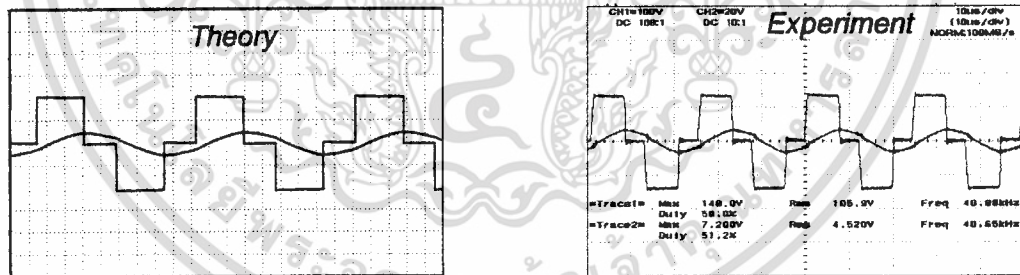


(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation



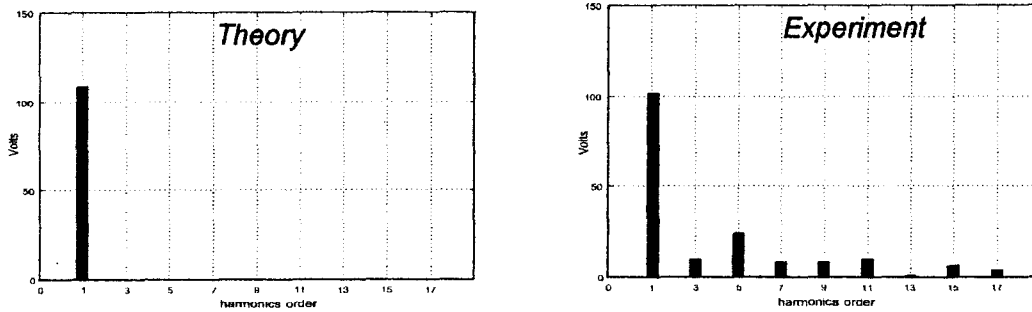
(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

รูปที่ 4.4 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ

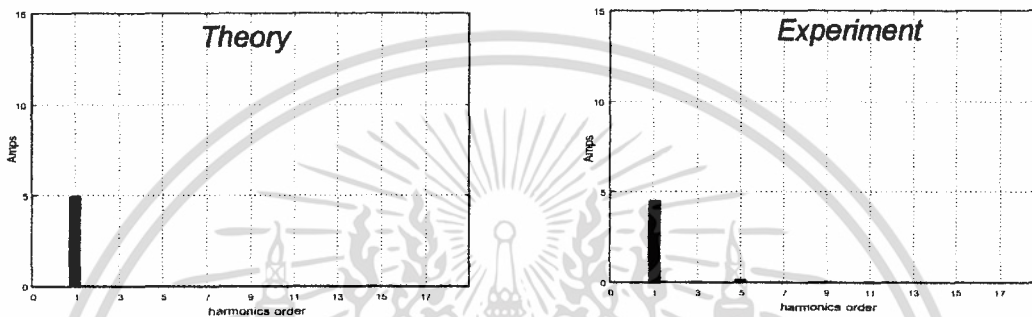


(d) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการทดลองและการ simulation แรงดัน (y = 100V/div , x = 2ms/div) กระแส (y = 20V/div , x = 2ms/div)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(e) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

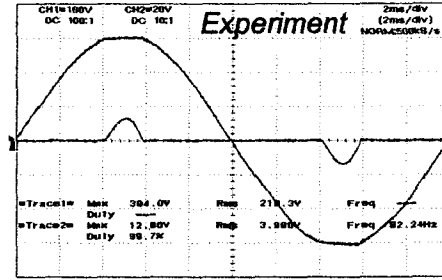
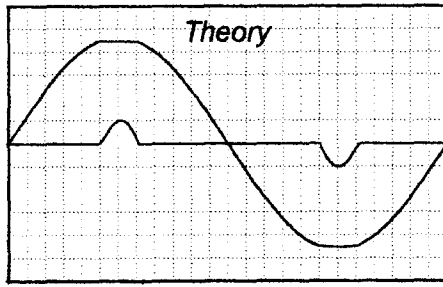


(f) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

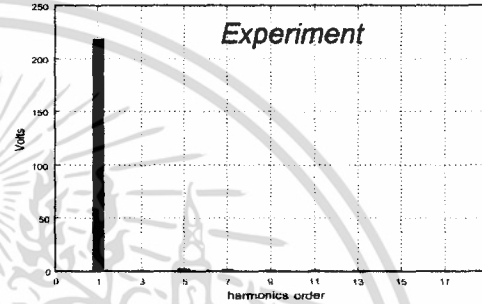
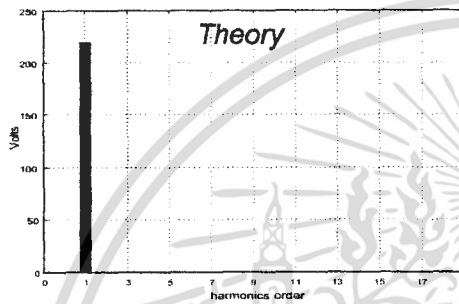
รูปที่ 4.5 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของเอาต์พุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ

4.2.3.4 ในกรณีที่ปรับเนื้อและความถี่อินเวอร์เตอร์คือ Duty 70% 38.17kHz

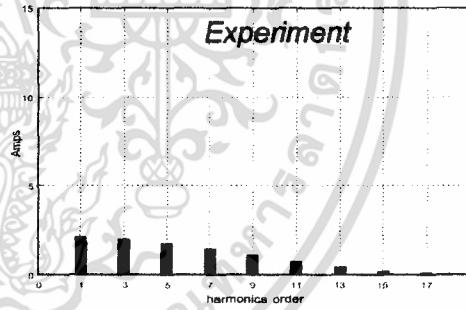
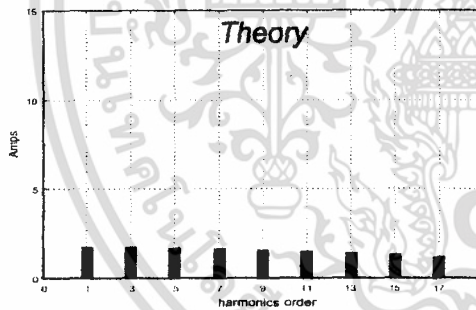
ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นจากโปรแกรม Pspice และค่าสเปกตรัมจากการซิมูเลตของโปรแกรม Matlab ดังรูปที่ 4.5(a) – 4.5(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.5(d) – 4.5(f) เป็นแรงดันกระแสสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ที่ค่า Duty 75% ความถี่ประมาณ 38.17kHz



(f) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ได้จากการทดลองและการ simulation แรงดัน ($y = 100V/div$, $x = 2ms/div$) กระแส ($y = 20V/div$, $x = 2ms/div$)

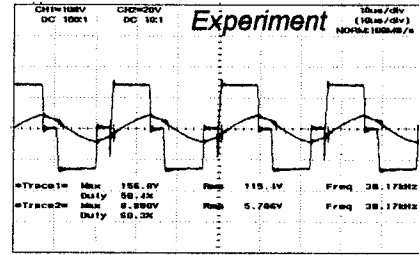
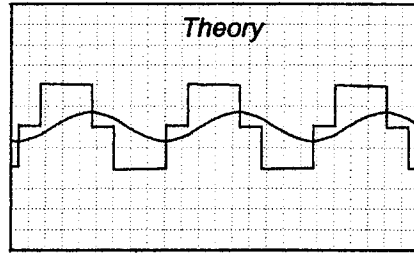


(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

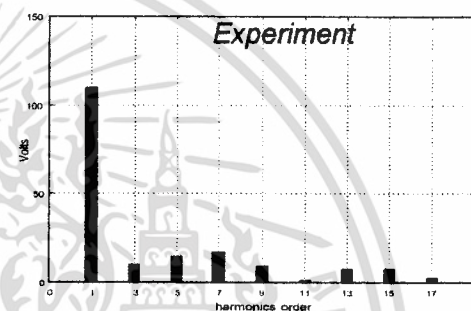
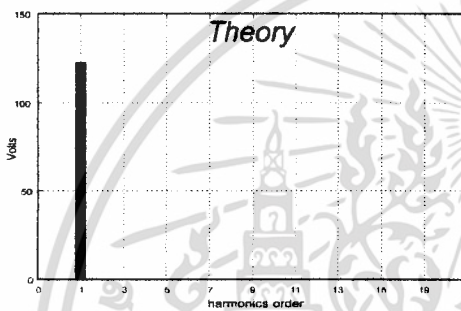


© ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

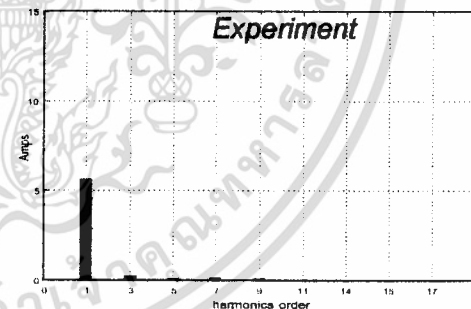
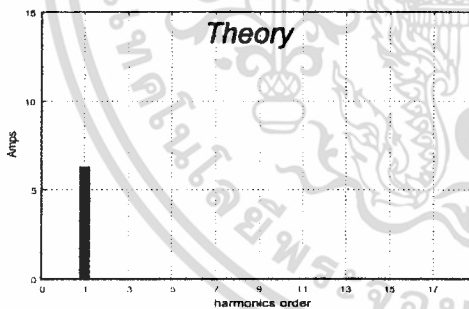
รูปที่ 4.6 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมในของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ



- (d) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและจากการ simulation แรงดัน ($y = 100\text{V/div}$, $x = 2\text{ms/div}$) กระแส ($y = 20\text{V/div}$, $x = 2\text{ms/div}$)



- (e) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation



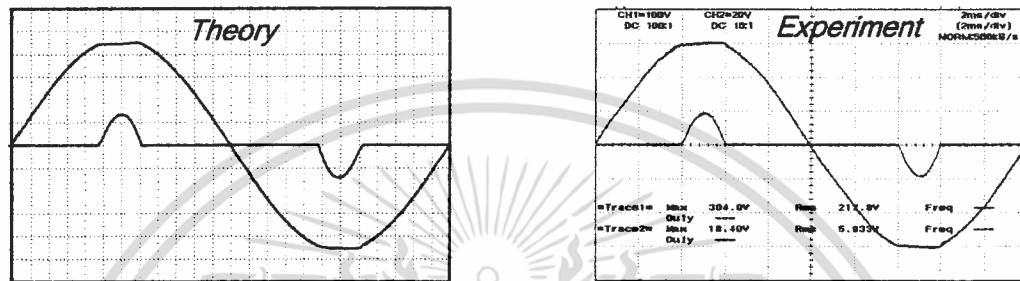
- (f) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

รูปที่ 4.7 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของเอาต์พุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ

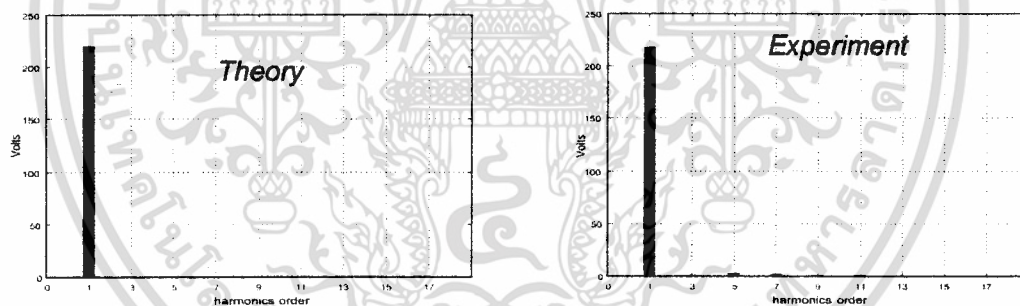
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3.5 ในกรณีที่ปรับเนื้อและความถี่อินเวอร์เตอร์คือ Duty 80% 35.2kHz

ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นจากโปรแกรม Pspice และค่าสเปกตรัมจากการซิมูเลชันของโปรแกรม Matlab ดังรูปที่ 4.6(a) – 4.6(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุตของเตาหุงต้ม เหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.6(d) – 4.6(f) เป็นแรงดันกระแสและสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ที่ค่า Duty 80% ความถี่ประมาณ 35.2kHz

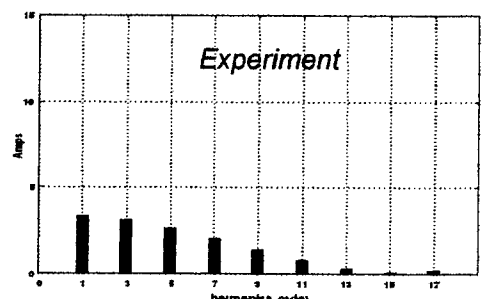
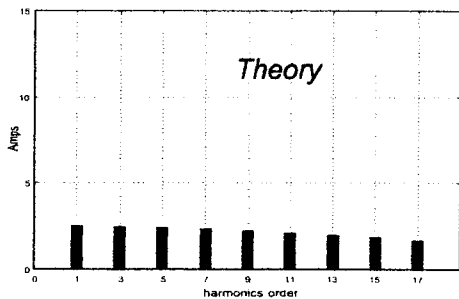


(a) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและจากการ simulation แรงดัน ($y = 100\text{V/div}$, $x = 2\text{ms/div}$) กระแส ($y = 20\text{V/div}$, $x = 2\text{ms/div}$)



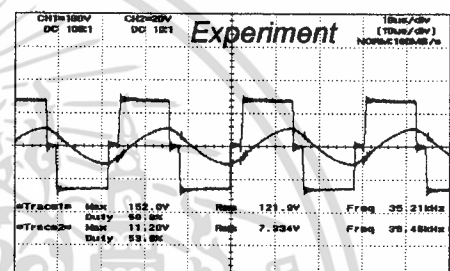
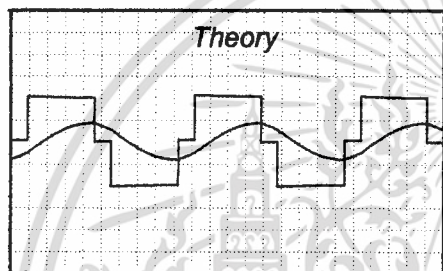
(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

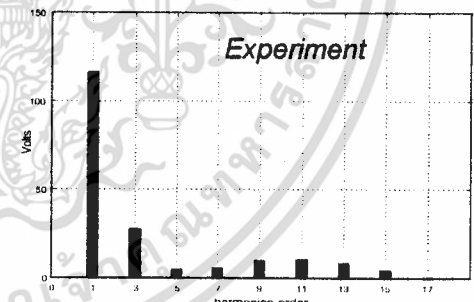
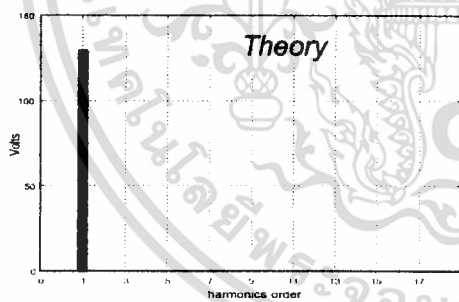


(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

รูปที่ 4.8 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ

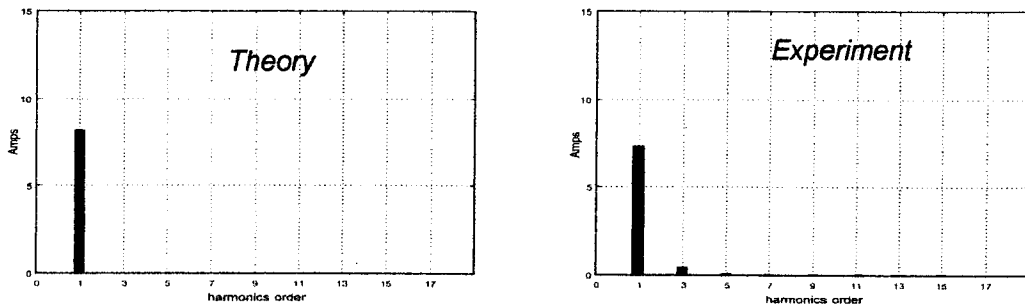


(d) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation แรงดัน (y = 100V/div , x = 2ms/div) กระแส (y = 20V/div , x = 2ms/div)



(e) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

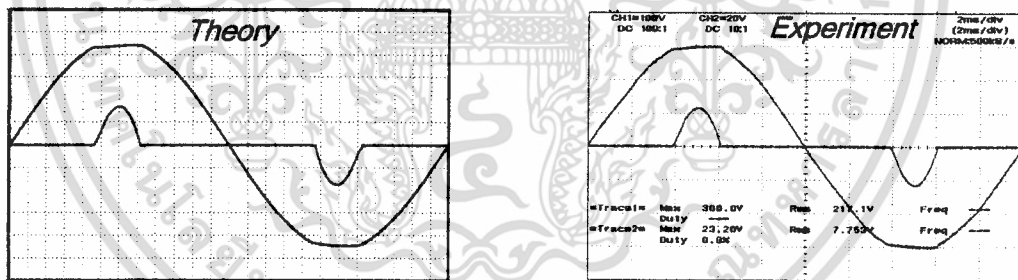


(f) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

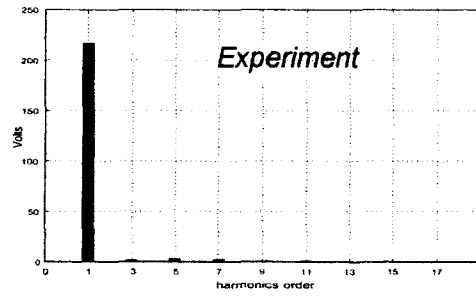
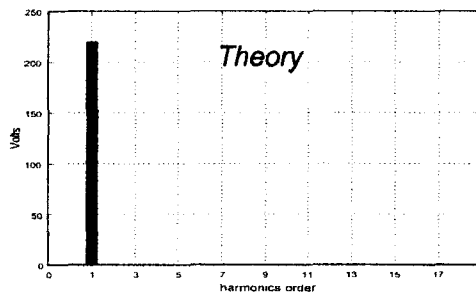
รูปที่ 4.9 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของเอาต์พุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ

4.2.3.6 ในกรณีที่ปรับเนื้อและความถี่อินเวอร์เตอร์คือ Duty 90% 33.33kHz

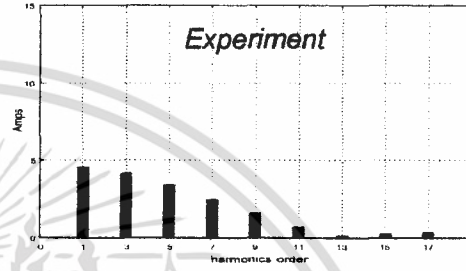
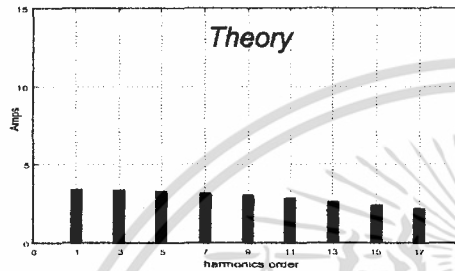
ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นจากโปรแกรม Pspice และค่าสเปกตรัมจากการซิมูเลตของโปรแกรม Matlab ดังรูปที่ 4.7(a) – 4.7(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.7(d) – 4.7(f) เป็นแรงดันกระแสและสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ที่ค่า Duty 90% ความถี่ประมาณ 33.33kHz



(a) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation แรงดัน (y = 100V/div , x = 2ms/div) กระแส (y = 20V/div , x = 2ms/div)

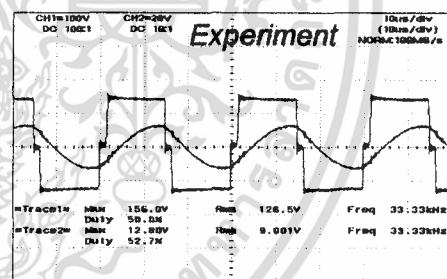
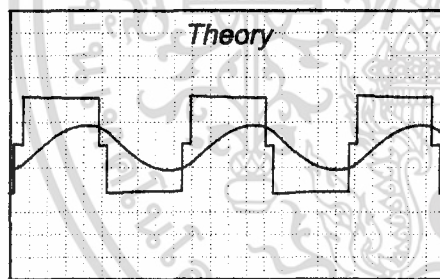


- (b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation



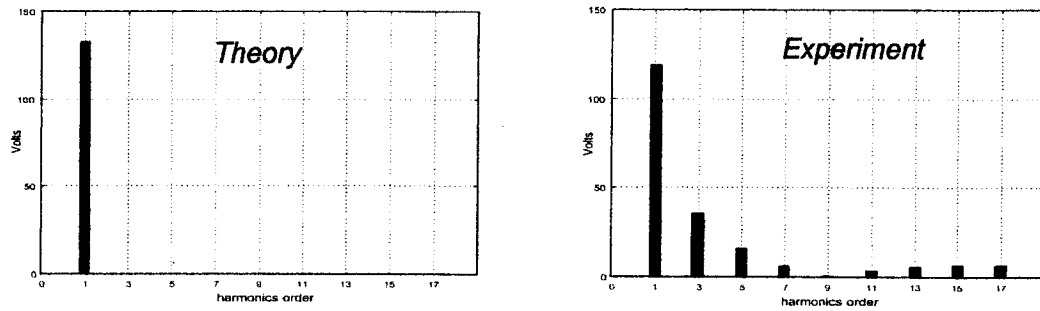
- (c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

รูปที่ 4.10 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแกบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ

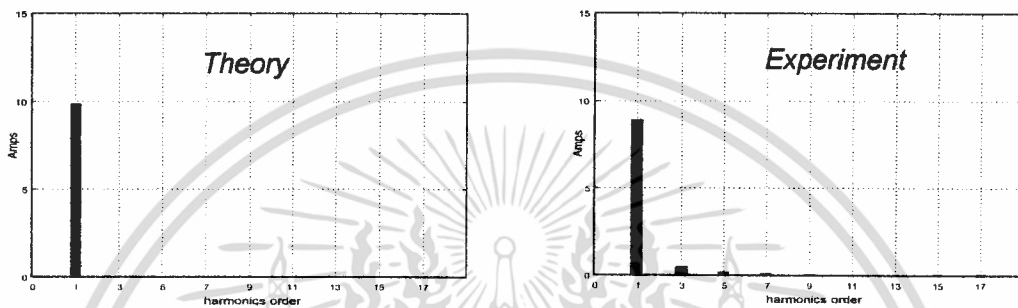


- (d) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและจากการ simulation แรงดัน ($y = 100\text{V}/\text{div}$, $x = 2\text{ms}/\text{div}$) กระแส ($y = 20\text{V}/\text{div}$, $x = 2\text{ms}/\text{div}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(e) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

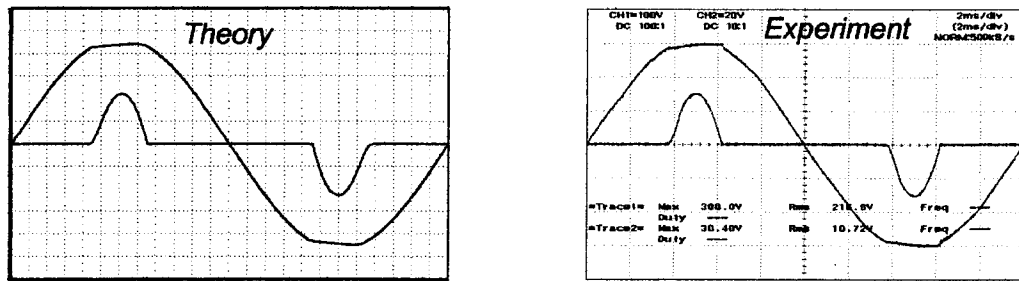


(f) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

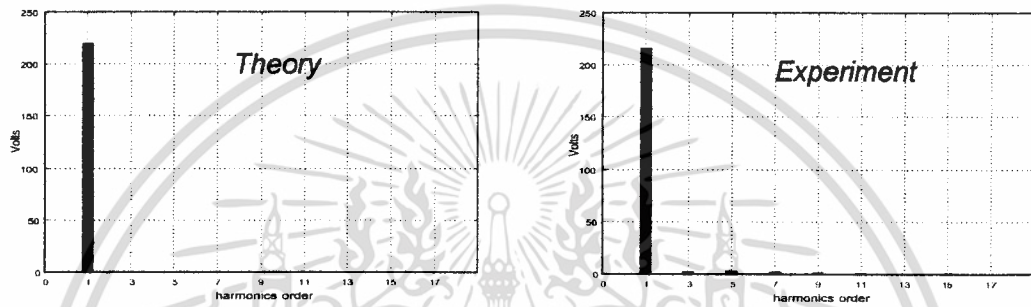
รูปที่ 4.11 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมเอาต์พุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ

4.2.3.7 ในกรณีที่ปรับเหนือและที่ความถี่อินเวอร์เตอร์คือ Duty 100% 31.06kHz

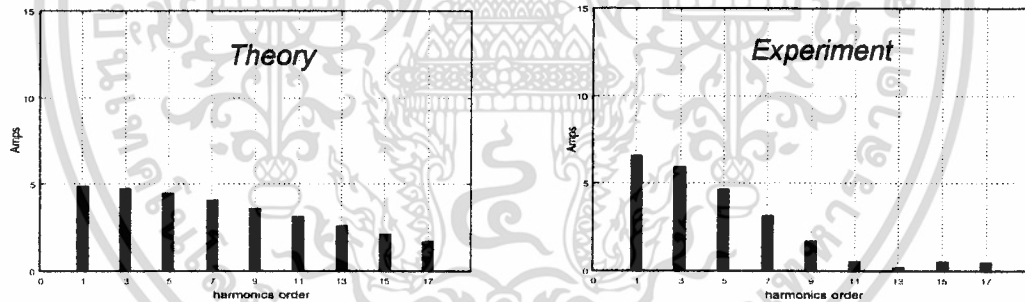
ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสพร้อมสเปกตรัม เมื่อได้คลื่นแรงดันและกระแสพร้อมทั้งสเปกตรัมจากการทดลอง เพื่อยืนยันความถูกต้องของการทดลอง จึงนำมาเปรียบเทียบกับรูปคลื่นจากโปรแกรม Pspice และค่าสเปกตรัมจากการซิมูเลชันของโปรแกรม Matlab ดังรูปที่ 4.8(a) – 4.8(c) เป็นแรงดันและกระแสรวมถึงสเปกตรัมของทางด้านอินพุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ส่วนรูปที่ 4.8(d) – 4.8(f) เป็นแรงดันกระแสและสเปกตรัมทางด้านเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ ที่ค่า Duty 100% ความถี่ประมาณ 31.06kHz



(a) คลื่นแรงดันและกระแสของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและจากการ simulation แรงดัน ($y = 100\text{V/div}$, $x = 2\text{ms/div}$) กระแส ($y = 20\text{V/div}$, $x = 2\text{ms/div}$)

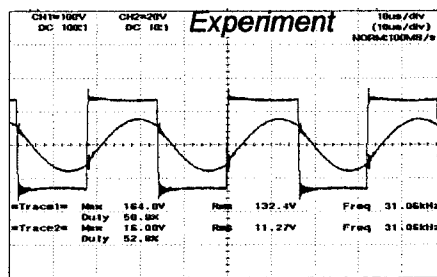
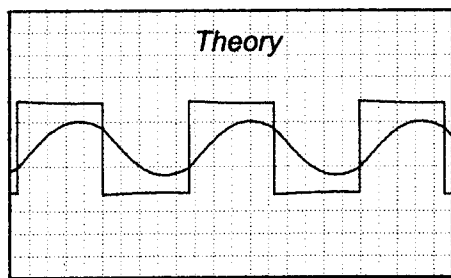


(b) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

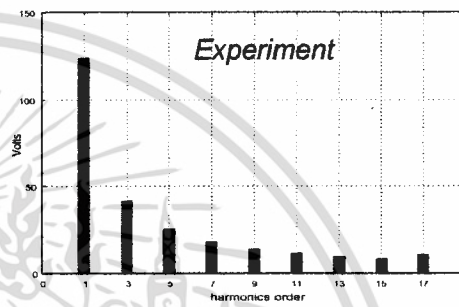
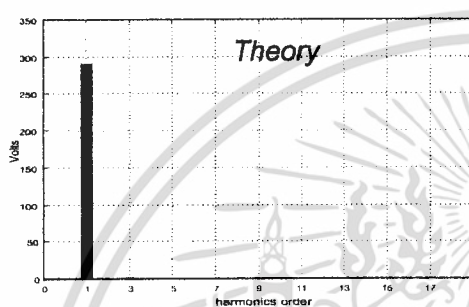


(c) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

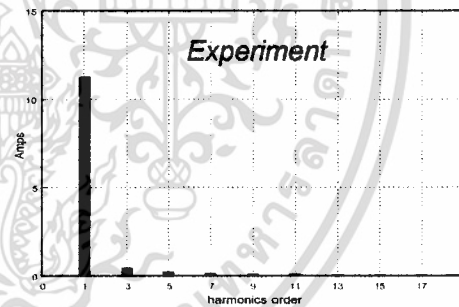
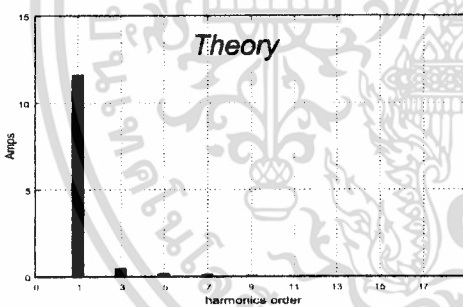
รูปที่ 4.12 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของอินพุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ



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

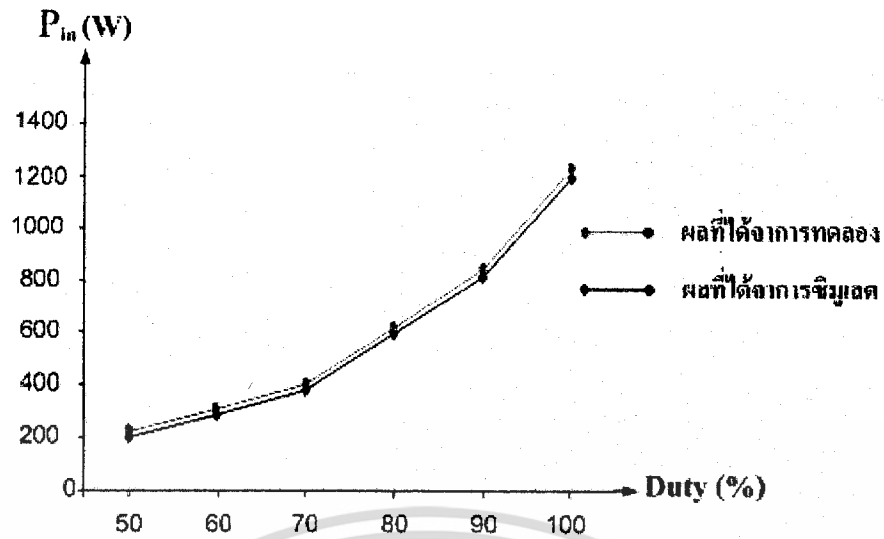


(e) ลักษณะของสเปกตรัมของแรงดันของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

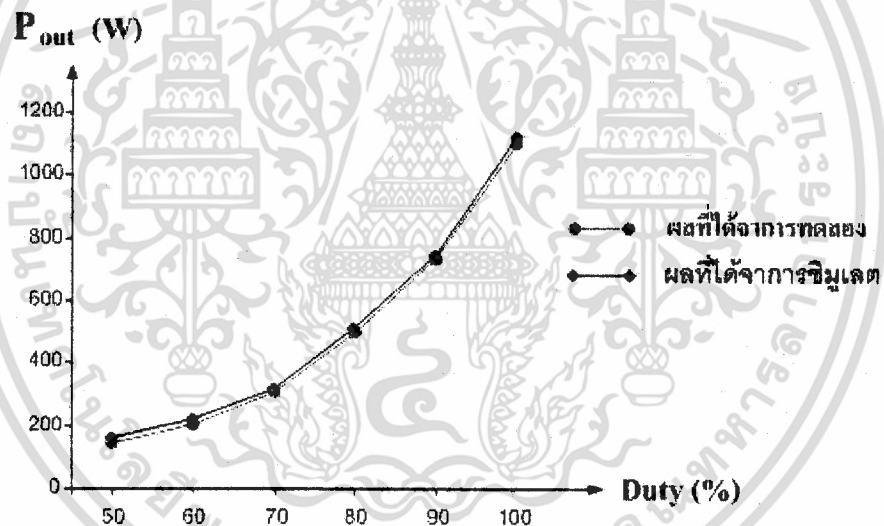


(f) ลักษณะของสเปกตรัมของกระแสของเอาต์พุตเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่ได้จากการทดลองและการ simulation

รูปที่ 4.13 ลักษณะแรงดันและกระแสพร้อมแถบสเปกตรัมของเอาต์พุตของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง ที่มีแรงดันอินพุตอินเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงเรียบ

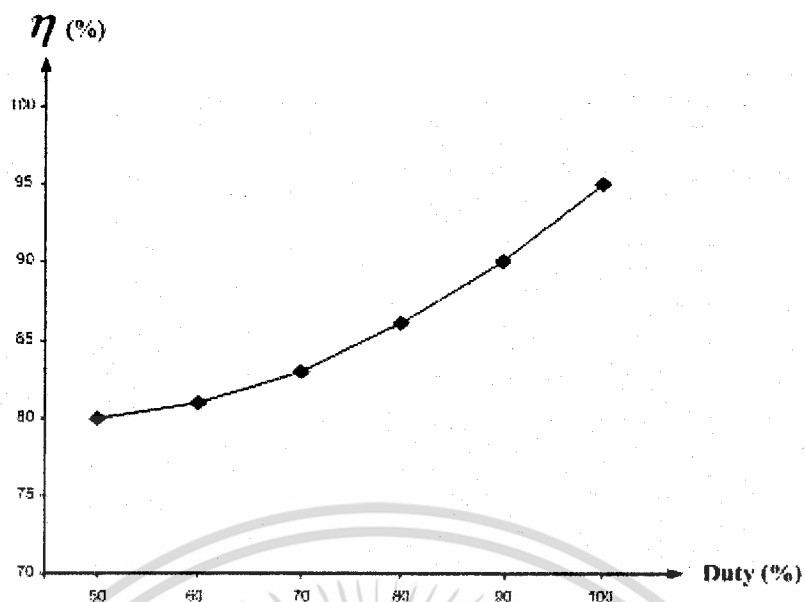


รูปที่ 4.14 กราฟค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ได้จากการ simulation เปรียบเทียบกับการทดลอง

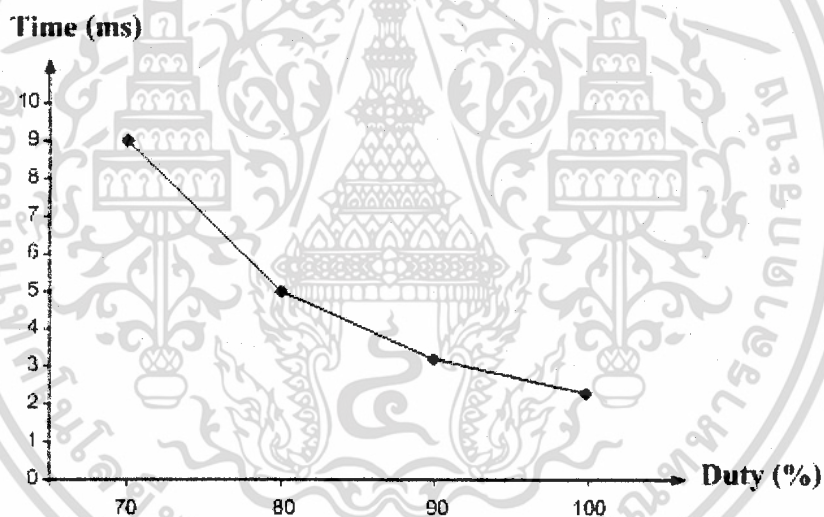


รูปที่ 4.15 กราฟค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่ได้จากการ simulation เปรียบเทียบกับการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 กราฟประสิทธิภาพของ Inverter



รูปที่ 4.17 กราฟแสดงเวลาที่นำเดือเทียบกับ Duty cycle

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

1.สรุปผล

จากการศึกษาทฤษฎีและทำการทดลอง การควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยการเลื่อนเฟส จากผลการจำลองการทดลองจากโปรแกรม Pspice และค่าที่ได้จากการทดลองเครื่องต้นแบบจะพบว่าเมื่อเราทำการเลื่อนเฟสหรือปรับค่า Duty cycle ให้ลดลงมากเท่าไร ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทของเตาเหนี่ยวนำความถี่สูงจะลดลงด้วย ในทางกลับกันถ้าเราไม่ทำการเลื่อนเฟสหรือมีค่าDuty 100 %นั้นจะทำให้เราได้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทมีค่าสูงสุด ดังนั้นจึงทำให้เราสามารถควบคุมความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงได้โดยการควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทโดยการเลื่อนเฟสได้

2.ข้อเสนอแนะ

ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการเลื่อนเฟสนั้น เมื่อทำการเลื่อนเฟสแล้วนั้นจะต้องทำการปรับความถี่ตามด้วย เพื่อไม่ให้เกิดสภาวะ non zvs เนื่องจากกระแสหน้าแรงดันซึ่งจะทำให้เกิดอันตรายต่ออุปกรณ์สวิตซิ่งได้ แต่ถ้าเราปรับความถี่ให้กระแสล้าหลังแรงดันมากไป ก็จะทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ต่ำเพราะเกิดค่าความสูญเสียในสวิตซิ่ง ดังนั้นในการเลื่อนเฟสควรกระทำด้วยความระมัดระวัง

เนื่องจากชิ้นงานที่ได้ทำการทดลองเป็นเตาหุงต้มเหนี่ยวนำขนาดเล็ก ขดลวดตีเกลียวที่นำมาทำเป็นโหลดก็ต้องมีขนาดเล็กลงด้วย กระแสที่ไหลในขดลวดเหนี่ยวนำจะมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นอาจจะทำให้ขดลวดอาจได้รับความเสียหายเนื่องจากค่าความสูญเสียในขดลวดเนื่องจาก I^2R ทำให้ขดลวดมีความร้อนมากขึ้น อาจทำให้ขดลวดไหม้ ดังนั้นเราจึงต้องลดขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของขดลวดตีเกลียวลง เพื่อลดกระแสที่ไหลในขดลวดให้เหมาะสม

เอกสารอ้างอิง

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

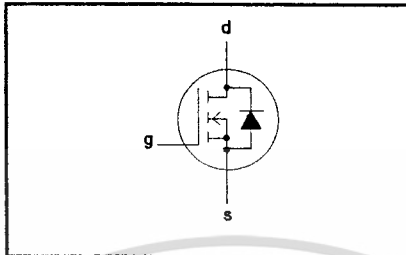
**PowerMOS transistors
Avalanche energy rated**

IRFP460

FEATURES

- Repetitive Avalanche Rated
- Fast switching
- Stable off-state characteristics
- High thermal cycling performance
- Low thermal resistance

SYMBOL



QUICK REFERENCE DATA

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

GENERAL DESCRIPTION

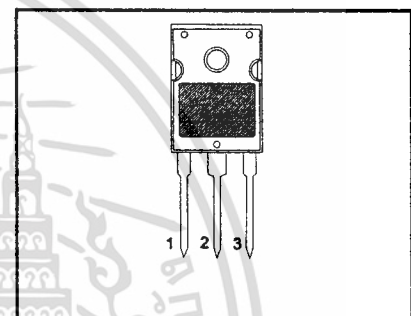
N-channel, enhancement mode field-effect power transistor, intended for use in off-line switched mode power supplies, T.V. and computer monitor power supplies, d.c. to d.c. converters, motor control circuits and general purpose switching applications.

The IRFP460 is supplied in the SOT429 (TO247) conventional leaded package.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	gate
2	drain
3	source
tab	drain

SOT429 (TO247)



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{DSS}	Drain-source voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ to $150\text{ }^\circ\text{C}$	-	500	V
V_{DGR}	Drain-gate voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ to $150\text{ }^\circ\text{C}$; $R_{GS} = 20\text{ k}\Omega$	-	500	V
V_{GS}	Gate-source voltage		-	± 30	V
I_D	Continuous drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	20	A
		$T_{mb} = 100\text{ }^\circ\text{C}$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	12.4	A
I_{DM}	Pulsed drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	80	A
P_D	Total dissipation	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	250	W
T_j, T_{stg}	Operating junction and storage temperature range		- 55	150	$^\circ\text{C}$

AVALANCHE ENERGY LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
E_{AS}	Non-repetitive avalanche energy	Unclamped inductive load, $I_{AS} = 20\text{ A}$; $t_p = 0.2\text{ ms}$; T_j prior to avalanche = $25\text{ }^\circ\text{C}$; $V_{DD} \leq 50\text{ V}$; $R_{GS} = 50\ \Omega$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	1300	mJ
E_{AR}	Repetitive avalanche energy ¹	$I_{AR} = 20\text{ A}$; $t_p = 2.5\ \mu\text{s}$; T_j prior to avalanche = $25\text{ }^\circ\text{C}$; $R_{GS} = 50\ \Omega$; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	32	mJ
I_{AS}, I_{AR}	Repetitive and non-repetitive avalanche current		-	20	A

¹ pulse width and repetition rate limited by T_j max.

**PowerMOS transistors
Avalanche energy rated**

IRFP460

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base		-	-	0.5	K/W
$R_{th\ j-a}$	Thermal resistance junction to ambient	SOT429 package, in free air	-	45	-	K/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

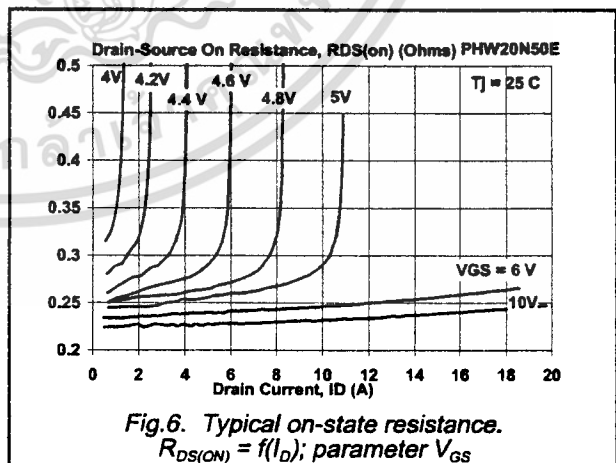
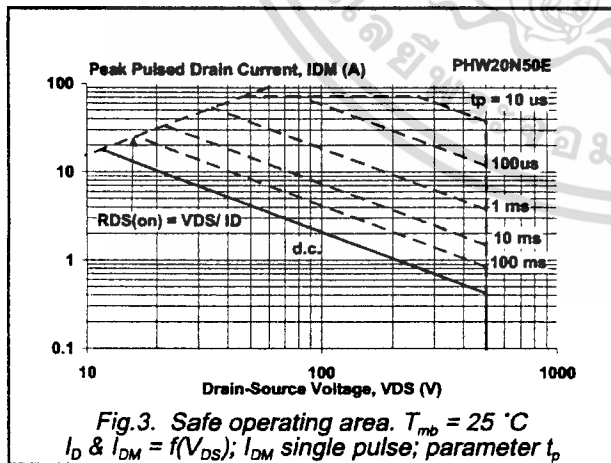
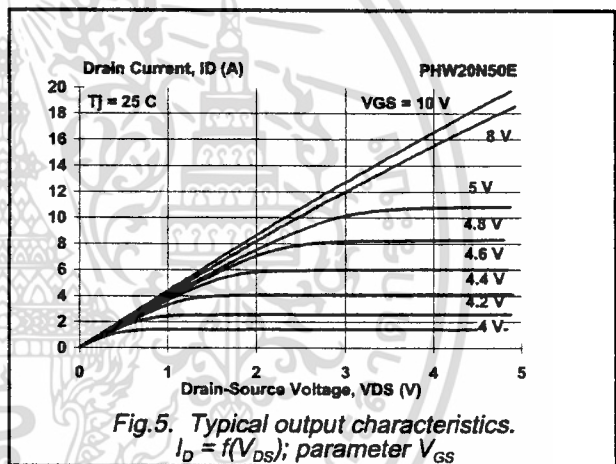
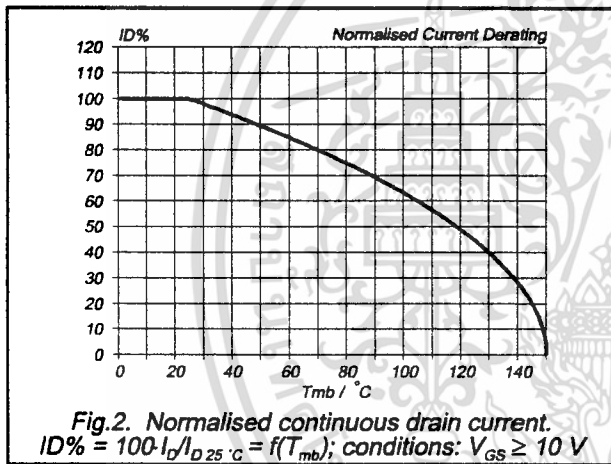
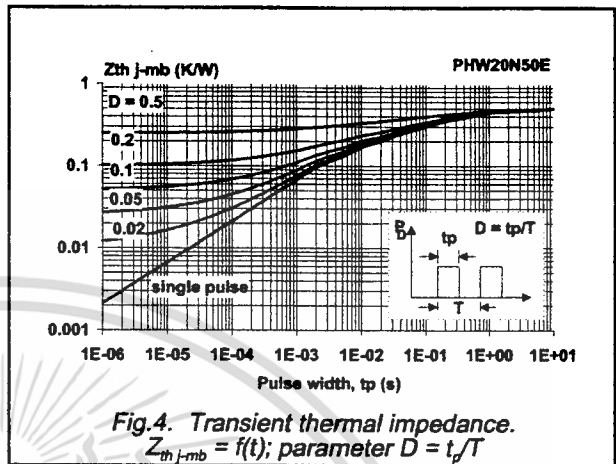
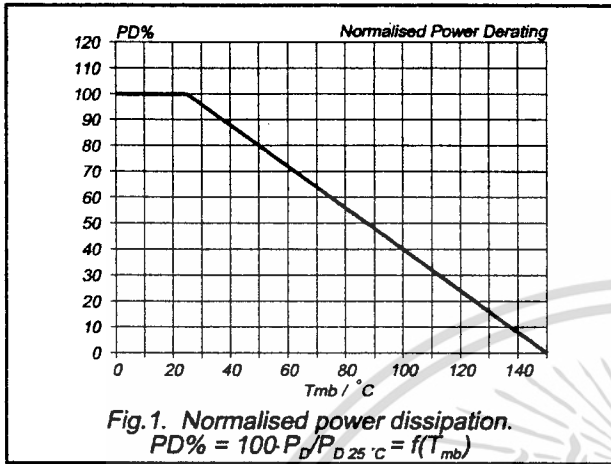
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}; I_D = 0.25\text{ mA}$	500	-	-	V
$\frac{\Delta V_{(BR)DSS}}{\Delta T_j}$	Drain-source breakdown voltage temperature coefficient	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 0.25\text{ mA}$	-	0.1	-	%/K
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}; I_D = 10\text{ A}$	-	0.2	0.27	Ω
$V_{GS(TO)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 0.25\text{ mA}$	2.0	3.0	4.0	V
g_{fs}	Forward transconductance	$V_{DS} = 30\text{ V}; I_D = 10\text{ A}$	13	18	-	S
I_{DSS}	Drain-source leakage current	$V_{DS} = 500\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	2	50	μA
I_{GSS}	Gate-source leakage current	$V_{DS} = 400\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{GS} = \pm 30\text{ V}; V_{DS} = 0\text{ V}$	-	100	1000	μA
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 20\text{ A}; V_{DD} = 400\text{ V}; V_{GS} = 10\text{ V}$	-	147	190	nC
Q_{gs}	Gate-source charge		-	12	18	nC
Q_{gd}	Gate-drain (Miller) charge		-	78	100	nC
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 250\text{ V}; R_D = 12\text{ }\Omega;$	-	23	-	ns
t_r	Turn-on rise time	$R_G = 3.9\text{ }\Omega$	-	72	-	ns
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time		-	150	-	ns
t_f	Turn-off fall time		-	75	-	ns
L_d	Internal drain inductance	Measured from tab to centre of die	-	3.5	-	nH
L_d'	Internal drain inductance	Measured from drain lead to centre of die	-	4.5	-	nH
L_s	Internal source inductance	Measured from source lead to source bond pad	-	7.5	-	nH
C_{iss}	Input capacitance	$V_{GS} = 0\text{ V}; V_{DS} = 25\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	-	3000	-	pF
C_{oss}	Output capacitance		-	480	-	pF
C_{rss}	Feedback capacitance		-	270	-	pF

SOURCE-DRAIN DIODE RATINGS AND CHARACTERISTICS $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_S	Continuous source current (body diode)	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	20	A
I_{SM}	Pulsed source current (body diode)	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	80	A
V_{SD}	Diode forward voltage	$I_S = 20\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}$	-	-	1.5	V
t_{rr}	Reverse recovery time	$I_S = 20\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V}; di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	900	-	ns
Q_{rr}	Reverse recovery charge		-	15	-	μC

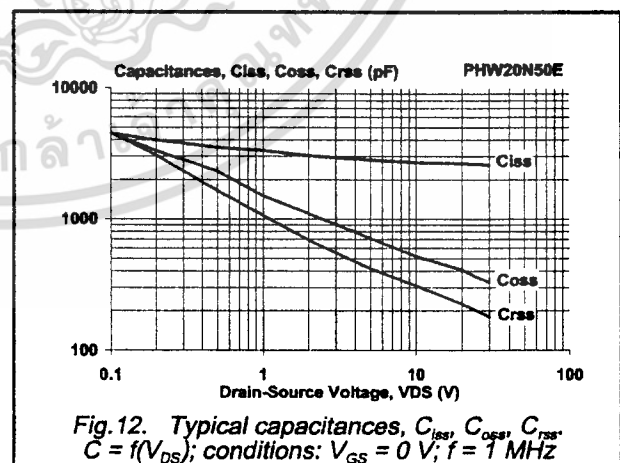
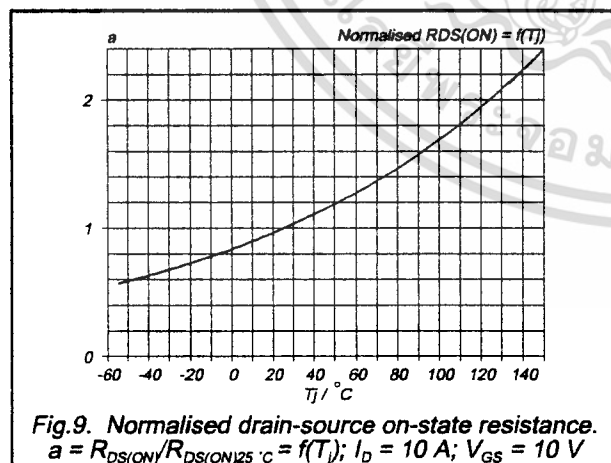
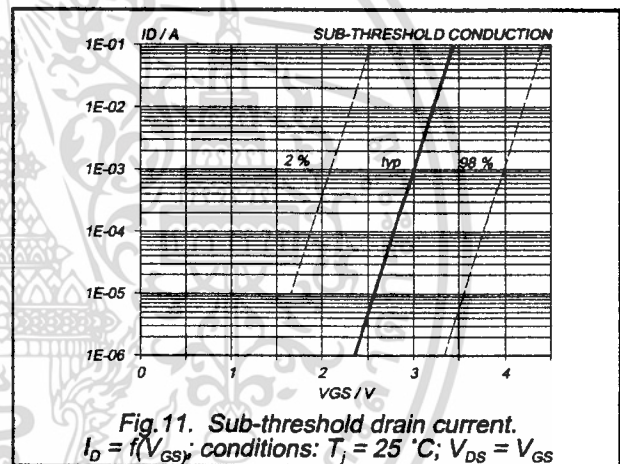
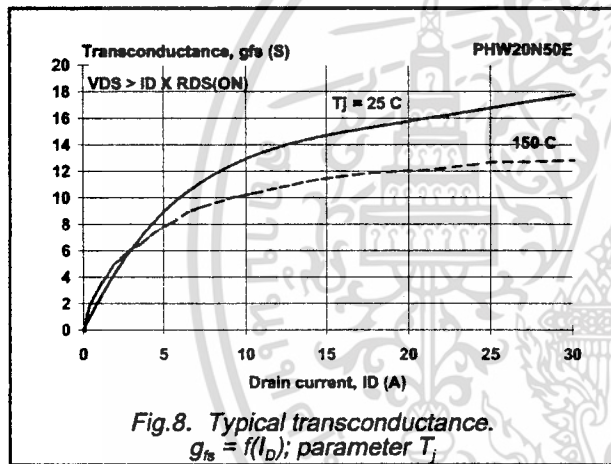
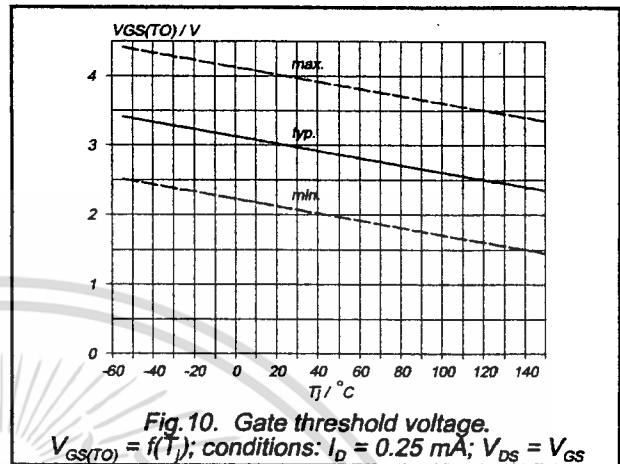
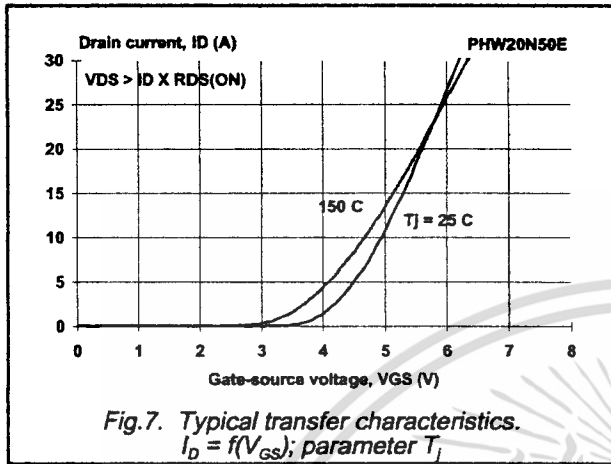
PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

IRFP460



PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

IRFP460



PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

IRFP460

MECHANICAL DATA

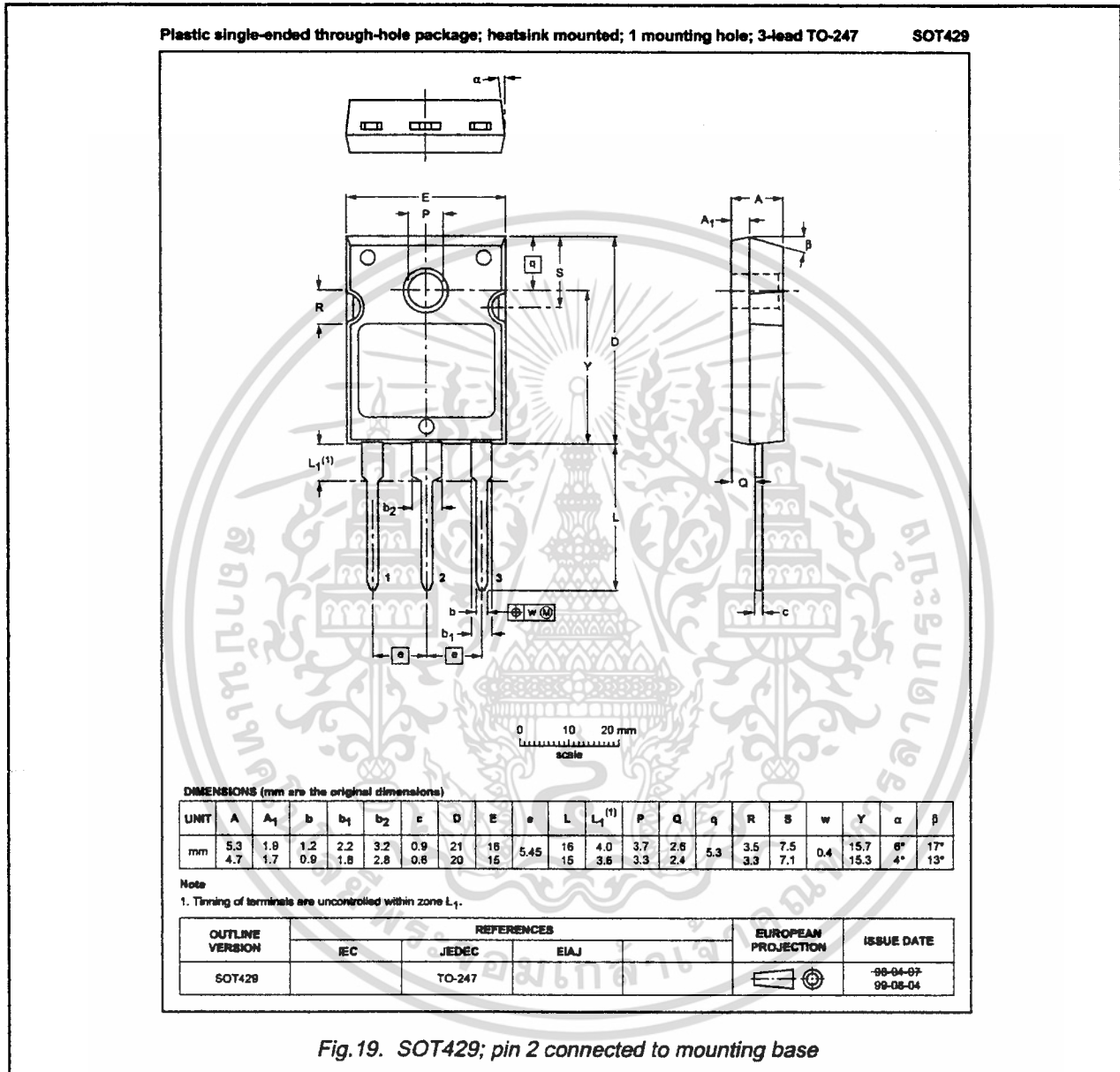


Fig. 19. SOT429; pin 2 connected to mounting base

Notes

1. Observe the general handling precautions for electrostatic-discharge sensitive devices (ESDs) to prevent damage to MOS gate oxide.
2. Refer to mounting instructions for SOT429 envelope.
3. Epoxy meets UL94 V0 at 1/8".

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PowerMOS transistors
Avalanche energy rated**

IRFP460

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values are given in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of this specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	
© Philips Electronics N.V. 1999	
All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.	
The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, it is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent or other industrial or intellectual property rights.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can be reasonably expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

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.

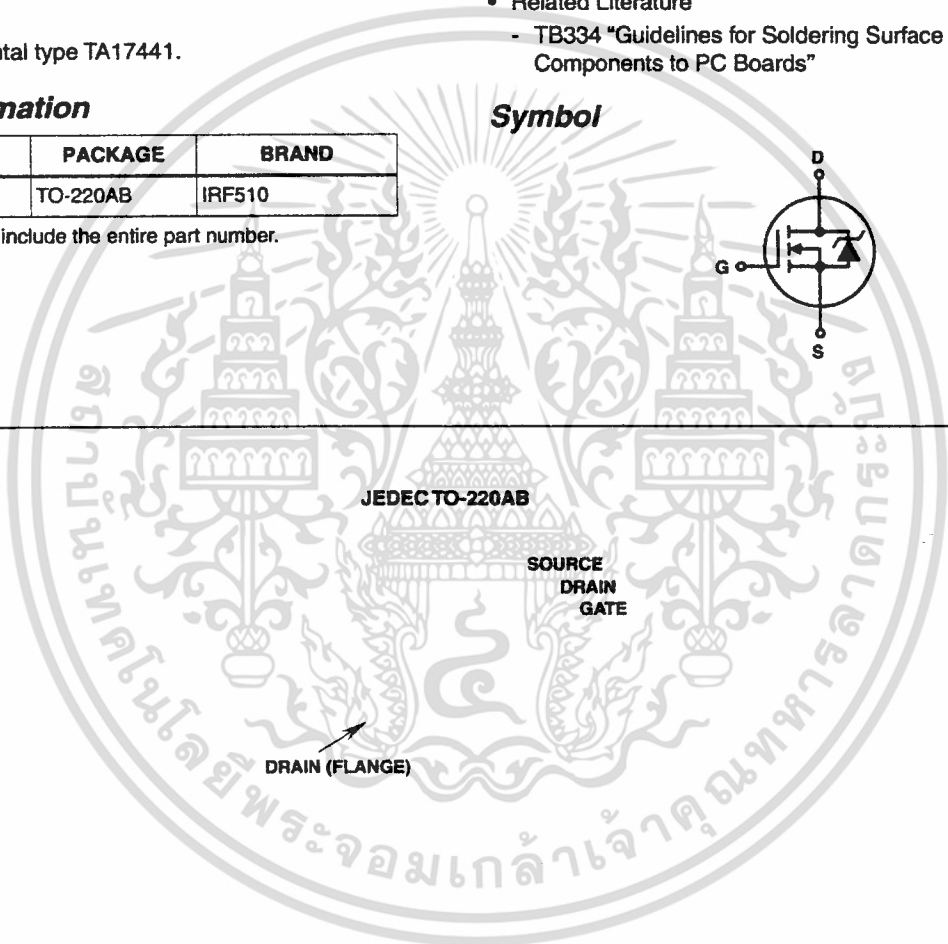
Features

- 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



JEDEC TO-220AB

SOURCE
DRAIN
GATE

DRAIN (FLANGE)

IRF510

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

	IRF510	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	100	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	100	V
Continuous Drain Current	5.6	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	4	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	20	A
Gate to Source Voltage	± 20	V
Maximum Power Dissipation	43	W
Linear Derating Factor	0.29	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	19	mJ
Operating and Storage Temperature Range	-55 to 175	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	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}	$V_{GS} = 0\text{V}$, $I_D = 250\mu\text{A}$, (Figure 10)	100	-	-	V	
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V	
Zero-Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 95\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA	
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_J = 150^\circ\text{C}$	-	-	250	μA	
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ (Figure 7)	5.6	-	-	A	
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA	
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 3.4\text{A}$ (Figures 8, 9)	-	0.4	0.54	Ω	
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{GS} = 50\text{V}$, $I_D = 3.4\text{A}$ (Figure 12)	1.3	2.0	-	S	
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$I_D = 5.6\text{A}$, $R_{GS} = 24\Omega$, $V_{DD} = 50\text{V}$, $R_L = 9\Omega$, $V_{DD} = 50\text{V}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ MOSFET switching times are essentially independent of operating temperature	-	8	12	ns	
Rise Time	t_r		-	25	63	ns	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	15	7	ns	
Fall Time	t_f		-	12	59	ns	
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_g(\text{TOT})$		$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 5.6\text{A}$, $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $I_{G(\text{REF})} = 1.5\text{mA}$ (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}		$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 25\text{V}$, $f = 1.0\text{MHz}$ (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	Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Devices Inductances	-	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	$^\circ\text{C/W}$	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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:

- 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).
- $V_{DD} = 25\text{V}$, 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

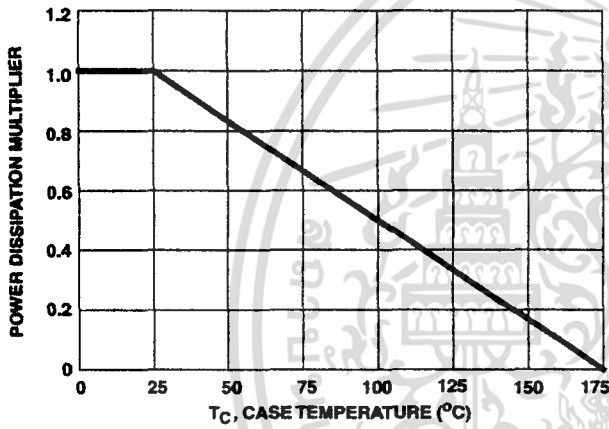


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

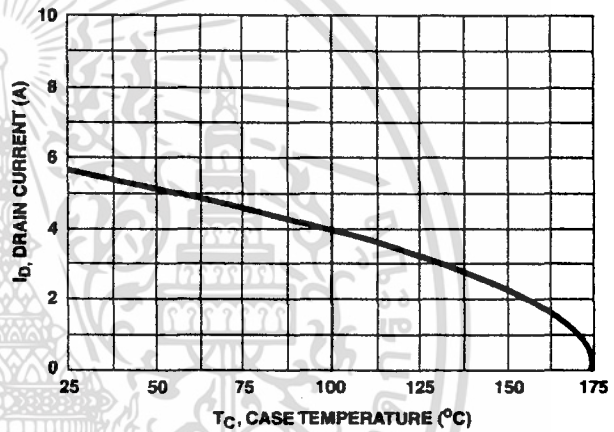


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

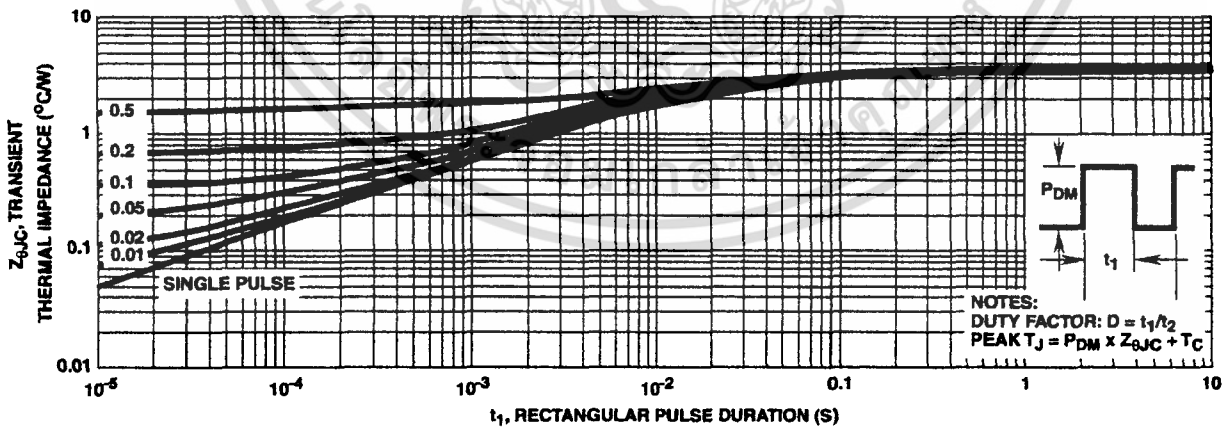


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

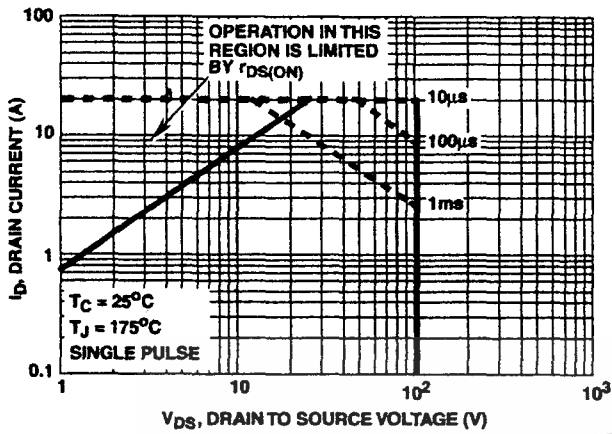


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

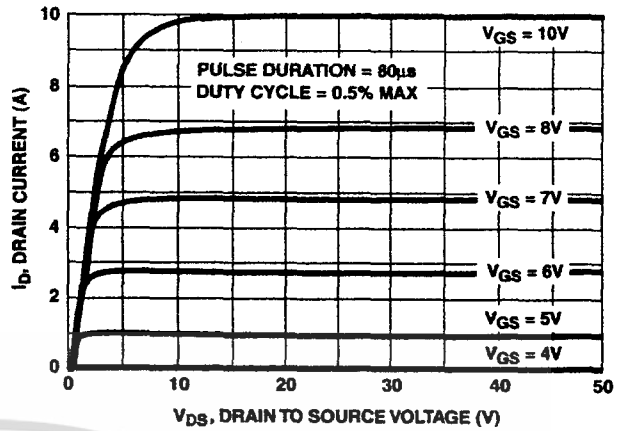


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

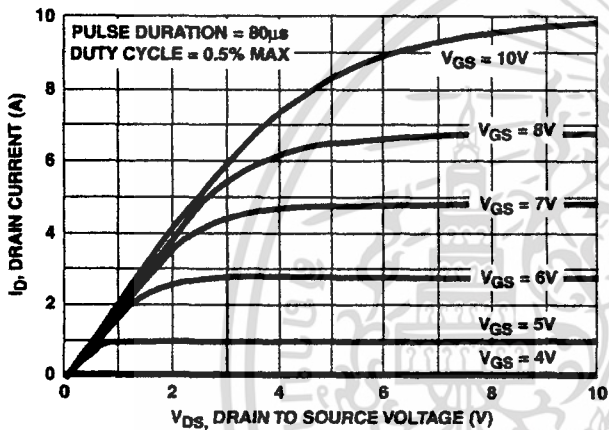


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

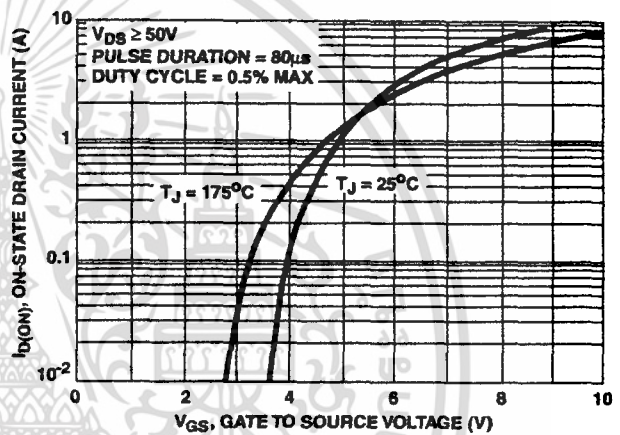


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

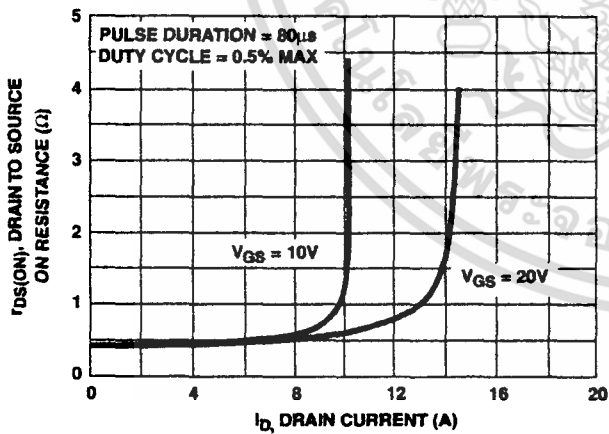


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

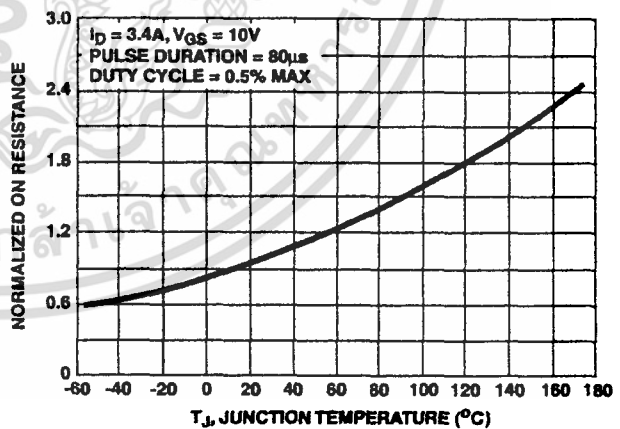


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

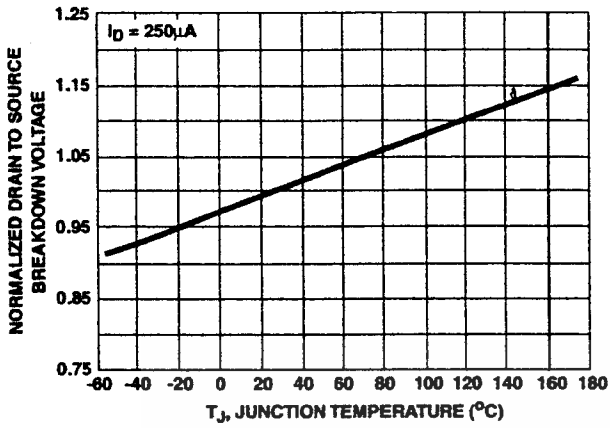


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

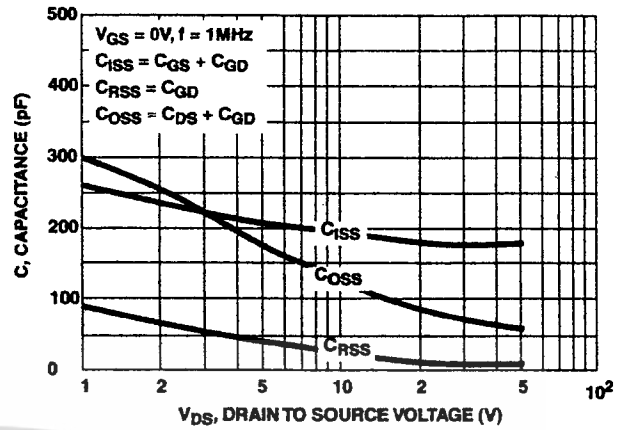


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

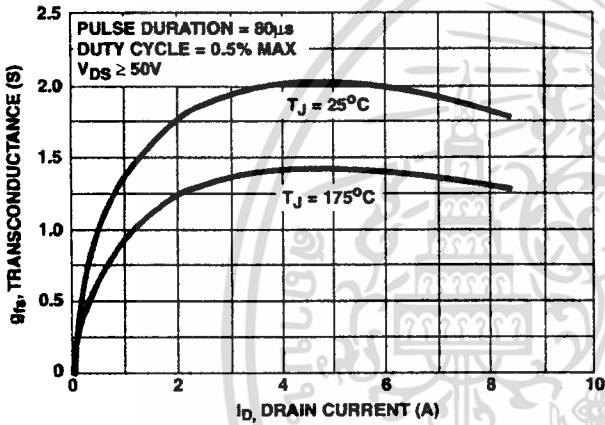


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

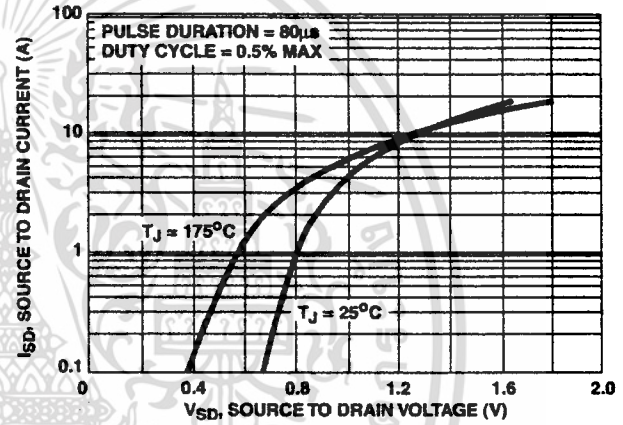


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

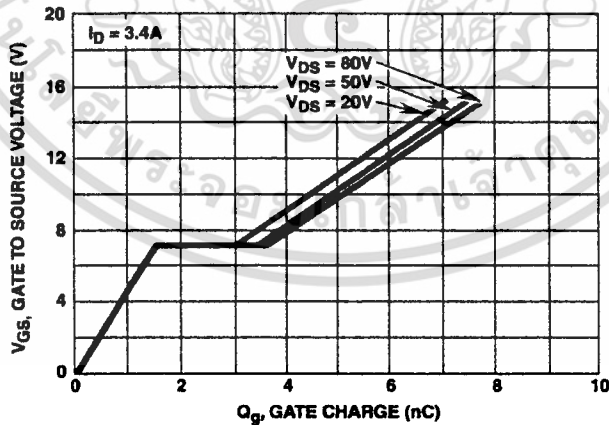


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits and Waveforms

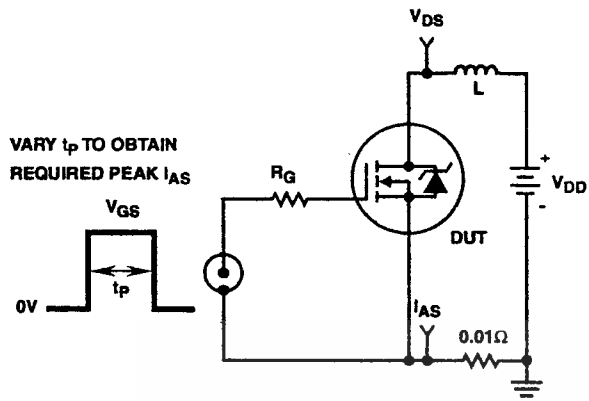


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

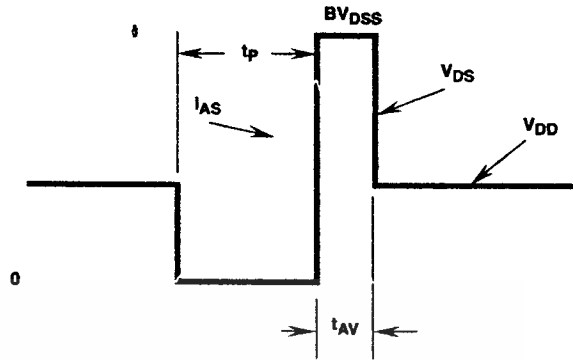


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

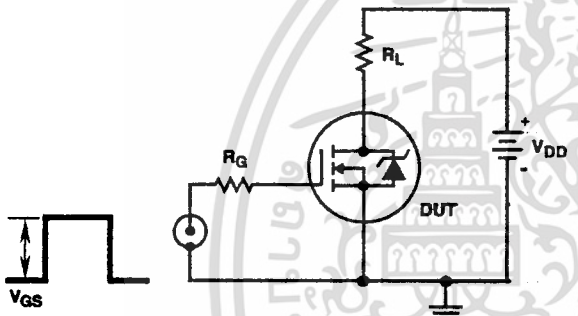


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

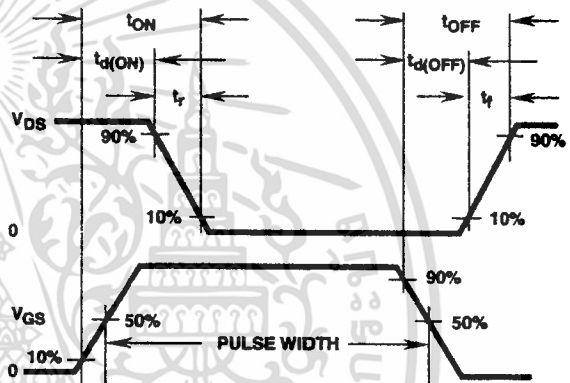


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

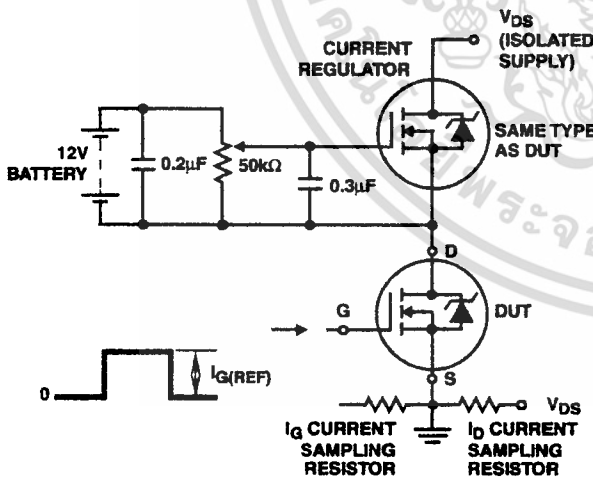


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

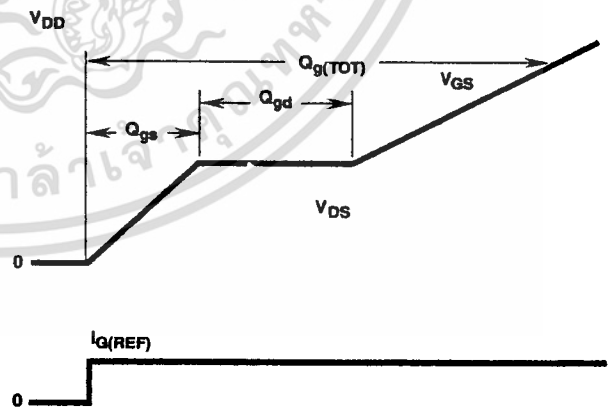


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

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

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

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

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

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

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

Rev. H4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetarchive.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

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

TL494

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
SO-16



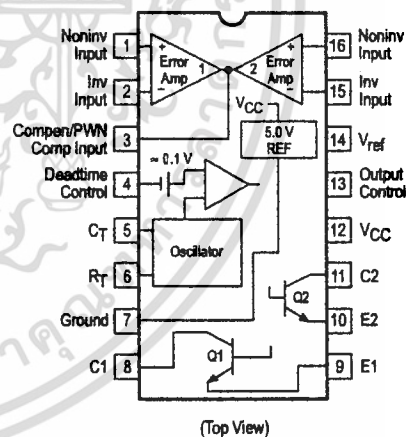
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

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

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

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

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

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

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

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

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

REFERENCE SECTION

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

OUTPUT SECTION

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, unless otherwise noted.)

For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

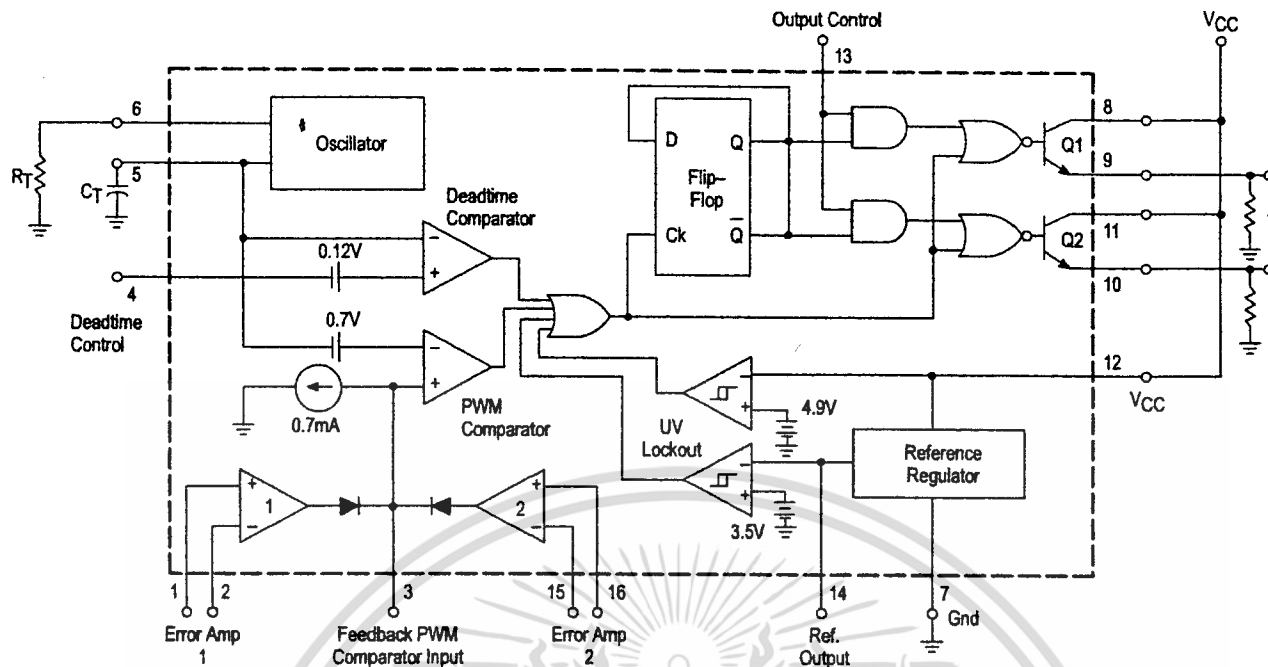
Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V _O (Pin 3) = 2.5 V)	V _{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V _O (Pin 3) = 2.5 V)	I _{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V _O (Pin 3) = 2.5 V)	I _{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range (V _{CC} = 40 V, T _A = 25°C)	V _{ICR}	–0.3 to V _{CC} –2.0			V
Open Loop Voltage Gain (ΔV _O = 3.0 V, V _O = 0.5 V to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	A _{VOL}	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency (V _O = 0.5 V to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	f _{C–}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain (V _O = 0.5 V to 3.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	φ _m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio (V _{CC} = 40 V)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio (ΔV _{CC} = 33 V, V _O = 2.5 V, R _L = 2.0 kΩ)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current (V _O (Pin 3) = 0.7 V)	I _{O–}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current (V _O (Pin 3) = 3.5 V)	I _{O+}	2.0	–4.0	–	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V _{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current (V _{Pin 3} = 0.7 V)	I _–	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) (V _{Pin 4} = 0 V to 5.25 V)	I _{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode (V _{Pin 4} = 0 V, C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ) (V _{Pin 4} = 0 V, C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	DC _{max}	45 –	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V _{th}	0	2.8 –	3.3 –	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency (C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	f _{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* (C _T = 0.001 μF, R _T = 30 kΩ)	σ _{fosc}	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage (V _{CC} = 7.0 V to 40 V, T _A = 25°C)	Δf _{osc} (ΔV)	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature (ΔT _A = T _{low} to T _{high}) (C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ)	Δf _{osc} (ΔT)	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn-On Threshold (V _{CC} increasing, I _{ref} = 1.0 mA)	V _{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V _{ref} , All other inputs and outputs open) (V _{CC} = 15 V) (V _{CC} = 40 V)	I _{CC}	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current (C _T = 0.01 μF, R _T = 12 kΩ, V _{Pin 4} = 2.0 V) (V _{CC} = 15 V) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

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

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

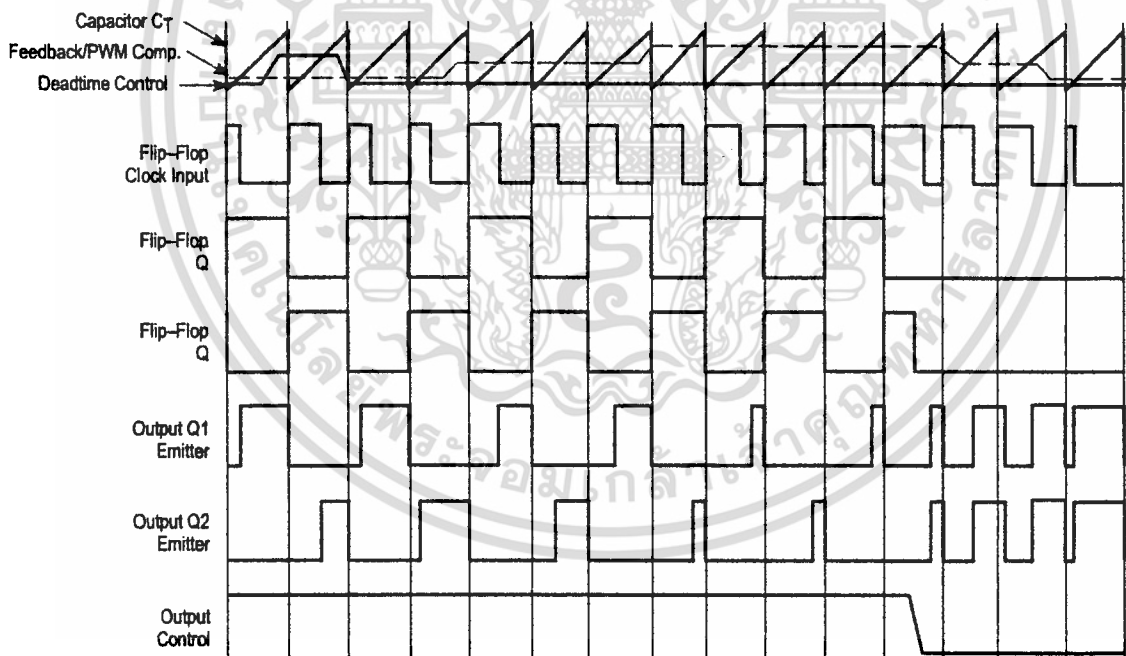
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

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

Functional Table

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

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from -0.3 V to ($V_{CC} - 2V$), and

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

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

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

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

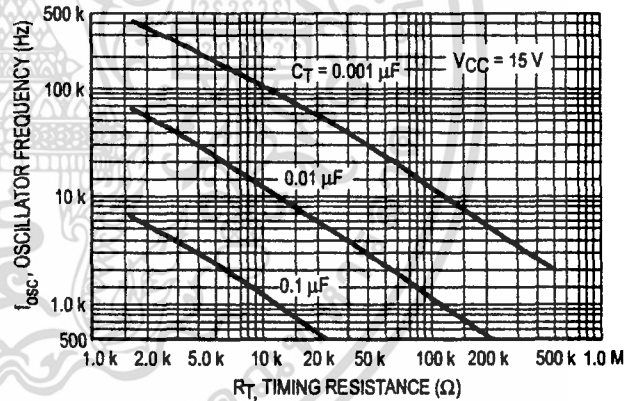


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

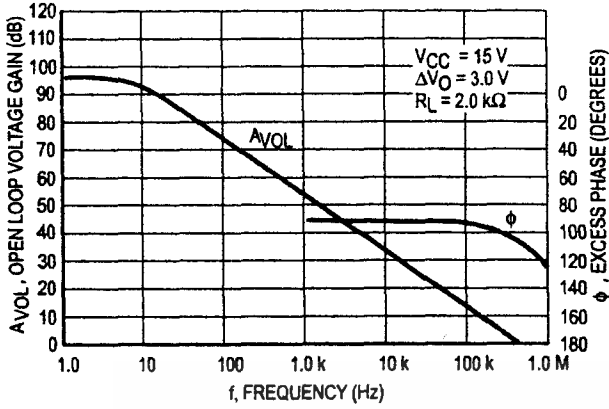


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

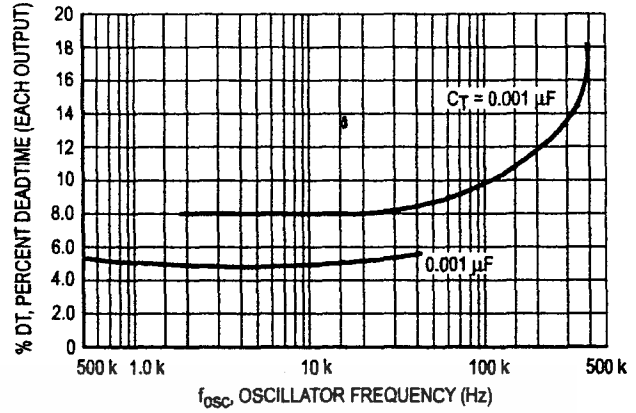


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

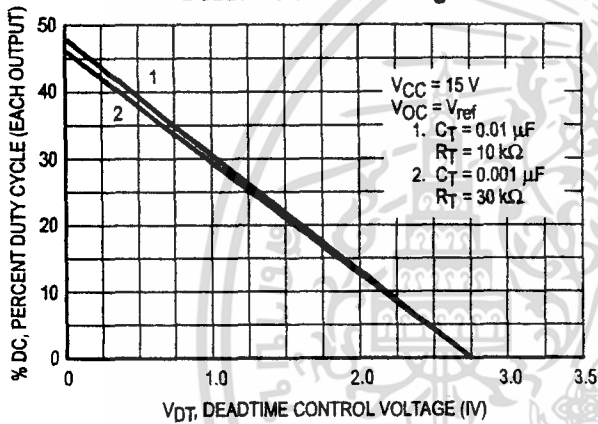


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

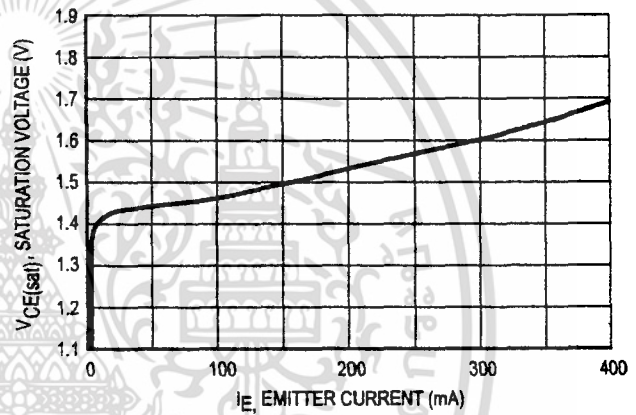


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

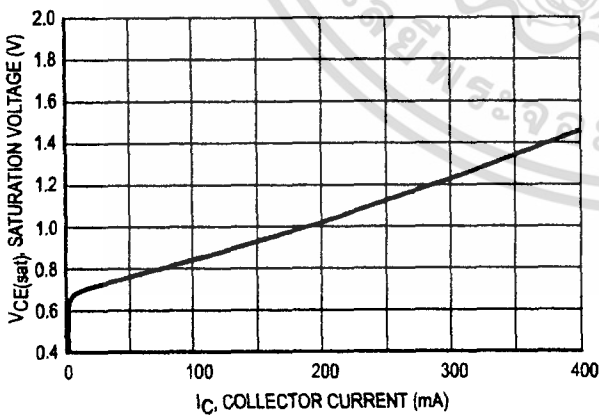
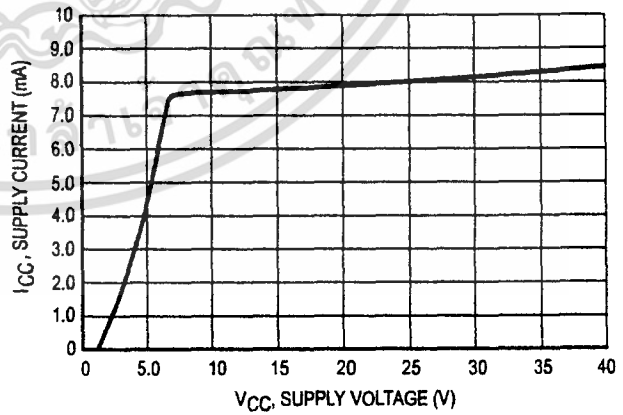


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

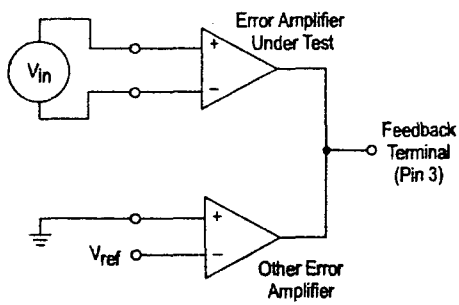


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

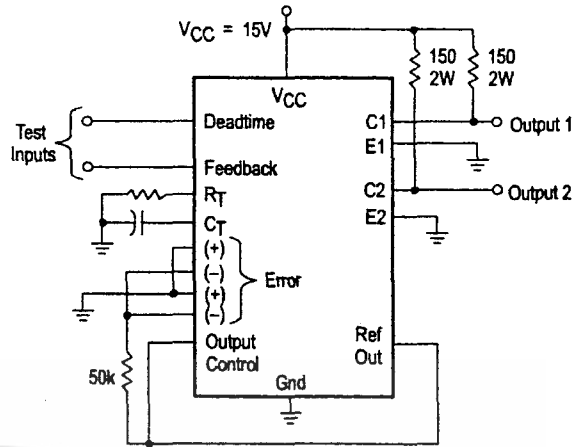


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

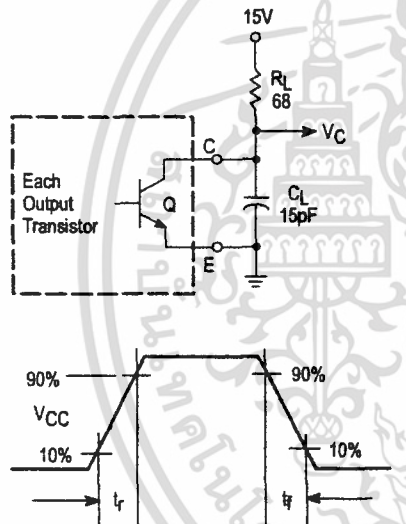
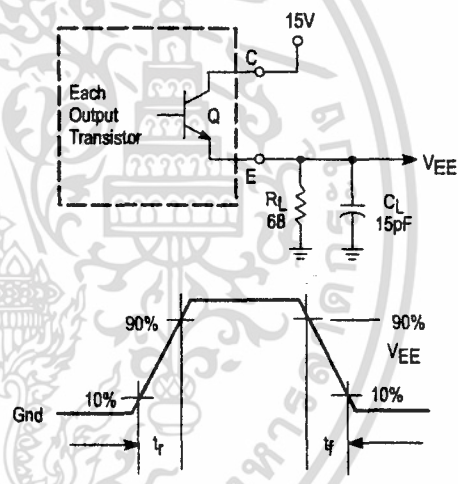


Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

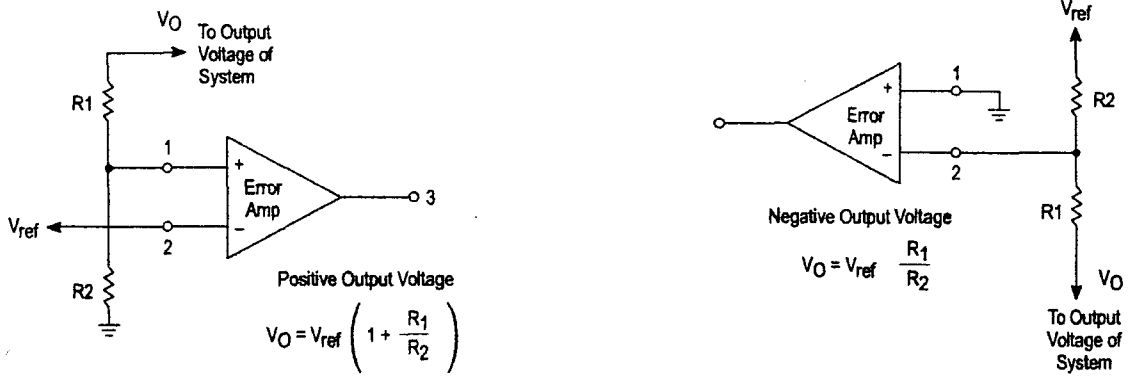


Figure 15. Deadtime Control Circuit

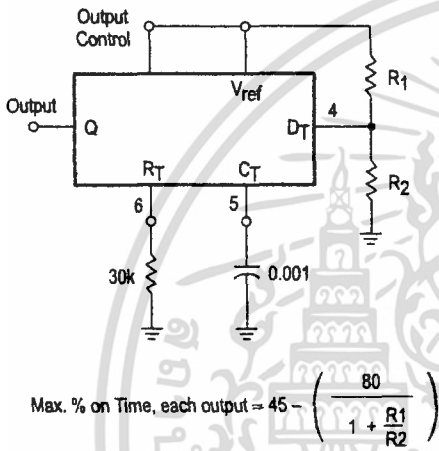


Figure 16. Soft-Start Circuit

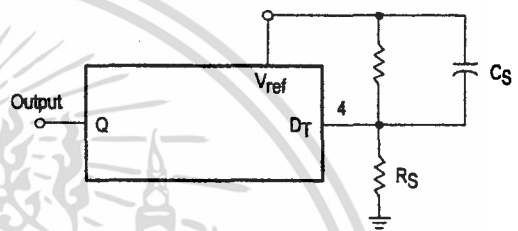
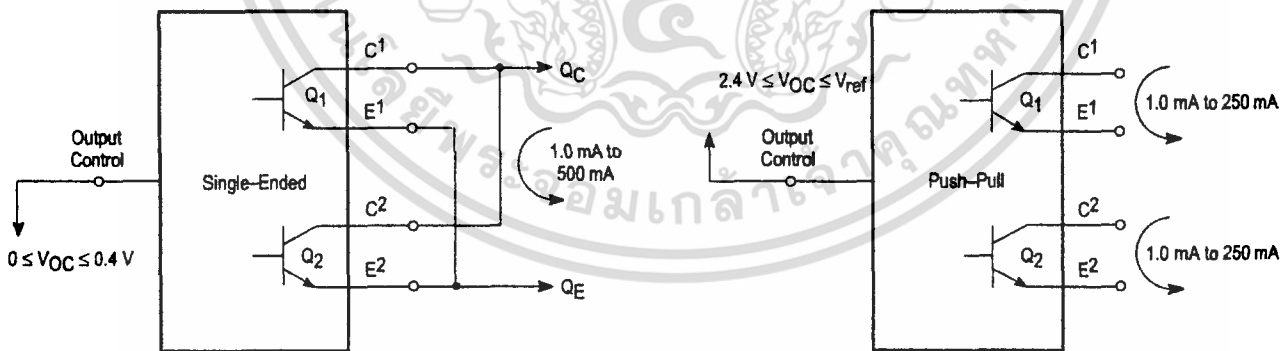


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

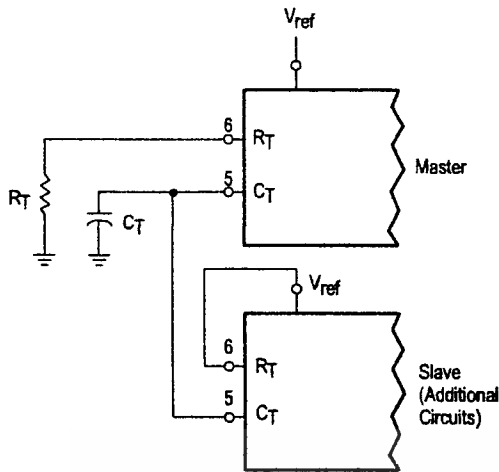


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

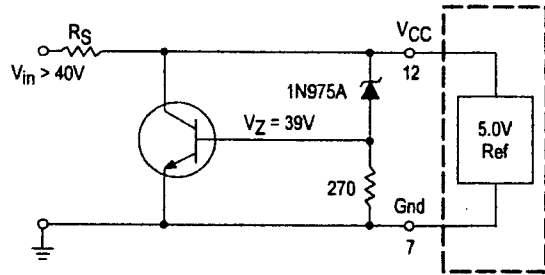
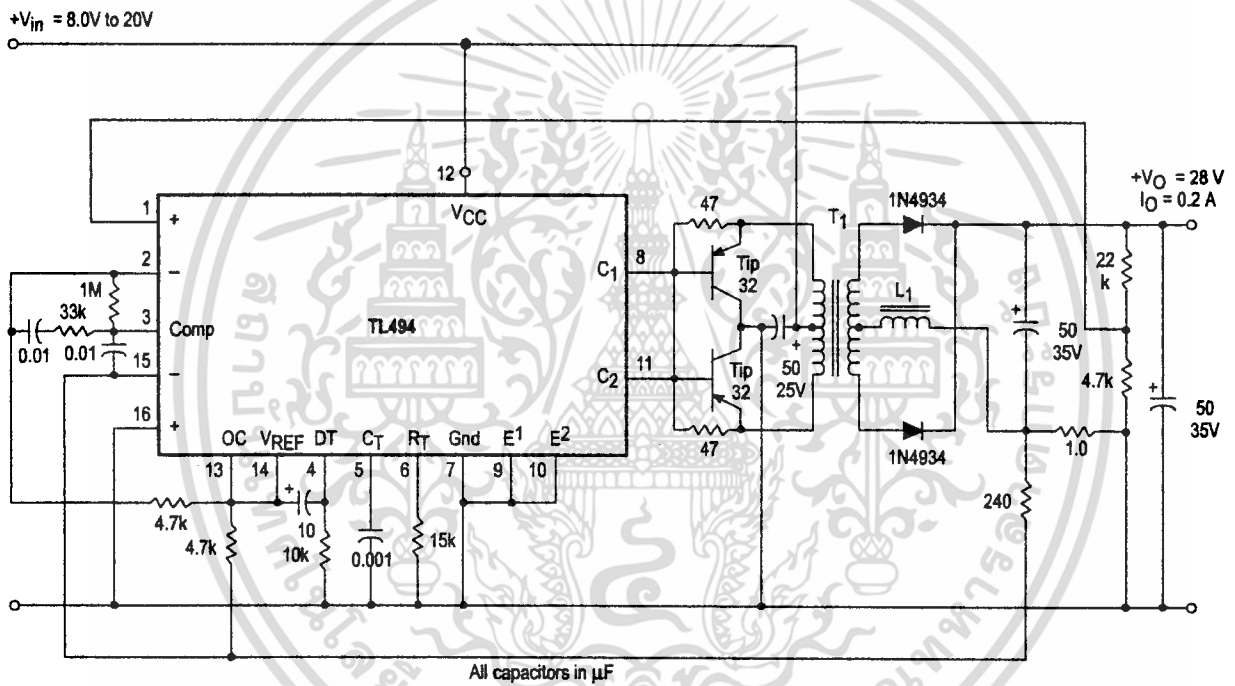


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter



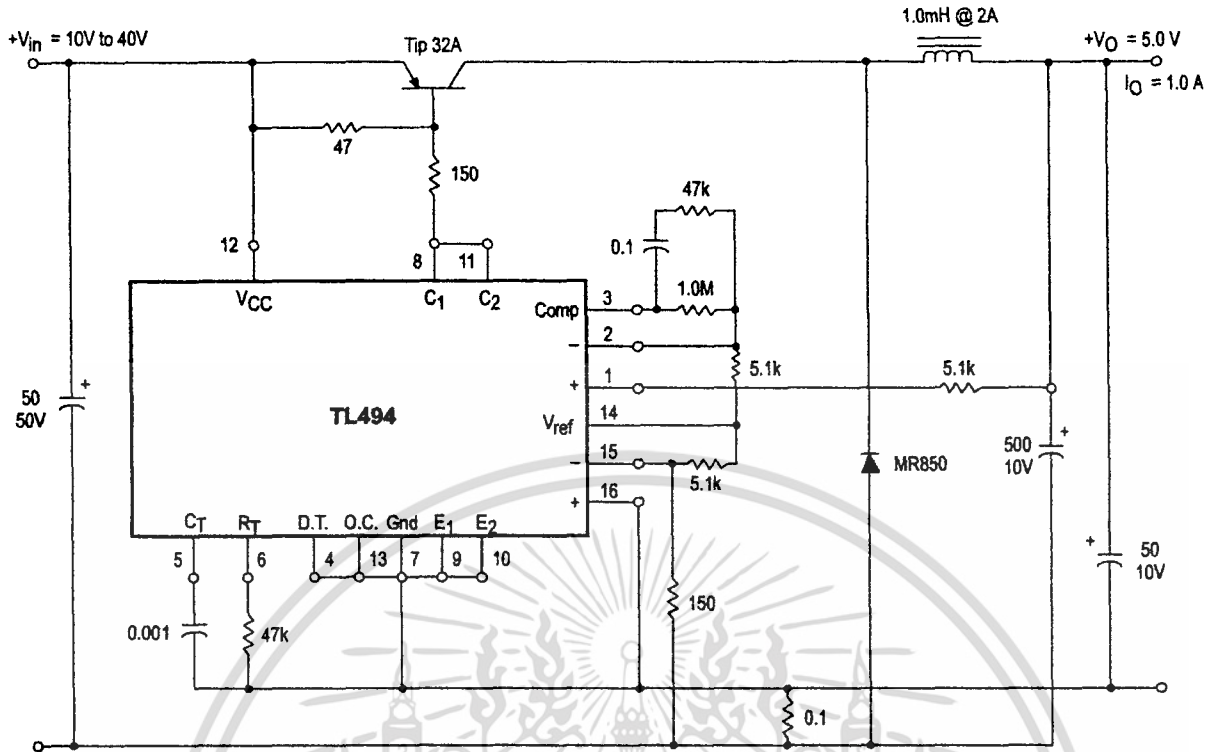
Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 10\text{ V to } 40\text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ mA to } 1.0\text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28\text{ V, } I_O = 1.0\text{ A}$	65 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28\text{ V,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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะวิธีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter



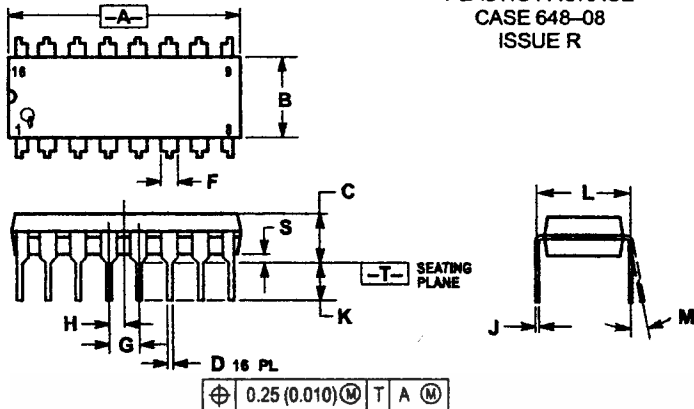
Test	Conditions	Results
Line Regulation	$V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_o = 200 \text{ mA}$	40 mV pp P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in}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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

OUTLINE DIMENSIONS

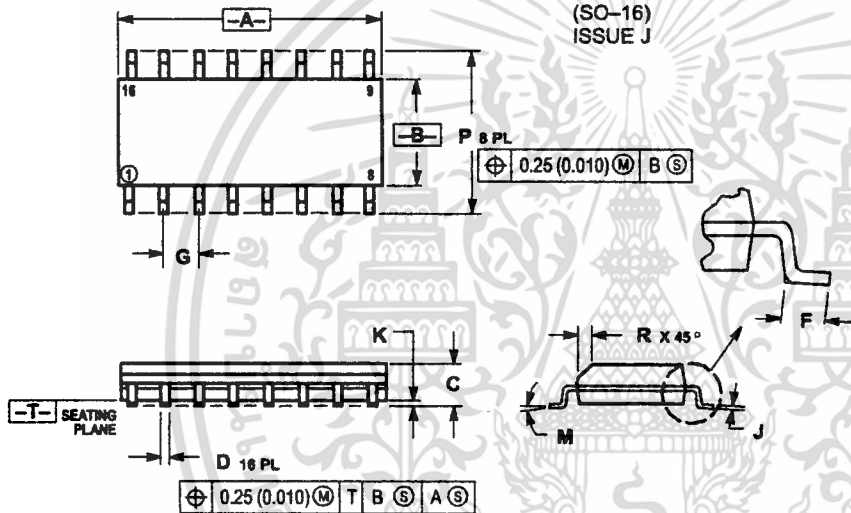
N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648-08 ISSUE R



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

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01


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



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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019



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

How to reach us:

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

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

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

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



TL494/D



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PowerMOS transistors
Avalanche energy rated

IRFP460

