

# สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

วงจรรีเวอร์เตอร์ชั้น E สำหรับเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ

(A Class E Inverter for Induction Cooking)



โดย

นาย อุตพงษ์ ชูประเสริฐ

นางสาว รัตติยา ยุทธวิชานนท์

นาย วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์

นาย วัชรพงษ์ กมลสุโกศล

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ดร. วิจิตร กิณเรศ

๒๕๔

๒๕๓๖

๒๖

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 34679  
วัน, เดือน, ปี 19 พ.ย. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

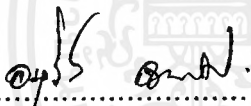
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วงจรอินเวอร์เตอร์ชั้น อี สำหรับเตาหุงต้มอาหาร โดยการเหนี่ยวนำ

( A Class E Inverter for Induction Cooking )

ผู้จัดทำ

1. นาย ยุทธพงษ์ ชูประเสริฐ
2. นางสาว รัตติยา ยุทธวิษยานนท์
3. นาย วริษฐ์ ธรรมศิริโรจน์
4. นาย วัชรพงษ์ กมลสุโกศล



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

( อาจารย์ อันวาน์ จางวนิชเลิศ )



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

( คร. วิจิตร กิณเรศ )

วงจรรินเวอร์เตอร์ขั้นที่สี่ สำหรับเตาหุงต้มอาหารโดยการเหนี่ยวนำ

นาย ชุทธพงษ์ ชูประเสริฐ  
นางสาว รัตติยา ชุทธวิษยานนท์  
นาย วรวิษฐ์ ธรรมศิริโรจน์  
นาย วัชรพงษ์ กมลสุโกศล  
อาจารย์ อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา  
ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2541.

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอเตาหุงต้มอาหารโดยใช้หลักการเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็ก ซึ่งได้นำวงจรรินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ขั้นที่สี่ แบบ ซีโรโวลท์เดจสวิตซิ่ง มาประยุกต์ใช้งานกับเตาหุงต้มอาหารขนาด 680 วัตต์ โดยใช้ภาชนะเตาหุงต้มอาหารที่ทำมาจากสแตนเลสสตีล ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 6 นิ้ว ซึ่งสามารถต้มน้ำจำนวน 1 ลิตรให้เดือดได้ในเวลา 7.22 นาที โดยมีเพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์สวิตซิ่ง ในส่วนของวงจรรินเวอร์เตอร์ ทำงานที่ความถี่สูงประมาณ 100 กิโลเฮิรตซ์ เพื่อส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงเพิ่มระดับแรงดัน ไปยังวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน นอกจากนี้ในส่วนของกรอกแบบโพลด จะเป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบขนานเพื่อให้ทนต่อกระแสที่เพิ่มขึ้น เมื่อเงื่อนไขของโพลดเปลี่ยนจากสภาวะมีภาระมาเป็นสภาวะไร้ภาระ และใช้ขดลวดเหนี่ยวนำพันรอบภาชนะเป็นโพลด เพื่อให้เกิดฟลักแม่เหล็กจากขดลวดไปเกี่ยวข้องกับภาชนะที่อยู่บนขดลวด และเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำ ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนบนภาชนะ และทำให้เกิดความร้อนขึ้น

## A Class E Inverter for Induction Cooking

Yuttapong	Chooprasert	
Rattiya	Yutvitchayanon	
Warit	Thammasiroj	
Wacharapong	Gamonsugosol	
Mr.Anuwat	Jangwanitlert	Advisor
Dr.Vijit	Kinnares	Advisor

1998.

### Abstract

This project presents an induction cooker, based on the concept of magnetic induction. A class E zero-voltage switching resonant inverter is applied for this induction cooker which has 680 W power rating. An induction cooker consists of 6 inches diameter Stainless steel vessel that can boil water of 1 liter within 7.22 minutes and a power MOSFET is used as a switching device. The load is formed as a spiral induction coil winding around the vessel in order to have full flux linkage. Therefore magnetic flux links around vessel and creates induced voltage which causes the eddy current at vessel and then produces heat. In addition to design of load circuit, parallel resonance is used for tolerance of surge current when the condition of load is changed from on-load condition to no-load condition. The working frequency of inverter is 100 kHz and the energy is delivered through step-up transformer and parallel resonant circuit. In addition, the experimental results are in good agreement with theoretical ones.

## สารบัญ

	หน้า
สารบัญ	I
สารบัญรูป	II
สารบัญตาราง	III
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 หลักการทำงานของเตาความร้อนเหนี่ยวนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน Class E Resonant Inverter	5
2.1 หลักการทำงานของวงจร Class E Zero – Voltage Switching Resonant Inverter	5
2.2 การทำงานที่สภาวะเหมาะสม	9
2.3 การทำงานที่สภาวะใกล้เคียงค่าเหมาะสม	9
2.4 หลักการออกแบบและวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชั้น E	12
2.4.1 วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์	12
2.4.2 การสะท้อนค่าอิมพีแดนซ์	14
2.5 สมการพื้นฐาน Class E Resonant Inverter	19
บทที่ 3 ส่วนของอินพุตและวงจรขับ	21
3.1 ส่วนอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์	21
3.1.1 เรกตีไฟเออร์	21
3.1.1.1 ตัวเก็บประจุ C	22
3.1.1.2 ไดโอดเรกตีไฟเออร์	24
3.1.2 ฟิวส์	25
3.1.3 RFI Input Filter	25
3.2 วงจรขับ	26

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.1 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน	26
3.2.1.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงานของ TL 494	26
3.2.1.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์	27
3.2.1.3 การเลือกใช้ $Q_1$ และ $Q_2$ ที่เอทท์พุทของไอซี	28
3.2.2 ออปโตคัปเปลอร์	28
บทที่ 4 เพาเวอร์มอสเฟต	31
4.1 นิยามและความหมาย	31
4.2 โครงสร้าง	31
4.3 การทำงานของมอสเฟต	33
4.4 กำลัังสูญเสีในรูปความร้อน	33
4.5 การขับเคลื่อนของมอสเฟต	35
4.6 ค่าความจุไฟฟ้า	36
4.7 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ	37
4.8 พิกัดปลอดภัย FBSOA	39
4.9 พิกัดปลอดภัย SSOA	40
บทที่ 5 ทฤษฎีและวิธีการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	42
5.1 หม้อแปลงสวิตชิง	42
5.2 ทฤษฎีหม้อแปลง	42
5.3 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	44
5.3.1 แกนเฟอร์ไรต์	45
5.3.2 บอร์นิน	45
5.3.3 ลวดทองแดงอบน้ำยา	46
5.3.4 เทปฉนวน	46

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.4 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	46
5.5 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์	48
5.6 เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส	48
5.7 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์	50
5.8 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง	51
5.9 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์	51
5.10 การพันขดลวดของทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	52
5.10.1 ผลจากการนำกระแสที่ผิวของลวดทองแดง	53
5.11 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด	54
5.12 การออกแบบหม้อแปลง	59
5.12.1 การเลือกอุปกรณ์	59
5.12.2 ข้อกำหนด	59
5.12.3 ซีดจำกัด	59
5.13 สมการที่ใช้ในการออกแบบ	59
บทที่ 6 ทฤษฎีและการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง	69
6.1 Area Product Ap Approach	69
6.2 Core geometry Kg Approach	69
6.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (Lc)	70
6.3.1 การเลือกอุปกรณ์	70
6.3.2 ข้อกำหนด	70
6.3.3 ซีดจำกัด	70
6.4 สมการการออกแบบโดยวิธีการคำนวณแบบ Core Geometry Kg Approach	72
6.5 ขั้นตอนในการออกแบบ	74

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 7 การออกแบบและการคำนวณ	76
7.1 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	76
7.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (L <sub>0</sub> )	78
7.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (L <sub>c</sub> )	79
7.4 การออกแบบพารามิเตอร์วงจรพื้นฐาน Class E Resonant Inverter	81
7.5 การออกแบบวงจรด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง	82
บทที่ 8 การทดลองและผลการทดลอง	83
8.1 การทดลองหาประสิทธิภาพของเครื่อง	83
8.1.1 การทดลองที่ 1 การหาประสิทธิภาพทางไฟฟ้าที่ส่วนต่างๆ ของวงจร	83
8.1.2 การทดลองที่ 2 การหาประสิทธิภาพทางความร้อนโดยการวัดอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปของน้ำ	85
8.1.3 การทดลองที่ 3 การหาผลต่างของอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปในช่วงเวลาต่าง ๆ	89
8.2 การวัดกระแสและแรงดัน	91
บทที่ 9 บทวิจารณ์และสรุป	98
9.1 สรุปผลการทดลอง	98
9.2 ข้อเสนอแนะ	98
9.3 ข้อดีและข้อเสีย	100
9.3.1 ข้อดี	100
9.3.2 ข้อเสีย	100
9.4 ข้อเสนอเสริม	101
ภาคผนวก	102
กิตติกรรมประกาศ	145
เอกสารอ้างอิง	146

## สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
1.1	Block Diagram ของระบบ	3
1.2	แสดงวงจรการทำงานรวมทั้งหมดที่ใช้ในโครงงาน	4
2.1	แสดงวงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์	5
2.2	วงจรสมมูลย์ของการทำงานภายใต้สภาวะเรโซแนนท์	5
2.3	กราฟแสดงแรงดันและกระแสตกคร่อมสวิตช์ที่สภาวะต่าง ๆ	7
2.4	แสดงสวิตช์ที่มีไดโอดต่อขนาน	10
2.5	แสดงการต่อไดโอดอนุกรมกับสวิตช์	10
2.6	พื้นฐานวงจรขยาย Class E	12
2.7	วงจรพื้นฐานเรโซแนนท์แบบขนานกับภาระ	12
2.8	วงจรพื้นฐานเรโซแนนท์แบบขนานกับภาระที่ยุบใหม่	12
2.9	การยุบวงจรจากอนุกรมเป็นขนาน	13
2.10	วงจรแสดงความสมมูลย์ของหม้อแปลง	14
2.11	วงจรสมมูลย์ของภาระเมื่อย้ายข้างมาด้านปฐมภูมิ	15
2.12	วงจรสมมูลย์ของการต่อภาระขนานกับคาปาซิเตอร์ C	16
2.13	วงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำที่ย้ายข้างมาทางด้านปฐมภูมิ	17
2.14	วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชั้น E และขดลวดเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง	18
2.15	วงจรสมมูลย์ของวงจรในรูปที่ 2.14 โดยทำการย้ายข้างมาอยู่ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง	18
2.16	วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชั้น E	18
3.1	แสดงวงจรเรกติไฟเออร์	21
3.2	แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุ C	23
3.3	แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC filter เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI	25
3.4	แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494	26

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.5	แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่	27
3.6	แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	27
3.7	แสดงลักษณะการเลือกใช้อาห์พุทของ TL 494	28
3.8	แสดงโครงสร้างภายในของออปโตคัปเปลอร์ซึ่งประกอบด้วย LED และ โฟโตทรานซิสเตอร์	29
3.9	แสดงชุดวงจรขับที่ใช้ในโครงการ	30
4.1	Equivalent circuit ของ VCCS	31
4.2	โครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟต	32
4.3	แสดงการทำงานของมอสเฟต	33
4.4	แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต	34
4.5	แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	36
4.6	แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอส	37
4.7	แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart	37
4.8	แสดงการชาร์จประจุที่ขาเกต	38
4.9	แสดงตัวอย่างกราฟฟิสิกัลลอคกซ์ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	40
4.10	แสดงตัวอย่างกราฟฟิสิกัลลอคกซ์ SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต	41
5.1	แสดงหม้อแปลงแบบสองขด	42
5.2	ส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง	44
5.3	แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบินสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EC และ ETD	45
5.4	แสดงตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE , EI และ ETD	47

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
5.5	แสดงเส้นโค้งฮิสเตอริซิสของแกนเฟอร์ไรต์	49
5.6	แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอริซิสซึ่งมีลักษณะสมมาตร	50
5.7	แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสาร	50
5.8	แสดงการกำหนดช่องอากาศ	52
5.9	แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแส สลับไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง	53
5.10	แสดงระยะที่ถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแส $\delta$ คือระยะที่ค่าความหนาแน่น กระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37% ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิว นอกสุด	54
5.11	แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตจิ่ง	55
5.12	แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่ว และค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วที่ $B_x$ ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในหม้อแปลงสวิตจิ่ง โดย $B_x$ จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะ ชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง	56
5.13	แสดงผลของลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่ว ทำให้มีกระแสไหลวน เกิดขึ้น ที่ผิวด้านบนและด้านล่างของขดลวดทองแดง และทำให้ความ หนาแน่นกระแสที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง	56
5.14	แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้มีลักษณะของแผ่น ทองแดงที่มีความหนากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง เพื่อ พิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น	57
5.15	แสดงค่า $F_r$ ซึ่งขึ้นกับจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั่น	58
5.16	แสดงรูปวงจรมูลย์ที่ใช้ในการคำนวณ	64
8.1	แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลอง	83
8.2	แสดงภาพขณะที่ใช้ในการหุงต้ม	86

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
8.3	แสดงรูปกราฟการเปรียบเทียบระหว่างอัตราการผลิตเพิ่มขึ้นของ Pout ที่ระดับแรงดันต่าง ๆ	87
8.4	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพรวมของระบบกับแรงดันป้อนเข้า	88
8.5	แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาที่ใช้ในการค้ำน้ำเมื่อใช้ระดับแรงดันที่ 125 Vrms	90
8.6	แสดงวงจรที่ใช้วัดกระแสและแรงดัน	91
8.7	แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อม IRFP 460 และสัญญาณขับเกตของ IR 2125	92
8.8	แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมและกระแสของ IRFP 460	92
8.9	แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสของ IRFP 460	93
8.10	แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับ IRFP 460	93
8.11	แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสของ IRFP 460 และ กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับ IRFP 460	94
8.12	แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสของ IRFP 460 ร่วมกับ กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับ IRFP 460	94
8.13	แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง	95
8.14	แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง	95
8.15	แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงและแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง	96

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
8.16	แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมและกระแสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง	96
8.17	แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมและกระแสทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง	97
8.18	แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมด้านทุติยภูมิและกระแสที่ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ	97



## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
1	ผลการทดลองที่ 1	84
2	ผลการทดลองที่ 2	86
3	ผลการทดลองที่ 3	89



## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ปัจจุบันอุปกรณ์หุงต้มที่ใช้อยู่ มีหลายแบบที่ใช้ความร้อนในการหุงต้มอาหาร เช่น ใช้ถ่าน ใช้แก๊ส และใช้ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน ดังนั้นจากการศึกษาและการพัฒนาเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนั้น จะมีประโยชน์ในการให้ความร้อนแทนแก๊ส ถ่านและขดลวดความร้อนในการหุงต้มเพื่อประกอบการทำอาหารทั้งอุปโภคและบริโภค ทั้งนี้การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำยังไม่ก่อให้เกิดมลพิษทางอากาศ และสะดวกในการใช้งานอีกด้วย

การให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำเป็นปรากฏการณ์ที่ทำให้เกิดความร้อนในตัวของชิ้นงานที่เป็นโลหะโดยการเหนี่ยวนำของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเป็นหลักการที่พบในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า มอเตอร์ และหม้อแปลงไฟฟ้าเป็นต้น ซึ่งพบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในวงจรทางขดลวดปฐมภูมิ จะก่อให้เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าขึ้นทางด้านขดลวดทุติยภูมิเป็นวงจรปิดกระแสเหนี่ยวนำมีทิศทางตรงกันข้ามกับสนามแม่เหล็กที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ กระแสที่เกิดการเหนี่ยวนำนี้จะก่อให้เกิดการสูญเสียในรูปความร้อน ซึ่งไม่เป็นที่ต้องการในตัวเครื่องจักรกลไฟฟ้า แต่กระแสเหนี่ยวนำที่ก่อให้เกิดความร้อนนี้ก็กลับนำมาใช้ประโยชน์ได้ เช่น การให้ความร้อนแก่ภาชนะหุงต้มเพื่อการประกอบอาหาร

เครื่องหุงต้มเหนี่ยวนำประกอบด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ซึ่งจ่ายพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง เพิ่มแรงดันไฟฟ้าแล้วจ่ายพลังงานให้แก่ขดลวดเหนี่ยวนำ ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กคดงตัวภาชนะหุงต้ม ทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลวน(eddy current)บริเวณกันภาชนะหุงต้ม กระแสดังกล่าวจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ภาชนะหุงต้มโดยไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงานและยังเป็นประโยชน์ในการให้ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มโดยตรง

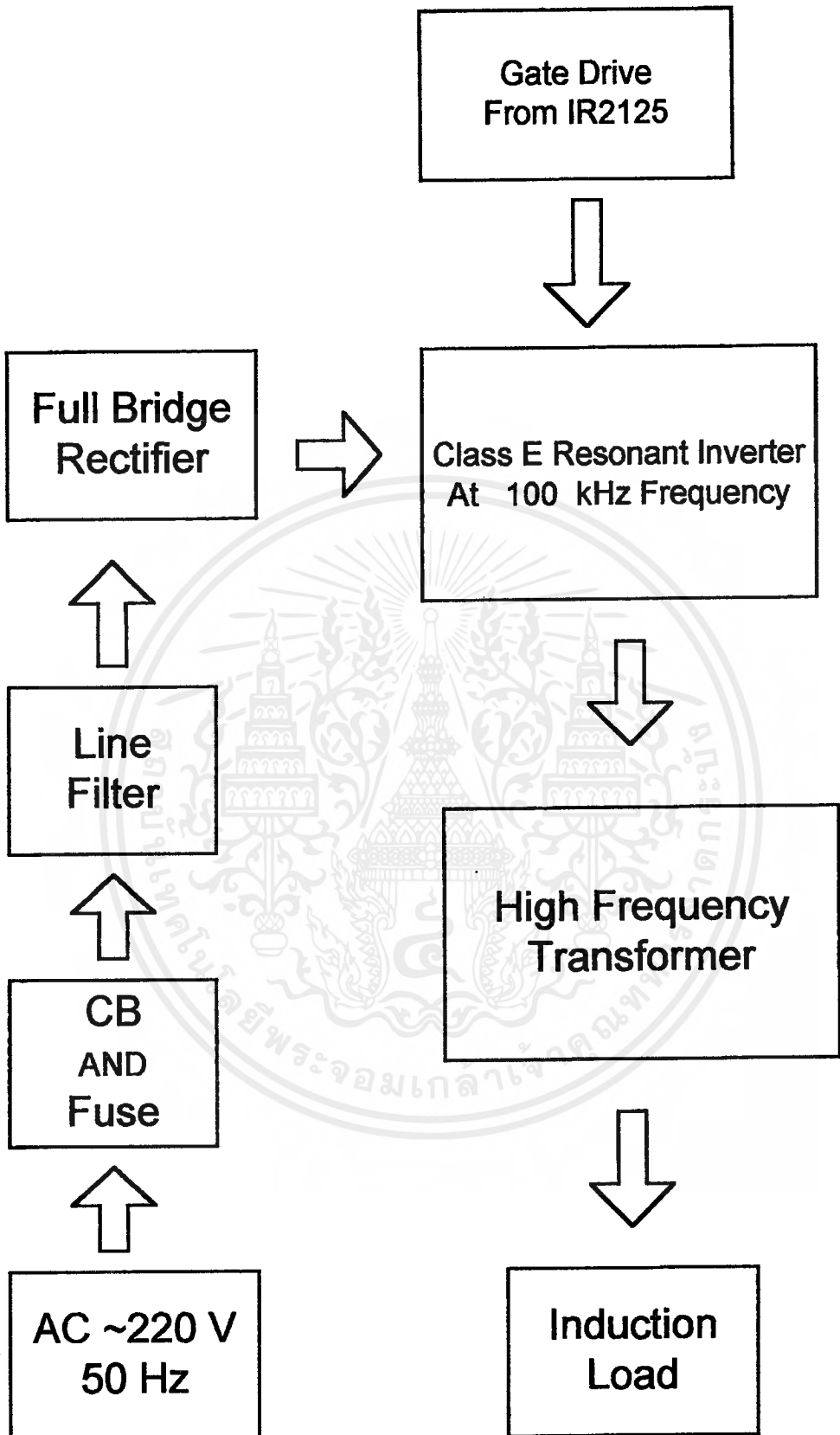
#### 1.2 หลักการทำงานของเตาความร้อนเหนี่ยวนำ

การทำงานจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชั้น E แบบ ZVS เปลี่ยนแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูง โดยในโครงการนี้ใช้ความถี่ที่ประมาณ 100 kHz จากแรงดันไฟสลับความถี่สูงนี้ จะถูกส่งผ่านหม้อแปลงเพิ่มระดับแรงดันให้สูงขึ้น เพื่อส่งผ่านไปยังวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานต่อไป รูปคลื่นของกระแสที่ผ่านขดลวดเรโซแนนซ์นั้นจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์

ซึ่งเป็นผลอันเนื่องมาจากวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่ต่อทางด้านโหลดของหม้อแปลงความถี่สูง และกระแสที่ไหลเข้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงก็มีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์เช่นเดียวกัน ทั้งนี้เป็นผลจากคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ชั้น E นั้นเอง

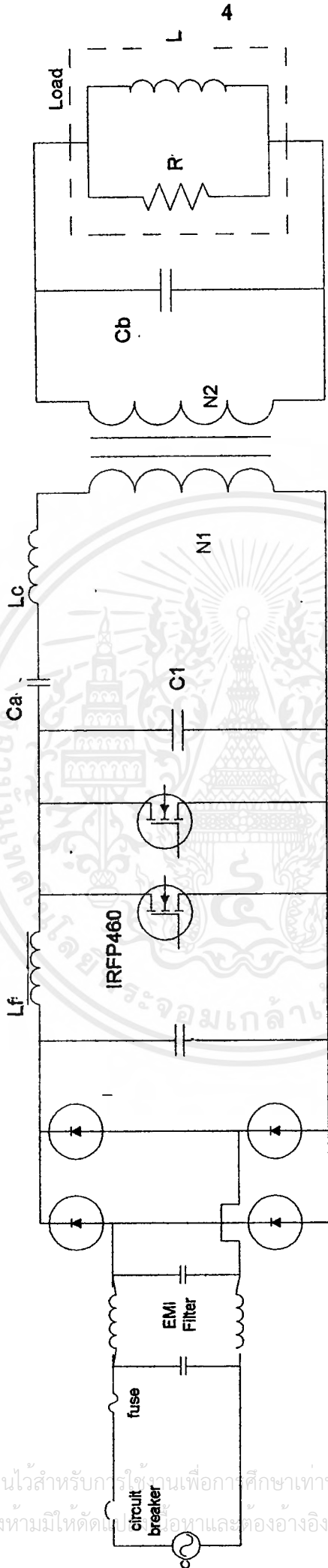
กระแสที่ไหลออกทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง จะไหลผ่านขดลวดทำให้เกิดการสร้างฟลักซ์แม่เหล็ก และฟลักซ์แม่เหล็กนี้จะไปคล้องภาชนะที่เป็นโลหะที่วางอยู่เหนือขดลวด ลักษณะของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ตามรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านขดลวด ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กนี้จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นที่ภาชนะเมื่อมีการเหนี่ยวนำเกิดขึ้น จะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำขึ้นที่ภาชนะดังสมการความสัมพัทธ์  $E = L di/dt$  และลักษณะของภาชนะที่มีลักษณะเหมือนกับตัวนำถูกตัดวงจรอยู่ จะมีความต้านทานน้อยมาก ทำให้เกิดกระแสจำนวนมากไหลวนอยู่ในภาชนะ และเกิดการสูญเสียในรูปของความร้อน





รูปที่ 1.1 Block Diagram ของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 แสดงวงจรการทำงานรวมทั้งหมดที่ใช้ในโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

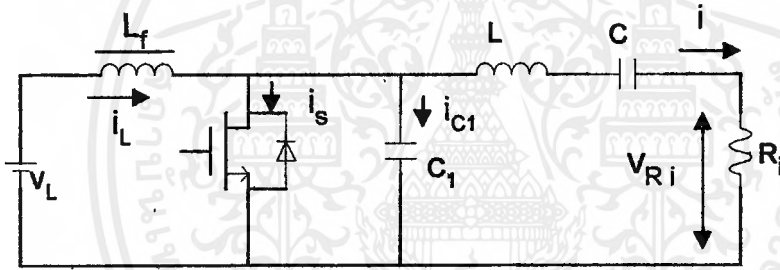
## บทที่ 2

### ทฤษฎีพื้นฐาน Class E Resonant Inverter

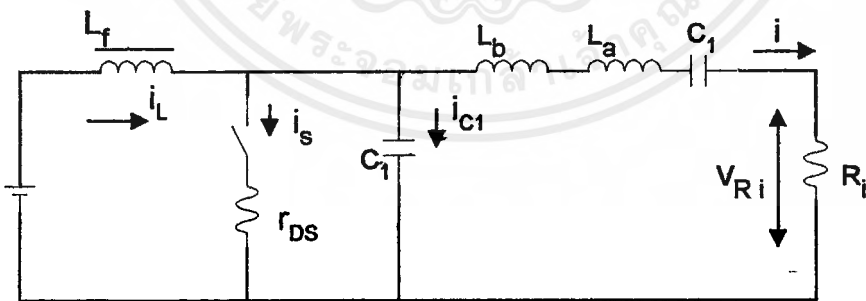
#### 2.1 หลักการทำงานของวงจร Class E Zero – Voltage – Switching Resonant Inverter

วงจร Class E Inverter มีอยู่ 2 แบบ คือ Class E Zero – Voltage – Switching ( ZVS ) inverter และ Class E Zero – Current – Switching ( ZCS ) inverter

วงจร Class E ZVS ถ้าพารามิเตอร์ในวงจรได้รับการออกแบบที่เหมาะสม เมื่อสวิตช์ปิด (turn on ) แรงดันคร่อมสวิตช์จะมีค่าเป็นศูนย์ และในทางทฤษฎีกราฟของกระแสและแรงดันช่วง switching จะไม่ทับกัน ทำให้การสูญเสียในช่วง Switching ของ Device มีค่าน้อยมากหรือไม่มีเลย ในอุดมคติ ส่งผลให้มีประสิทธิภาพสูง พิจารณารูปวงจรต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลย์ของการทำงานภายใต้สภาวะเรโซแนนท์

จากรูปวงจรพื้นฐานของ Class E ZVS inverter ประกอบด้วย

1. power MOSFET ทำงานเป็นเสมือนสวิตช์
2.  $L, C, R_i$  เป็นวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม

3. Shunt Capacitor  $C_1$  ขนานคร่อม Switch

4.  $L_f$  ทำหน้าที่ เป็น ไร้อ็ค

การปิดเปิดของสวิตช์ขึ้นกับความถี่  $f$  โดยการทำงานของ driver (ตัวขับเกท) ค่าตัวเก็บประจุ  $C_1$  ที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ หรือ power MOSFET นั้น จะช่วยลดผลของคาปาซิแตนซ์ต่างๆ ที่แฝงอยู่ในอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งเช่นค่าเอาท์พุทคาปาซิแตนซ์ของทรานซิสเตอร์ หรืออุปกรณ์สวิตช์ , ค่าคาปาซิแตนซ์ที่เป็นพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ  $L_f$  หรือ ไร้อ็ค และสเตรย์คาปาซิแตนซ์ ซึ่งค่าต่างๆเหล่านี้เป็นตัวทำให้เกิดความสูญเสียในการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ แต่ถ้าวงจรทำงานที่ความถี่สูงมากๆ ค่า  $C_1$  จะถูกแทนที่ด้วยค่าคาปาซิแตนซ์ดังกล่าวเกือบทั้งหมด ค่าความเหนี่ยวนำ  $L_f$  ต้องมีค่ามากพอเพื่อที่จะเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ หรือมีรีปเปลน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้ นอกจากนี้หากได้รับการออกแบบที่ดี สามารถลดทอนสัญญาณ RFI ได้

เมื่อสวิตช์ถูกทำให้ปิดวงจรลง จากรูป 2.1 วงจรเรโซแนนซ์จะประกอบด้วย  $L, C$  และ  $R_i$  ( $R_i$  เป็นโหลดของแรงดันไฟสลับ) เพราะเมื่อสวิตช์ปิดวงจร  $C_1$  เปรียบเสมือนถูกตัดวงจร ดังนั้นกระแสจะไหลผ่านมาจากสวิตช์ แต่เมื่อสวิตช์เปิดวงจร ทางเดินของกระแสจะเปลี่ยนแปลงโดยวงจรเรโซแนนซ์ ขณะสวิตช์เปิดวงจรประกอบด้วย  $L, C, C_1$ , และ  $R_i$  ซึ่งทั้งหมดค่อนุกรมอยู่ทำให้ได้ค่าสมมูลย์ของคาปาซิเตอร์เป็น

$$C_{eq} = \frac{CC_1}{C+C_1} \quad \text{ซึ่งมีค่าต่ำกว่าค่าคาปาซิแตนซ์ } C \text{ หรือ } C_1 \text{ วงจรโหลดจะถูกกำหนดโดย}$$

$$\text{ความถี่และตัวประกอบคุณภาพ 2 ลักษณะดังนี้ เมื่อสวิตช์ปิดวงจรจะได้ } f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\text{และ } Q_{L1} = \frac{\omega_{01}L}{R_i} = \frac{1}{(\omega_{01}CR_i)} \quad \text{สวิตช์เปิดวงจรจะได้ } f_{02} = \frac{1}{(2\pi\sqrt{LCC_1/(C+C_1)})}$$

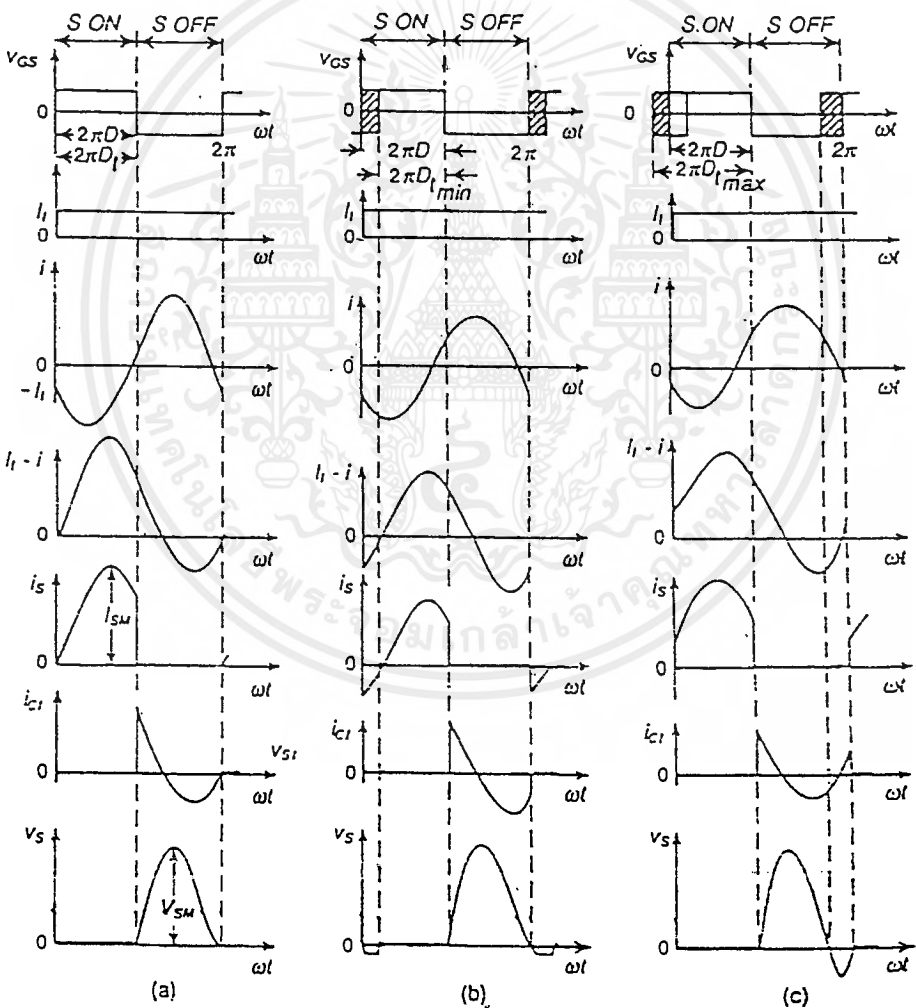
$$\text{และ } Q_{L2} = \frac{\omega_{02}L}{R_i} = \frac{1}{(\omega_{02}LCC_1/(C+C_1))}$$

จากรูป 2.2 แสดงวงจรสมมูลย์ของการทำงานภายใต้สภาวะเรโซแนนท์ ถ้าความถี่ใช้

งานมีค่ามากกว่าความถี่เรโซแนนท์  $f_{01}$  วงจรเรโซแนนท์  $L, C,$  และ  $R_i$  จะทำงานแบบ

อินดักทีฟโหลด ดังนั้นค่า  $L$  จะแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ  $L_a$  และ  $L_b$  โดย  $L_a$  ทำการเรโซแนนท์

กับ  $C$  ที่ความถี่  $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C}}$  และมีค่าตัวประกอบกำลัง  $Q_L = \frac{\omega L}{R_i} = \frac{\omega(L_a + L_b)}{R_i}$



รูปที่ 2.3 กราฟแสดงแรงดันและกระแส ต่กรร้อมสวิทซ์ที่สภาวะต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.3 ขั้วต้นเป็นการแสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแส ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซ

แนนท์ชั้น E แบบ ZVS โดยมีเงื่อนไขดังนี้

$$\text{รูป 2.3(a)} \quad \frac{dV_S(\omega t)}{d(\omega t)} = 0$$

$$\text{รูป 2.3(b)} \quad \frac{dV_S(\omega t)}{d(\omega t)} \text{ น้อยกว่า } 0$$

$$\text{รูป 2.3(c)} \quad \frac{dV_S(\omega t)}{d(\omega t)} \text{ มากกว่า } 0$$

จะเห็นว่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์ และคาปาซิแตนซ์  $C_1$  ทั้ง 3 กรณี มีค่าเป็นศูนย์ ณ จุดที่สวิตช์ปิดวงจร ดังนั้นพลังงานที่เก็บสะสมในคาปาซิแตนซ์  $C_1$  จึงมีค่าเป็นศูนย์ด้วย จึงเป็นผลให้การสูญเสียในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งขณะกำลังปิดวงจรมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งตรงกับเงื่อนไขของ ZVS คือ

$$V_S(2\pi) = 0$$

เพื่อให้เงื่อนไขของ ZVS เป็นจริงความถี่ที่ใช้งานต้องมีค่ามากกว่าความถี่เรโซแนนท์

$$f_{01} \left( f \text{ มากกว่า } \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \right) \text{ และต้องน้อยกว่าความถี่เรโซแนนท์ } f_{02} \left( f \text{ น้อยกว่า } \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}} \right)$$

รูปคลื่นกระแส  $i$  จะขึ้นอยู่กับค่าตัวประกอบคุณภาพ โดยถ้า  $Q_L$  มีค่าสูง ( $Q_L \geq 2.5$ ) รูปคลื่นของ

กระแสจะมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากขึ้น แต่ถ้า  $Q_L$  มีค่าต่ำรูปคลื่นกระแส  $i$  จะมีลักษณะ

คล้ายฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล

จากการทำงานร่วมกันของตัวเหนี่ยวนำ  $L_f$  กับวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม  $L, C, R_i$  นั้นจะทำให้หน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสลงที่ ซึ่งมีค่ากระแสเท่ากับ  $i_L - i$  โดยเมื่อสวิตช์ปิดวงจร กระแส  $i_L - i$  จะไหลผ่านสวิตช์และเมื่อสวิตช์ปิดวงจร กระแส  $i_L - i$  จะไหลผ่านคาปาซิแตนซ์  $C_1$  ที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์แทน ดังนั้นรูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์จึงถูกกำหนดโดย  $C_1$

## 2.2 การทำงานที่สถานะเหมาะสม (Optimum Operation)

จากรูป 2.3(a) ทั้งค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์ ( $V_S$ ) และอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน

ต่อเวลา  $\frac{dV_S}{dt}$  มีค่าเป็นศูนย์ในขณะที่สวิตช์กำลังปิดวงจร  $\frac{dV_S(\omega t)}{d(\omega t)} = 0$  , เมื่อ  $\omega t = 2\pi$

เนื่องจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันตกคร่อมสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ ที่จุดสวิตช์กำลังปิดวงจร ทำให้กระแสที่ไหลเข้าสวิตช์ ( $i_s$ ) มีค่าค่อยๆ เพิ่มขึ้นจากศูนย์ หลังจากสวิตช์ปิดวงจรแล้ว สังเกตได้ว่าทั้งแรงดัน และกระแสที่ผ่านสวิตช์มีค่าเป็นบวกทั้งคู่ขณะที่สวิตช์ทำงาน จึงไม่มีความจำเป็นต้องต่อไดโอดเพิ่มเติม

ค่าพารามิเตอร์  $C_1, L_b, R_i$  และ Duty Cycle ต้องมีค่าที่สอดคล้อง และเป็นค่าที่เหมาะสม ที่จุดการทำงาน ดังนั้นสถานะการทำงานที่เหมาะสมจะเป็นจริงได้ต่อเมื่อ มีค่าโหลดหรือภาระที่เหมาะสมด้วย ( $R_i = R_{opt}$ ) ถ้า  $R_i$  มากกว่า  $R_{opt}$  ขนาดของแอมพลิจูดของกระแส ที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์จะมีค่าต่ำกว่าค่าที่สถานะการทำงานที่เหมาะสม ค่าแรงดันตกคร่อม  $C_1$  ลดลงและแรงดันตกคร่อมสวิตช์มีค่ามากกว่าศูนย์ขณะกำลังจะปิดวงจร และในทางตรงข้ามถ้า  $R_i$  น้อยกว่า  $R_{opt}$  ขนาดของแอมพลิจูดของกระแส ที่ไหลผ่านวงจรเรโซแนนซ์จะมีค่ามากขึ้น ค่าแรงดันตกคร่อม  $C_1$  มีค่ามากขึ้น และแรงดันตกคร่อมสวิตช์มีค่าต่ำกว่าศูนย์ขณะกำลังปิดวงจร

ในทั้ง 2 กรณีข้างต้น พลังงานที่เก็บสะสมในตัวเก็บประจุ  $C_1$  ช่วงก่อนจะปิดวงจร มีค่า  $\omega(2\pi) = 0.5 C_1 V_c^2 (2\pi)$  พลังงานที่เก็บไว้จะถูกส่งผ่านไปยังสวิตช์ หรือมอสเฟตในรูปความร้อน เป็นผลให้เกิดการสูญเสียในการสวิตช์ ฉะนั้นเพื่อที่จะให้วงจรอยู่ในสถานะเงื่อนไขการทำงาน ของ ZVS โดยที่มีช่วงการเปลี่ยนแปลงของภาระที่กว้างขึ้น เราอาจจะต่อไดโอดขนานกับสวิตช์ หรืออนุกรมกับสวิตช์ เพื่อให้สวิตช์ทำการปิดวงจรในขณะที่แรงดันตกคร่อมสวิตช์มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อภาระมีค่าน้อยกว่า หรือเท่ากับค่าที่เหมาะสม ( $R_i$  น้อยกว่าหรือเท่ากับ  $R_{opt}$ )

## 2.3 การทำงานที่สถานะใกล้เคียงค่าเหมาะสม (Suboptimum Operation)

ในการประยุกต์ใช้งานต่างๆ ค่าของภาระอาจมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ในย่านหนึ่งๆ เงื่อนไข

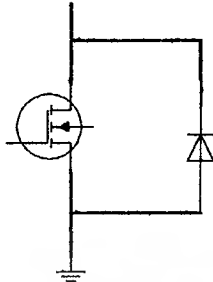
ของการทำให้สวิตช์ทำงานภายใต้สถานะ ZVS สำหรับการทำงานที่สถานะใกล้เคียงค่าเหมาะสม

( $0 \leq R_i \leq R_{opt}$ ) คือ  $V_S(2\pi) = 0$  แต่  $\frac{dV_S(\omega t)}{d(\omega t)}$  ไม่เท่ากับศูนย์ ในรูป 2.3(b) แสดงรูปคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของกระแสและแรงดันในกรณีที่  $V_S(2\pi) = 0$  และ  $\frac{dV_S(\omega t)}{d(\omega t)}$  น้อยกว่าศูนย์ ที่  $\omega t = 2\pi$

ซึ่งภายใต้เงื่อนไขดังกล่าวมีการนำไดโอดมาต่อขนานที่สวิทช์ในลักษณะ anti parallel ดังรูปที่ 2.4



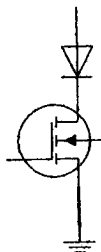
รูปที่ 2.4 แสดงสวิทช์ที่มีไดโอดต่อขนาน

ซึ่งจะเห็นว่าขณะนี้ power MOSFET ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ 2 ทางเมื่อ  $V_S$  ลดลงเป็นศูนย์ (ความจริงแล้วมีค่าเท่ากับ  $-0.7$  โวลต์) และมีควมชันเป็นลบ (ที่สภาวะ optimum ค่าความชันจะเป็นศูนย์) สวิทช์จะทำงานเมื่อแรงดันมีค่ามากกว่า  $-0.7$  โวลต์ แต่ในขณะที่แรงดันสวิทช์ มีค่าถึง  $-0.7$  โวลต์ ไดโอดที่ต่อขนานอยู่จะทำงานให้กระแสไหลผ่านตัวมัน ทำให้สวิทช์ปิดเองโดยอัตโนมัติ พิจารณารูป 3(b) ไดโอดจะเป็นตัวเร่งเวลาในการปิดของอุปกรณ์สวิทช์ซึ่งก็ขึ้นกับค่าของแรงดันขั้วระหว่างขาเกต และ ขาซอร์สและเนื่องจากสาเหตุที่อุปกรณ์สวิทช์ซึ่งจะปิดที่  $V_S = 0$  เป็นผลให้ค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์สวิทช์ซึ่งเป็นศูนย์ได้ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรดังกล่าว

ยังคงให้ประสิทธิภาพที่ค่อนข้างสูง รวมทั้งยังสามารถทำงานที่  $0 \leq R \leq R_{opt}$  และนอกไปจาก

นี้ถ้าหาก  $R \leq R_{opt}$  แล้วยังสามารถปรับความถี่และความกว้างของสัญญาณที่ได้ในช่วงที่กำหนด

อีกด้วย หรือ  $D_{tmin} \leq D_t \leq D$  ส่วนการต่อไดโอดอนุกรมนั้น จะต่ออนุกรมกับสวิทช์ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงการต่อไดโอดอนุกรมกับสวิทช์

จากรูปจะเห็นว่าเป็นสวิตช์ทางเดียว  $V_S$  สามารถเป็นได้ทั้งบวกและลบ และสวิตช์จะปิดเองอัตโนมัติเมื่อ  $V_S$  เท่ากับศูนย์ และความชันมีค่าเป็นบวก เนื่องจากที่อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งจะปิดที่  $V_S$  เท่ากับศูนย์ เป็นผลให้ค่าความสูญเสียในขณะสวิตช์เป็นศูนย์ด้วยเช่นกัน จะเห็นว่าวงจรถูกกล่าวถึงคงให้ประสิทธิภาพสูงแต่ช่วงที่มีไดโอดคั่นอนุกรมอยู่นี้ ก่อนข้างจะมีข้อเสียในจุดที่จะมีกระแสไหลเข้าไปประจุในตัวคาปาซิเตอร์ที่แฝงอยู่ที่ทางออกของทรานซิสเตอร์ ( transistor output capacitance) โดยการไหลผ่านไดโอด ซึ่งจะมีแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์แฝงนี้เท่ากับ  $V_{SM}$  และจะคงค่านี้ไว้ตลอดจนกว่าสามารถคายประจุได้ เมื่อทรานซิสเตอร์ turn on เป็นผลให้เกิดความสูญเสียตามสูตร

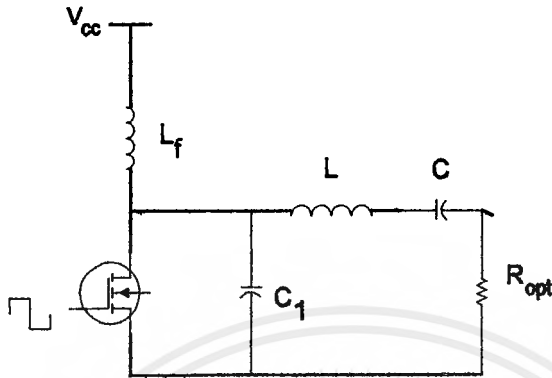
$$P_D = f * C_{out} * V_{SM} / 2$$

จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ ค่า  $P_D$  จะมีค่าน้อย แต่ที่ความถี่สูงค่าความสูญเสียจะมีค่ามากขึ้นตามลำดับ จะเห็นว่ากุญแจสำคัญที่ทำให้วงจรยังคงมีประสิทธิภาพอยู่คือ การเปิดปิดของอุปกรณ์สวิตช์ในขณะที่แรงดันตกคร่อมเท่ากับศูนย์ ( Zero Voltage Switching ) สำหรับการทำงานในช่วงภาวะเป็น  $0 < R < R_{opt}$  เมื่ออุปกรณ์สวิตช์ทำงาน แรงดันที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะเท่ากับศูนย์ ความชันของแรงดันเป็นลบ และค่ากระแสที่ไหลผ่านมีการเปลี่ยนแปลงเป็นลบ ซึ่งสภาวะดังกล่าวจะเรียกว่า “Suboptimum ClassE Operation ” แต่ในกรณีที่  $R > R_{opt}$  จะเป็นผลให้แรงดันที่ตกคร่อมอยู่จะไม่เท่ากับศูนย์ในขณะที่อุปกรณ์สวิตช์ปิดวงจร ทำให้เกิดความสูญเสีย  $P_D = f * C_{out} * V_{SM} / 2$  และจะเกิดกระแสกระชากที่ตัวทรานซิสเตอร์ ที่อาจทำให้อุปกรณ์เสียหายได้

ดังนั้นในโครงการนี้ จึงใช้การต่อไดโอดแบบขนานกับสวิตช์เพื่อให้สวิตช์สามารถทำงานภายใต้เงื่อนไข ZVS ได้ โดยที่การะมีค่าอยู่ในช่วง  $0 \leq R_i \leq R_{opt}$

## 2.4 หลักการออกแบบ และวิเคราะห์ท่วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชั้น E

### พิจารณาวงจรพื้นฐาน Class E Resonant Inverter



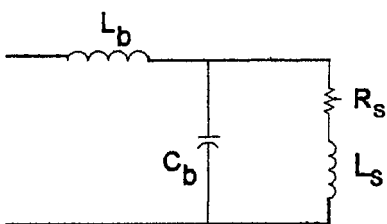
รูปที่ 2.6 พื้นฐานวงจรขยาย Class E

จุดสำคัญของการทำงานของวงจรขยาย Class E นั้นวงจรควรประกอบด้วยอุปกรณ์ที่ใช้สวิตช์ 1 ตัว และมีวงจรภาระ (load network) และต้องมีการทำงานของวงจรที่สำคัญ 3 ประการคือ

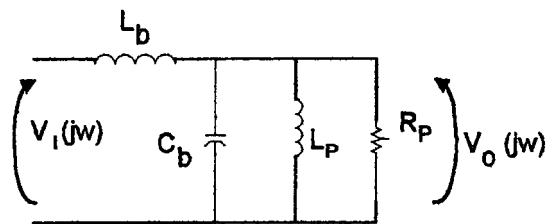
1. การเพิ่มขึ้นของค่าแรงดันตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตช์ ในขณะที่อุปกรณ์กำลังเปิดวงจร ต้องมีการหน่วงเวลา และค่อยเพิ่มขึ้นภายหลัง
2. ค่าแรงดันตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตช์ควรจะตกลงเป็นศูนย์ ในขณะที่อุปกรณ์สวิตช์กำลังจะปิดวงจร
3. ค่าความชันของแรงดันตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตช์จะต้องเป็นศูนย์ ในขณะที่อุปกรณ์สวิตช์กำลังปิดวงจร

#### 2.4.1 วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์

วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานได้มีการนำมาประยุกต์ใช้ที่ด้านทฤษฎีของหม้อแปลง โดยลักษณะวงจรสมมูลย์เป็นดังรูปที่ 2.7 และ 2.8



รูปที่ 2.7



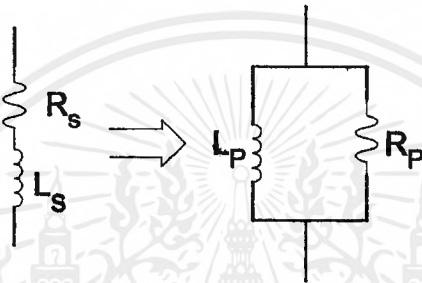
รูปที่ 2.8

วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์แบบขนานกับภาระ วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์แบบขนานกับภาระที่ขุดใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดประสงค์ของการวิเคราะห์วงจรแบบขนานที่ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงเพื่อหาค่าตัวประกอบกำลังของวงจรในทอมของตัวแปรต่างๆในวงจร เพื่อจะสามารถหาค่าพารามิเตอร์เช่น  $C_b$  และ  $L_b$  ( ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง) ได้จากการกำหนดค่าตัวประกอบกำลัง

จากรูปที่ 2.7 ขดลวดเหนี่ยวนำมีวงจรสมมูลย์เป็น R อนุกรมกับ L แต่ในการวิเคราะห์หาค่าตัวประกอบกำลังนั้นจำเป็นต้องทำการยุบวงจรเพื่อหาค่า transfer function ของวงจรดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการยุบวงจรจึงทำการเปลี่ยนจาก  $R_S$  อนุกรม  $L_S$  เป็น  $R_P$  ขนาน  $L_P$  แทนดังรูป 2.9



รูปที่ 2.9 การยุบวงจรจากอนุกรมเป็นขนาน

โดยคำนวณได้จาก  $R_P = R_S(1 + Q_S^2)$  ;  $Q_S = \frac{\omega L_S}{R_S}$

$$L_P = L_S(1 + 1/Q_S^2)$$

โดยที่ R และ L ได้จากขดลวดเหนี่ยวนำ และจากการวิเคราะห์ วงจรมี Transfer Function

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{s^2 L_b C_b + \frac{s L_b}{R} + (1 + \frac{L_b}{L_p})}$$

$$= \left[ \frac{1}{L_b C_b} \right] \left[ \frac{1}{s^2 + \frac{s}{C_b R_p} + \left[ \frac{1}{L_b C_b} + \frac{1}{L_p C_b} \right]} \right] \quad (2-1)$$

จากสมการที่ (2-1)

$$\omega_n^2 = \left( \frac{1}{C_b} \right) \left( \frac{1}{L_b} + \frac{1}{L_p} \right)$$

จะได้  $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{C_b} \sqrt{\frac{L_b L_p}{L_b + L_p}}}$  (2-2)

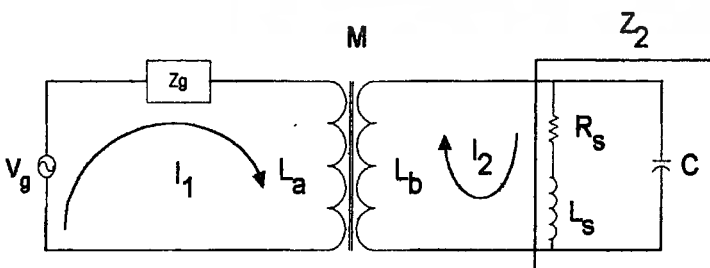
และ  $\frac{\omega_n}{Q} = \frac{1}{R_p C_b}$

ได้  $Q = \omega_n R_p C_b$  (2-3)

จากสมการที่ (2-2) และ (2-3) สามารถคำนวณค่า  $C_b$ ,  $L_b$  โดยการกำหนดค่าตัวประกอบกำลัง(Q) และความถี่ใช้งาน

#### 2.4.2 การสะท้อนค่าอิมพีแดนซ์ ( Reflected Impedance)

จากวงจรพื้นฐาน Class E นั้น การที่วงจรจะทำงานได้ในสภาวะเหมาะสมนั้น ค่าของภาระต้องเหมาะสม และเพื่อให้ได้กำลังขาออกตามที่ต้องการ จึงจำเป็นต้องทำการสะท้อนค่าความต้านทานขดลวดเหนี่ยวนำผ่านหม้อแปลงให้เป็นความต้านทานที่เหมาะสมกับวงจร ซึ่งในส่วนต่อไปนี้จะแสดงถึงการพิสูจน์ และการคำนวณเพื่อที่สามารถทำการออกแบบวงจรโดยรวมได้



รูปที่ 2.10 วงจรแสดงความสมมูลของหม้อแปลง

จากรูปที่ 2.10 ให้วงจรมีแหล่งจ่ายไฟเป็น  $V_g$  และมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ออยู่อีกด้านหนึ่งของหม้อแปลงมีค่า  $Z_2$  จากการพิจารณาโดยใช้ KVL ทางด้านเข้าของหม้อแปลงจะได้

$$V_1 = SL_a I_1 - SM I_2 \quad (2-4)$$

$$0 = -SM I_1 + (Z_2 SL_b) I_2 \quad (2-5)$$

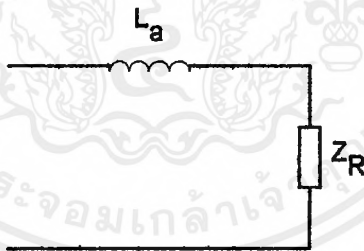
จาก (2-4) และ (2-5)

$$V_1 = \left[ SL_a - \frac{S^2 M^2}{Z_2 + SL_b} \right] I_1$$

ดังนั้น

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = SL_a + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2 + SL_b} ; s = j\omega$$

เขียนรูปวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของภาระเมื่อย้ายข้างมาด้านปฐมภูมิ

โดย

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2 + SL_b} \quad (2-6)$$

จากค่าสัมประสิทธิ์ในการถ่ายทอด (Coefficient of Coupling)

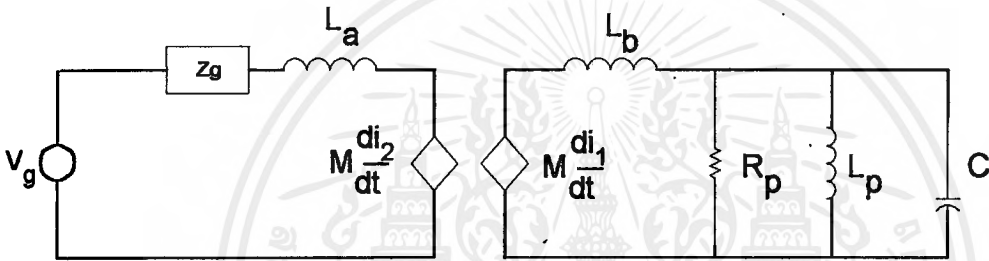
$$K = \frac{M}{\sqrt{L_a L_b}} \quad (2-7)$$

ในกรณีที่ เป็น Unit Coupling จะได้  $K = 1$

$$M = \sqrt{L_a L_b} \quad (2-8)$$

และกำหนดให้

$$\frac{L_a}{L_b} = \left[ \frac{N_1}{N_2} \right]^2 = a^2 \quad (2-9)$$



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของการต่อภาระขนานกับคาปาซิเตอร์ C

ในกรณีนี้

$$Z_2 = \frac{S L_p R_p}{S^2 L_p R_p C + S L_p + R_p} \quad (2-10)$$

จากสมการที่ (2-6)

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{\frac{S L_p R_p}{S^2 L_p R_p C} + S L_b} \quad (2-11)$$

และจากการวิเคราะห์ วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์ด้านพหุคูณของหม้อแปลง

$$Q = \omega_n R_p C \tag{2-12}$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{C \left[ \frac{L_b L_p}{L_b + L_p} \right]}} \tag{2-13}$$

$$\omega_n^2 \left[ C \left[ \frac{L_b L_p}{L_b + L_p} \right] \right] = 1 \tag{2-14}$$

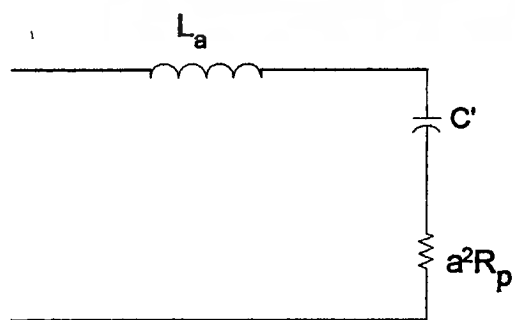
สามารถเขียน  $Z_R$  ได้ใหม่เป็น

$$Z_R = a^2 R_p + a^2 \left[ \frac{L_b + L_p}{L_p} \right] \left[ \frac{1}{sC} \right] \tag{2-15}$$

ดังนั้น

$$Z_I = sL_a + a^2 R_p + a^2 \left[ \frac{L_b + L_p}{L_p} \right] \left[ \frac{1}{sC} \right] \tag{2-16}$$

นั่นหมายถึง สามารถแปลงค่าความต้านทานที่ด้านออก เมื่อมองเป็นค่าอิมพีแดนซ์จากทางด้านเข้าได้เป็นดังรูปที่ 2.13



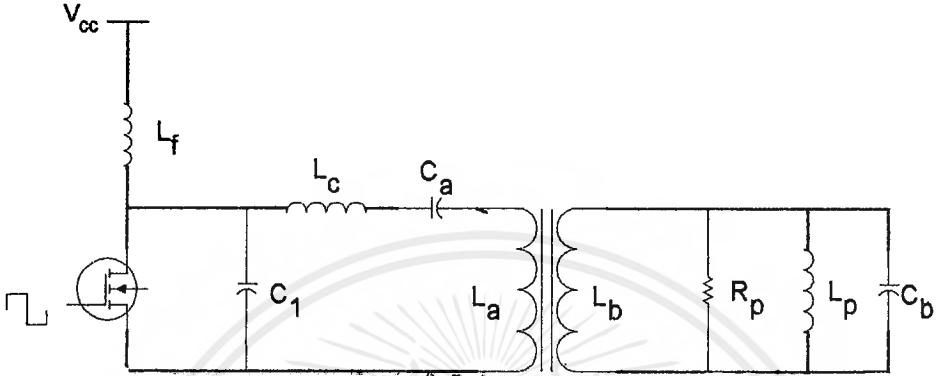
รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่ย้ายข้างมาทางด้านปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

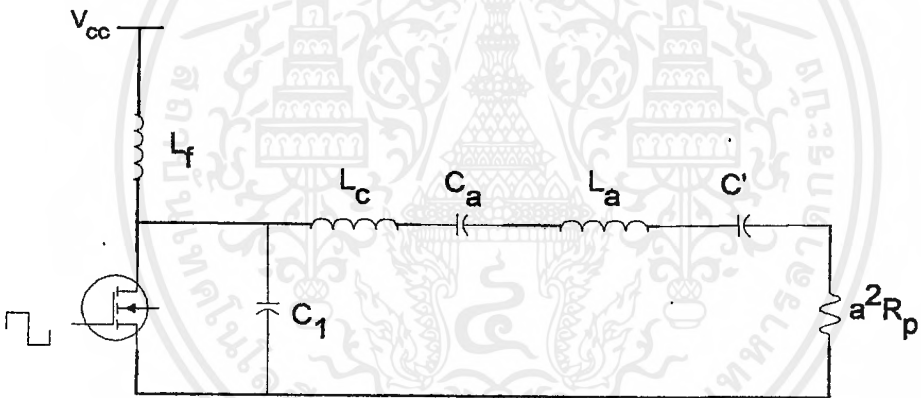
จากรูปที่ 2.13

$$C' = \left[ \frac{L_p}{L_b + L_p} \right] \left[ \frac{C}{a^2} \right]$$

ดังนั้นเราสามารถออกแบบวงจรได้ดังรูปที่ 2.14 และ 2.15

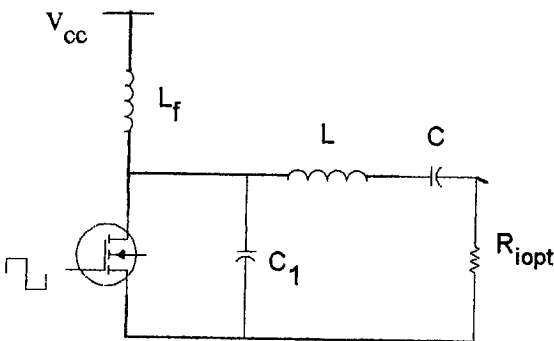


รูปที่ 2.14 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชั้น E และขดลวดเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง



รูปที่ 2.15 วงจรสมมูลย์ของวงจรในรูปที่ 2.14 โดยทำการย้ายข้างมาอยู่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง

หลักการออกแบบคือ จากวงจรจริงที่ใช้งานในรูปที่ 2.14 เมื่อต่อวงจรแล้ว วงจรสมมูลย์ที่ ย้ายข้างมาทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง(รูปที่2.15) ค่าพารามิเตอร์รวมของวงจรสมมูลย์นี้ ต้องมี ค่าเท่ากับค่าที่เหมาะสมของวงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชั้น E ดังในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชั้น E

กล่าวคือค่า  $L_C$  อนุกรมกับ  $L_a$  ต้องมีค่าเท่ากับ  $L$  รวมของวงจรพื้นฐานชั้น E และค่า  $C_a$  อนุกรมกับ  $C'$  ต้องมีค่าเท่ากับ  $C$  ในรูปที่ 2.16 และค่าความต้านทานที่ย้ายมาทางด้านปฐมภูมิต้องมีค่าที่เหมาะสม

## 2.5 สมการพื้นฐาน Class E Resonant Inverter

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆในวงจร Class E ZVS Inverter ที่พิจารณาได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{i_s}{i_1} = \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \cos \omega t + 1 \quad \text{เมื่อ } 0 < \omega t \leq \pi, \quad \frac{i_s}{i_1} = 0 \quad \text{เมื่อ } \pi < \omega t \leq 2\omega \quad (2-17)$$

$$\frac{v_s}{V_1} = 0 \quad \text{เมื่อ } 0 < \omega t < \pi, \quad \frac{v_s}{V_1} = \pi \left( \omega t - \frac{3\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \cos \omega t - \sin \omega t \right) \quad \text{เมื่อ } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \quad (2-18)$$

$$\pi \leq \omega t \leq 2\pi$$

$$\frac{i_{C1}}{i_1} = 0 \quad \text{เมื่อ } 0 < \omega t \leq \pi, \quad \frac{i_{C1}}{i_1} = \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \cos \omega t + 1 \quad \text{เมื่อ } \pi < \omega t \leq 2\pi \quad (2-19)$$

$$\tan \phi = -\frac{2}{\pi} \quad (2-20)$$

$$\sin \phi = \frac{2}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (2-21)$$

$$\cos \phi = -\frac{\pi}{\sqrt{\pi^2 + 4}} \quad (2-22)$$

$$\phi = \pi - \arctan\left(\frac{2}{\pi}\right) = 2.5747 \text{ rad} = 147.52^\circ \quad (2-23)$$

$$R_{DC} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{1}{\pi \omega C_1} = \frac{\pi^2 + 4}{8} R_i = 1.7337 R_i \quad (2-24)$$

$$\frac{I_{SM}}{I_1} = \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} + 1 = 2.862 \quad (2-25)$$

$$\frac{V_{SM}}{V_1} = 2\pi(\pi - \phi) = 3.562 \quad (2-26)$$

$$c_p = \frac{I_1 V_1}{I_{SM} V_{SM}} = \frac{1}{\pi(\pi - \phi)(2 + \sqrt{\pi^2 + 4})} = 0.0981 \quad (2-27)$$

$$\frac{I_m}{I_1} = \frac{\sqrt{\pi^2 + 4}}{2} = 1.8621 \quad (2-28)$$

$$\frac{V_{Rim}}{V_1} = \frac{4}{\sqrt{\pi^2 + 4}} = 1.074 \quad (2-29)$$

$$\frac{V_{Lim}}{V_1} = \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{4\sqrt{\pi^2 + 4}} = 1.2378 \quad (2-30)$$

$$P_{Ri} = \frac{V_{Rim}^2}{2Ri} = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_1^2}{Ri} = 0.5768 \frac{V_1^2}{Ri} \quad (2-31)$$

$$\omega C_{1Ri} = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)} = 0.1836 \quad (2-32)$$

$$\frac{\omega L_b}{Ri} = \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} = 1.1525 \quad (2-33)$$

$$\omega^2 L_b C_1 = \frac{\pi^2 - 4}{2(\pi^2 + 4)} = 0.2116 \quad (2-34)$$

$$\frac{1}{\omega C Ri} = \left[ Q_L - \frac{\omega L_b}{Ri} \right] = \left[ Q_L - \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} \right] \approx Q_L - 1.1525 \quad (2-35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### ส่วนของอินพุทและวงจรรีบ

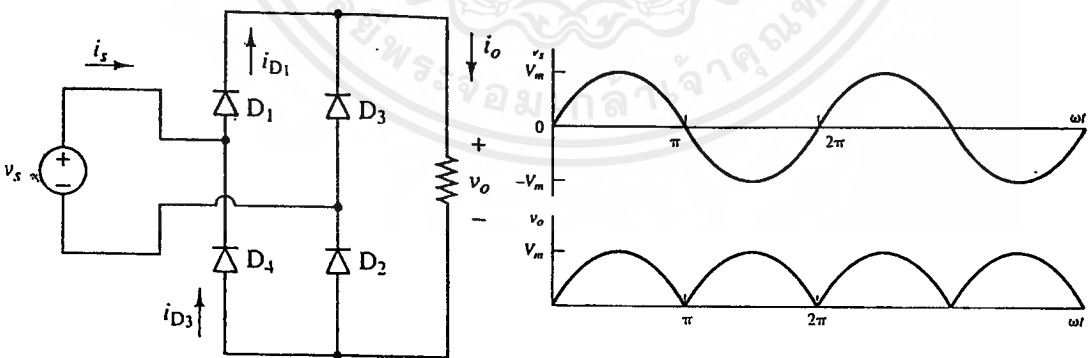
##### 3.1 ส่วนอินพุทของวงจรรีบอินเวอร์เตอร์

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยส่วนมากจะถูกออกแบบให้ใช้กับไฟสลับ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยวงจร เรกติไฟเออร์ (rectifier) เพื่อส่งให้กับวงจรรีบอินเวอร์เตอร์ (inverter) โดยส่วนมากวงจรรีบอินพุทอาจแบ่งได้เป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วนคือ

1. เรกติไฟเออร์ (rectifier)
2. ฟิวส์ (fuse)
3. RFI input Filter

##### 3.1.1 เรกติไฟเออร์

เรกติไฟเออร์ นับเป็นส่วนที่สำคัญที่สุดในวงจรรีบอินพุท และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของ ฟิวส์ และ RFI Filter เรกติไฟเออร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ตัวเก็บประจุ C และไดโอดเรกติไฟเออร์ D1-D4 แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 โดยมีหน้าที่หลักคือเปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรรีบอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรรกติไฟเออร์

### 3.1.1.1 ตัวเก็บประจุ C

ตัวเก็บประจุ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรง ที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด D1-D4 ให้มีค่าเรียบมากยิ่งขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่ามากเพียงพอดำเนินการที่อินเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุ จะเป็นลักษณะชาร์จ และคายประจุ

การพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุ สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์จำเป็นต้องพิจารณาปัจจัยดังต่อไปนี้

#### 1. อัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุจะทำให้ C ร้อนและลดอายุการใช้งานของ C ปกติผู้ผลิตจะระบุอัตราทนกระแสระลอกมาให้ ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูง การใช้ตัวเก็บประจุหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุ

#### 2. แรงดันกระแสที่เอาต์พุทของเรกติไฟเออร์ (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทจะมีผลโดยตรงของการทำงานของอินเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากขอมให้แรงดันกระแสที่เอมีค่ามาก ก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ลงไป ปกติจะขอมให้แรงดันกระแสที่เอไม่เกิน 10 % ของแรงดันเอาต์พุท ค่าของตัวเก็บประจุเพื่อให้อำนาจกระแสที่เอไม่เกินกำหนด อาจคำนวณได้จาก

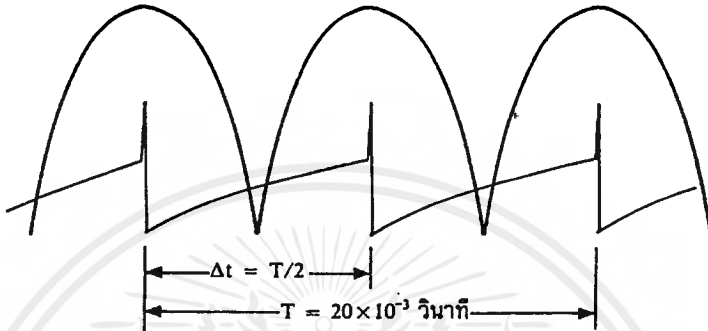
$$C = \frac{I_e \cdot \Delta t}{\Delta V_{\text{ripple}}} \quad (3-1)$$

เมื่อ  $I_e$  คือค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรกติไฟเออร์

$\Delta t$  คือช่วงเวลาที่ C คายประจุ

$\Delta V_{\text{ripple}}$  คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระแสที่เอที่เอาต์พุทของเรกติไฟเออร์

เพื่อให้ง่ายในการคำนวณค่าของ  $C$  ช่วงเวลาที่คายประจุอาจกำหนดจากช่วงยอดสูงสุดของคลื่นลูกหนึ่งไปอีกลูกหนึ่งของแรงดันที่ได้จากเรกติไฟเออร์ ดังในรูปที่ 3.2 ดังนั้นค่าเวลาที่  $C$  คายประจุจะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟสลับ ( $10 \times 10^3$  วินาทีที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์)



รูปที่ 3.2 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุ  $C$

### 3. ช่วงเวลาโฮลด์อัฟที่ต้องการ (Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟเป็นช่วงเวลาที่เกิดซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าตามปกติที่โหลดสูงสุดเมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ หรือแรงดันไฟสลับมีค่าต่ำกว่าปกติ และเพื่อให้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุต้องมีค่ามากพอเพื่อจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ ค่าของ  $C$  เพื่อให้เกิดเวลาโฮลด์อัฟอาจหาได้จาก

$$C = \frac{2P_o t_H}{\eta(v_s^2 - v_f^2)} \quad (3-2)$$

$P_o$  คือค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์

$\eta$  คือค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์

$v_s$  คือค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

$v_f$  คือค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุหลังหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

$t_H$  คือค่าช่วงเวลาโฮลด์อัฟที่ต้องการ (ประมาณ  $20 \times 10^{-3}$  ถึง  $50 \times 10^{-3}$ )

#### 4. อัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุ

ตัวเก็บประจุต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรกติไฟเออร์ แต่อาจเพื่อไว้ทนแรงดันได้ 2 เท่า

#### 5. ขนาดและราคา

ตัวเก็บประจุส่วนใหญ่จะเป็นชนิดอิเล็กโทรไลต์ แต่ที่อัตราทนแรงดันสูงๆจะมีราคาแพง การเลือกขนาดตัวเก็บประจุ และอัตราทนแรงดันที่ใหญ่เกินไปก็จะสิ้นเปลืองและกินเนื้อที่โดยไม่จำเป็น

#### 3.1.1.2 ไดโอดเรกติไฟเออร์

การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาดังนี้

##### 1. ค่ากระแสกระชาก $I_{FSM}$ (Maximum Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดจะเกิดขึ้นขณะเปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุยังไม่มีประจุสะสม ค่ากระแสกระชากสูงสุดอาจคำนวณได้จาก

$$I_{FSM} = \frac{V_{peak}}{(R_s + ESR)} \quad (3-3)$$

$V_{peak}$  คือแรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

$ESR$  คือค่าต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุน้อยที่สุด

$R_s$  คือค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

##### 2. ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบอัสตรง $I_{FRM}$ (Maximum Forward Current)

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นที่วงจรเรกติไฟเออร์ จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุ มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากที่มีการคายประจุออกไปให้ไหลลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบอัสตรงหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุ

##### 3. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบอัสตรง $I_{FM}$ (Maximum Average Forward Current)

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดได้รับขณะทำงาน ในทางปฏิบัติควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด  $I_{FM}$  ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัย

##### 4. อัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุด $V_{RRM}$ (Maximum Reverse Voltage)

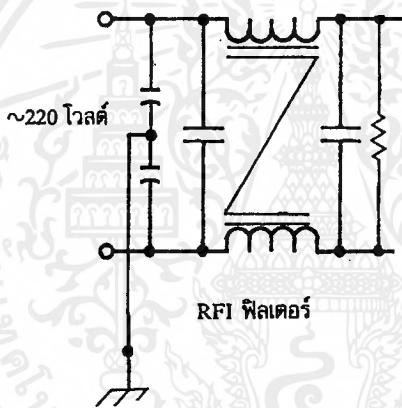
ปดิเรกดิไฟเออร์ต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบอัสกลับสูงสุด จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ

### 3.1.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และ เพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟ กรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น

### 3.1.3 RFI Input Filter

เป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูงๆ สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดีจึงต้องมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีการที่ลดสัญญาณรบกวน คือ การต่อ LC Filter ขึ้นที่อินพุทกับแรงดันไฟสลับ ทั้งที่สัญญาณโหมคความแตกต่าง และที่สัญญาณโหมคร่วม การต่อวงจร LC Filter อาจทำได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC Filter เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI

วงจร RFI Filter ในรูปที่ 3.3 ควรกำหนดค่าของตัวเก็บประจุ และค่าของตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าดังนี้

$$C3, C4 = 0.1-2 \mu\text{F} \quad C1, C2 = 2200 \text{ pF} - 0.033 \mu\text{F}$$

$$L1, L2 = 1.8 \text{ mH ที่ } 25 \text{ mA} - 47 \text{ mH ที่ } 0.3 \text{ A}$$

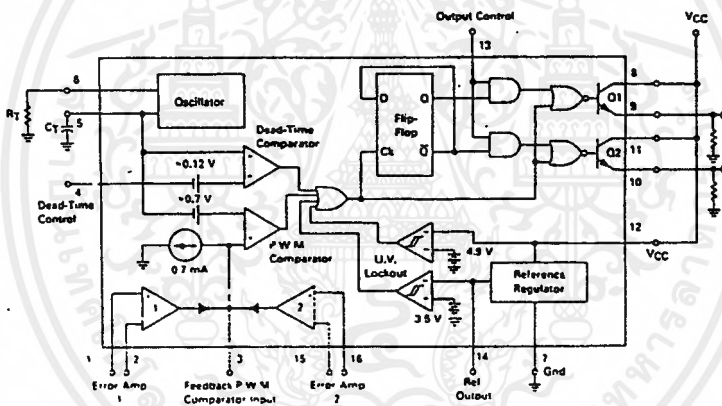
การกำหนดค่าของอุปกรณ์ต้องให้แน่ใจว่า ความถี่เรโซแนนท์ของวงจรต้องมีค่าน้อยกว่า ความถี่การทำงานของสวิตซ์ ตัวต้านทาน R มีเพื่อให้ตัวเก็บประจุ C3 , C4 คายประจุทิ้งไป ประสิทธิภาพในการลดสัญญาณรบกวนของ LC Filter จะขึ้นกับค่าความแตกต่าง Impedance ระหว่างอินพุทของฟิลเตอร์ กับแหล่งจ่ายไฟสลับ และค่าความแตกต่าง Impedance ระหว่างเอาต์พุทฟิลเตอร์กับอินพุทของอินเวอร์เตอร์โดยที่ค่าความแตกต่าง Impedance มีค่ามากอัตราลดทอนสัญญาณรบกวน RFI ก็มีค่ามาก

### 3.2 วงจรขับ

วงจรขับมีหน้าที่ในการทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานเป็นสวิตช์เปิดปิด เพื่อให้เกิดความถี่สูงที่โหลด โดยในโครงงานนี้ใช้วงจรที่สร้างสัญญาณพัลส์ โดยใช้ ไอซี TL 494 กำหนดสัญญาณที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยให้มีค่า duty cycle เท่ากับ 50 % และใช้ IC เบอร์ TLP550 ทำหน้าที่เป็นออปโตคัปเปิลเตอร์ (Optocoupler) สำหรับแยกส่วนทางไฟฟ้า ส่วนตัวขับ (Gate Drive) จะใช้ ไอซี เบอร์ IR2125 ทำหน้าที่ขับเพาเวอร์มอสเฟต

#### 3.2.1 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL494 เป็นไอซีที่ออกแบบเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ โดยทำงานควบคุมจากโหมดแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นวงจรสร้างพัลส์ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โครงสร้างภายใน และการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูปที่ 3.4

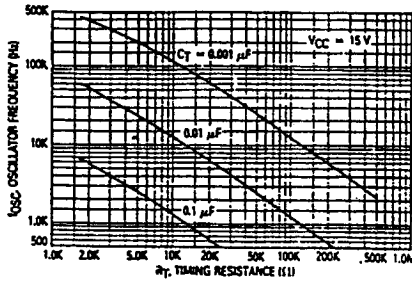


รูปที่ 3.4 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของ ไอซี TL494

##### 3.2.1.1 การกำหนดคาบเวลาการทำงานของ TL494

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่าของ  $R_T$  และ  $C_T$  จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซีค่าคาบเวลาการทำงานกำหนดได้จาก

$$T = (R_T C_T) / 1.1 \quad (3-4)$$

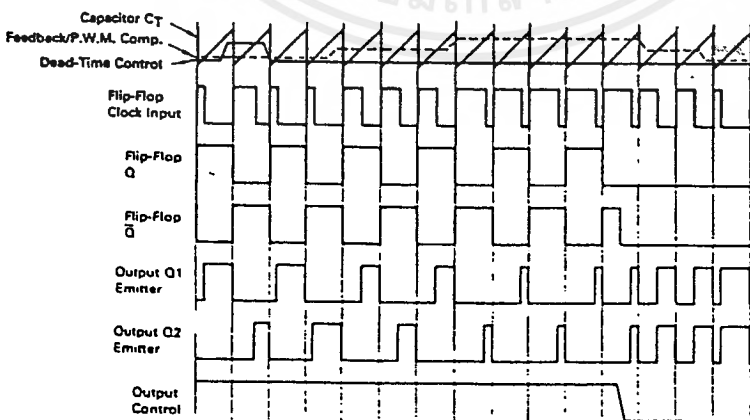


รูปที่ 3.5 แสดงความสัมพันธ์ของค่า  $R_T$   $C_T$  ในการกำหนดความถี่

### 3.2.1.2 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 6 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้งสองตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานก็ต่อเมื่อขา Ck ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ low เท่านั้น ซึ่ง Ck จะเป็น low ได้ก็เมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้งสอง

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ ด้วยการเปลี่ยนแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมคตั้งแต่ -0.3 ถึง  $(V_{cc} - 2)$  โวลต์และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ Error Amp จะให้เอาต์พุตในลักษณะ High (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non - inverting ของ PWM Comparator การต่อในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาต์พุตของไอซี

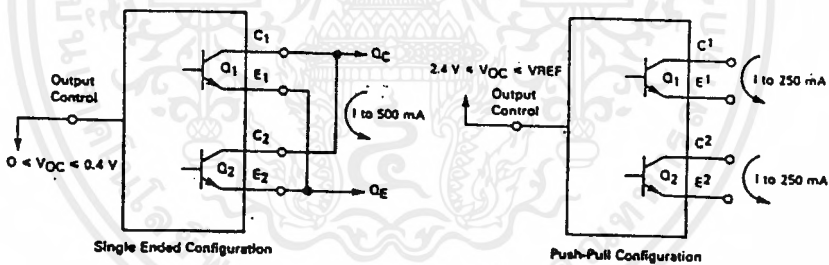


รูปที่ 3.6 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

### 3.2.1.3 การเลือกใช้ $Q_1$ และ $Q_2$ ที่เอาต์พุทของไอซี

เอาต์พุท  $Q_1$  และ  $Q_2$  ของไอซีสามารถทำงานได้สองโหมด คือทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานที่ขา 13 (output control) ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น high โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 Vref)  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับการทำงานตามจังหวะของ flip – flop แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น low โดยการต่อลงกราวด์ (ขกเลิก flip – flop)  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน  $Q_1$  และ  $Q_2$  เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื่นเลื้อยของไอซี ( ช่วงนำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 % ของค่าคาบเวลา)

TL494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง  $V_{cc} = 7 - 40$  โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน  $V_{ref} = 5$  โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 mA เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง บวกลบ 5% ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 องศาเซลเซียส

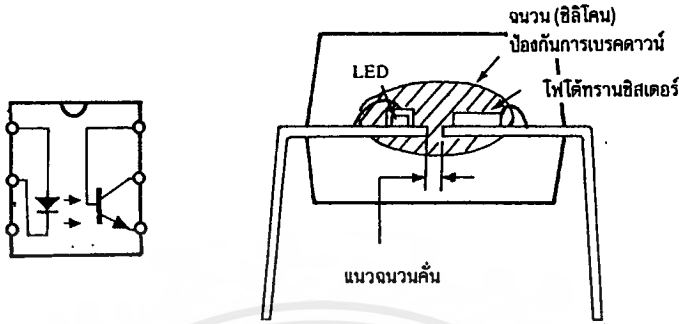


รูปที่ 3.7 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุทของ TL494

### 3.2.2 ออปโตคัปเปลอร์

ออปโตคัปเปลอร์นับได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญตัวหนึ่งที่นิยมใช้ในอินเวอร์เตอร์ เพื่อแยกส่วนทางไฟฟ้าออกจากกันสำหรับส่วนไพรมารี (primary) และส่วนเซคันดารี (secondary) ของวงจร ออปโตคัปเปลอร์ หรือ ออปโตไดโอด โอลิเตอร์ (Optoisolator) สำหรับแยกส่วนทางไฟฟ้าในอินเวอร์เตอร์ จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่ต้องมีความปลอดภัยสูง เนื่องจากอาจก่อให้เกิดอันตรายทางไฟฟ้ากับผู้ใช้ได้ ในกรณีที่มีข้อบกพร่องที่ตัวอุปกรณ์ ออปโตคัปเปลอร์ จะส่งผ่านสัญญาณโดยใช้แสง

เป็นตัวเชื่อม ซึ่งจะเป็นการแยกจากกันทางไฟฟ้าของวงจรอย่างสิ้นเชิง ภายในตัวของออปโตคัปเปิลเตอร์จะประกอบด้วย LED และโฟโตทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 3.8

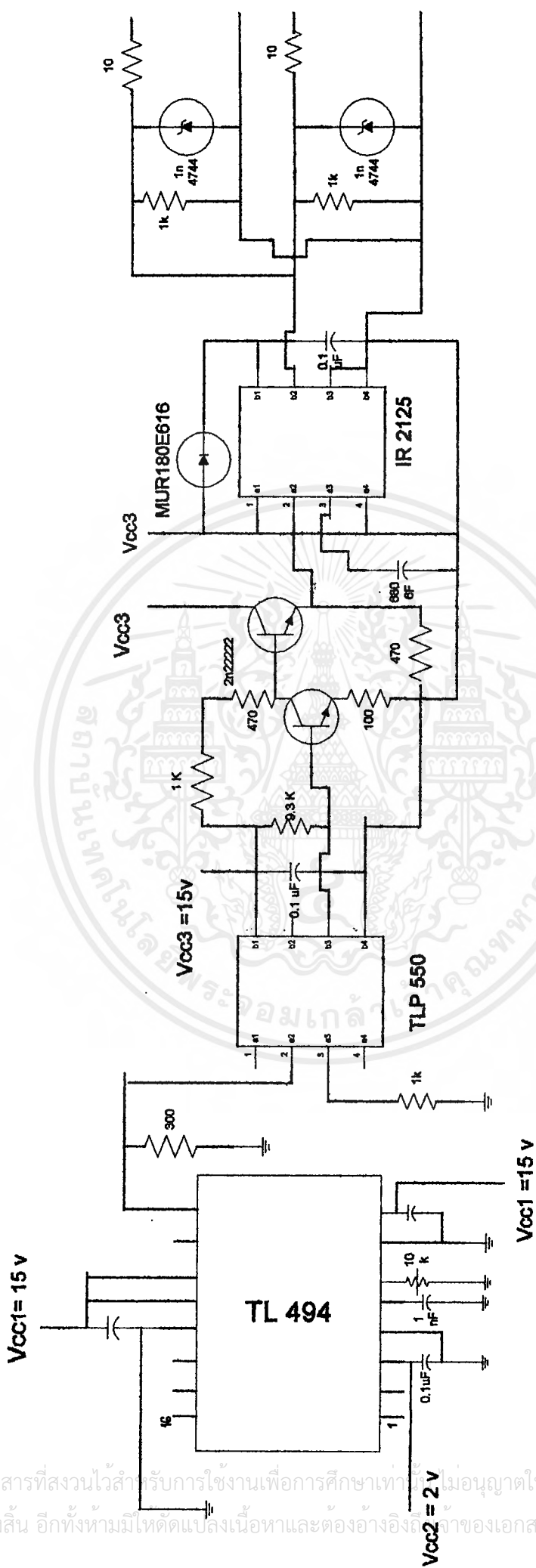


รูปที่ 3.8 แสดงโครงสร้างภายในของออปโตคัปเปิลเตอร์ซึ่งประกอบด้วย LED และโฟโตทรานซิสเตอร์

การเลือกใช้ออปโตคัปเปิลเตอร์มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

1. ออปโตคัปเปิลเตอร์ จะต้องมีการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่าง LED และโฟโตทรานซิสเตอร์ได้ตามมาตรฐานความปลอดภัย คือมีค่าตั้งแต่ 1600 – 6000 โวลท์ขึ้นไป
2. วงจรขับออปโตคัปเปิลเตอร์ ต้องมีการชดเชยอุณหภูมิไว้ด้วย เนื่องจากอัตราการส่งผ่านกระแส (Current Transfer Ratio) ของออปโตคัปเปิลเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ และมีการเปลี่ยนแปลงหลังจากใช้ไปนานๆด้วย

ชุดวงจรขับที่ใช้ในโครงการ จะประกอบด้วย ไอซี TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์ ความถี่ 100 kHz ซึ่งควบคุมได้โดยการใช้ ค่าความต้านทาน  $R_T$  และตัวเก็บประจุ  $C_T$  เป็นตัวควบคุมโดยสามารถพิจารณาให้มีความถี่ตามที่ต้องการได้จาก สมการที่ (3-4) และการควบคุมให้สัญญาณพัลส์มี duty cycle ตามที่ต้องการ สามารถทำได้โดยการป้อนสัญญาณแรงดันให้กับ ไอซี TL494 ที่ขา 3 และการควบคุมให้มี duty cycle เท่ากับ 50 % จะใช้แรงดันประมาณ 2 โวลท์ สัญญาณพัลส์ที่ได้จะผ่านส่วนที่เป็นออปโตคัปเปิลเตอร์ โดยใช้ไอซีเบอร์ TLP 550 หลังจากนั้นจะผ่านชุดของทรานซิสเตอร์ และนำสัญญาณที่ได้ผ่านไอซีที่เป็นตัวขับโดยใช้ไอซีเบอร์ IR 2125 สามารถแสดงชุดวงจรขับทั้งหมดได้ดังรูปที่ 3.9



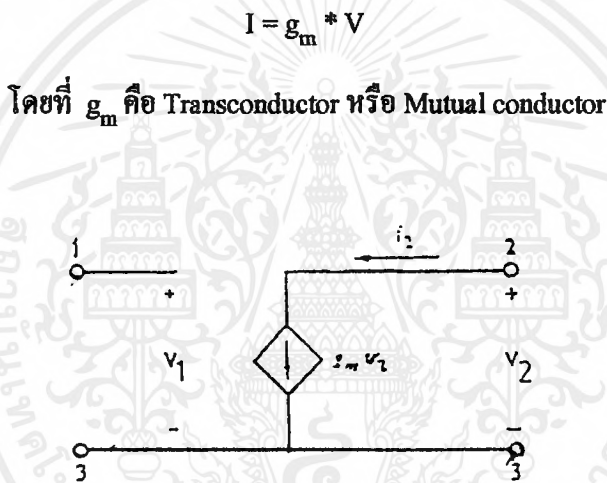
รูปที่ 3.9 แสดงชุดวงจรขับที่ใช้ในโครงการ

## บทที่ 4

### เพาเวอร์มอสเฟต

#### 4.1 นิยามและความหมาย

มอสเฟต (MOSFET) ย่อมาจาก Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor การทำงานของมอสเฟตโดยการใช้สนามไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ประเภทการควบคุมแหล่งจ่ายกระแสด้วยแรงดัน (Voltage Controlled Current Source) ซึ่งสามารถเขียนวงจรเทียบเคียงได้ดังรูปที่ 4.1 และมีความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

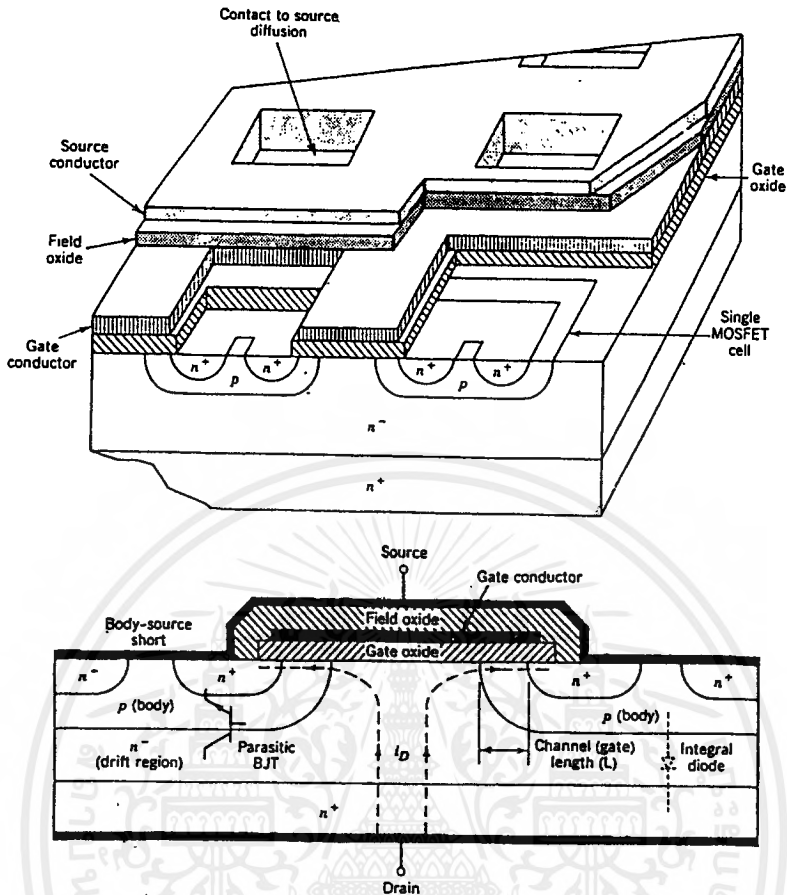


รูปที่ 4.1 Equivalent circuit ของ VCCS

#### 4.2 โครงสร้าง

เพาเวอร์มอสเฟต โดยทั่วไปจะเป็นแบบ N- channel ที่ทำงานใน Enhancement mode ซึ่งมีโครงสร้างและสัญลักษณ์ดังรูปที่ 4.2 คือเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวจะประกอบไปด้วย มอสเฟตขนาดเล็กนับพันตัว ซึ่งอยู่บนชิพเดียวกันต่อขนานกัน โดยที่กระแสในทรานซิสเตอร์ขนาดเล็กแต่ละตัวจะมีทิศทางไหลในแนวตั้ง substrate ของเพาเวอร์มอสเฟต

จะมี N- type epitaxial layer บางๆตั้งอยู่ข้างบน ในการทำเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวจะมีการ Diffuse P และ N+ region ลงบน N- type epitaxial layer จากนั้นจะเป็นการทำ Gate กับ epitaxia layer ภายใต้ Gate

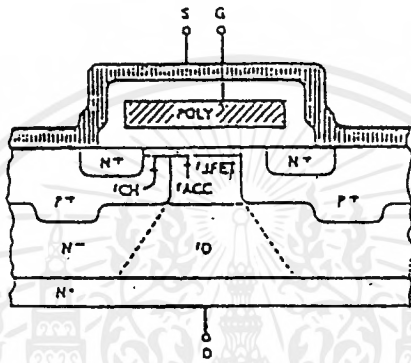


รูปที่ 2.2 โครงสร้างและสัญลักษณ์ของมอสเฟต

สำหรับครนของมอสเฟตนั้นทำโดยการฉาบอุมิเนียมที่  $N^+$  และ  $N^-$  Substrate ส่วนซอร์สจะทำได้โดยการฉาบอุมิเนียมลงบนชั้นของ P และ  $N^+$  ได้จากการ Diffuse จากลักษณะการทำซอร์สดังกล่าวทำให้เกิดเป็นไดโอดที่อยู่กับซอร์สและคาโอดคือชั้น  $N^+$  และ  $N^-$  ต่ออยู่กับครน ดังแสดงในรูปในสภาวะปกติถ้าเราให้แรงดันของครนเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์สแล้วมอสเฟตจะไม่สามารถนำกระแสได้ เนื่องจากชั้น  $N^-$  และ P จะถูกไบแอสกลับแต่ถ้าเราใส่แรงดันบวกระหว่างเกทกับซอร์สแล้ว แรงดันบวกจะทำให้อิเล็กตรอนมาออกันที่ชั้น P ภายใต้เกทเกิดเป็น N-Channel เชื่อมระหว่างชั้น  $N^+$  และ  $N^-$  เกิดเป็นกระแสที่ไหลจากครนไปยังซอร์ส เนื่องจากการนำกระแสของมอสเฟตชนิดนี้เกิดจากการไหลของอิเล็กตรอนผ่าน N-Channel ที่ทำงานใน Enhancement mode MOSFET ตัวเล็ก ๆ แต่ละตัวสามารถทำงานได้อย่างอิสระ แต่มอสเฟตเหล่านี้จะถูกต่อขนานกันโดยการฉาบอุมิเนียมที่ซอร์ส

### 4.3 การทำงานของมอสเฟต

เมื่อป้อนแรงดันให้มีขนาดและแรงดันที่เหมาะสม Polysilicon gate จะเหนี่ยวนำชั้นตรงกันข้ามของ Diffuse channel region ซึ่งแสดงโดย  $r_{CH}$  ในรูปที่ 4.3 จะทำให้กระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส สำหรับแรงดันค่าน้อยๆ ที่ป้อนให้เดรนและซอร์ส กระแสเดรนจะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่อ แรงดันเดรนเพิ่มขึ้น กระแสเดรนจะอิ่มตัวเป็นสัดส่วนกำลังสองของแรงดันเกตกับซอร์ส



รูปที่ 4.3 แสดงการทำงานของมอสเฟต

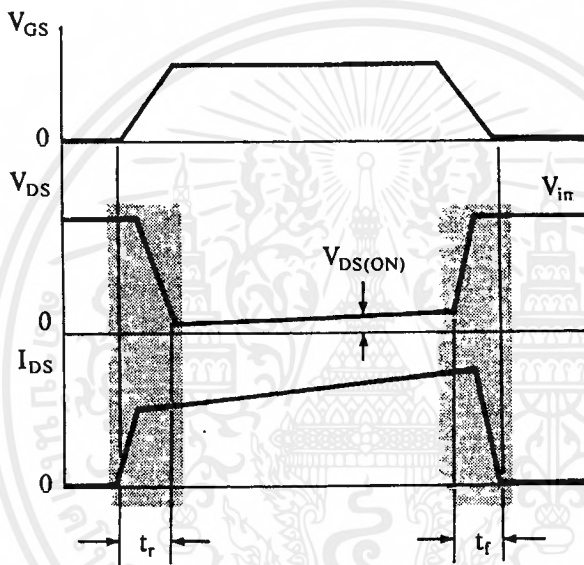
### 4.4 กำลังสูญเสียในรูปความร้อน

กำลังสูญเสียในรูปความร้อนที่เกิดขึ้นในมอสเฟตขณะทำงานจะเป็นได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาดำเนินการและช่วงเวลาดำเนินการหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกันกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูงกว่า รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์ถึงแม้ว่าช่วงเวลาดำเนินการและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักจะถูกใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 kHz การคิดค่ากำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาดำเนินการ (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันมาก จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  $P_D$  จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \quad (4-1)$$

$$P_{SW(on)} = (0.5I_{pk(on)} * V_{in} * t_r) / T \quad (4-2)$$

$$P_{SW(off)} = (0.5I_{pk(off)} * V_{in} * t_r) / T \quad (4-3)$$



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต

- เมื่อ  $P_{SW(on)}$  คือ กำลังสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส  
 $P_{SW(off)}$  คือ กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส  
 $P_C$  คือ กำลังสูญเสียขณะนำกระแส  
 $I_{PK(on)}$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส  
 $I_{PK(off)}$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส  
 $I_D(mms)$  คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  
 $R_{DSon}(T_j)$  คือ ค่าความต้านระหว่างแตรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงาน

$t_r$  คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส

$t_f$  คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส

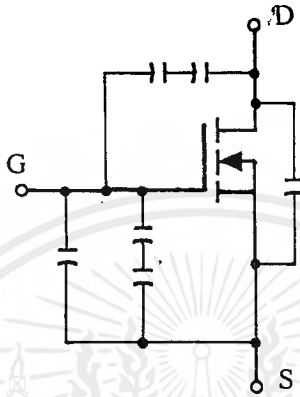
#### 4.5 การขับเกทของมอสเฟต

ลักษณะสมบัติทางด้านขาเข้าของมอสเฟตนั้นจะมีความแตกต่างกับคุณสมบัติด้านขาเข้าของบีเจที กล่าวคือ กระแสออกของบีเจทีนั้นจะควบคุมด้วยกระแสเบส ส่วนกระแสออกของมอสเฟตนั้นจะถูกควบคุมด้วยแรงดันของเกท นอกจากนั้นแล้วความต้านทานขาเข้าของมอสเฟตจะมีค่าสูงมาก คืออยู่ในช่วงจิกะโอห์ม ซึ่งทำให้กระแสมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับบีเจทีขนาดเดียวกัน ดังนั้นการควบคุมมอสเฟตจึงใช้กำลังต่ำกว่ามาก ๆ คุณสมบัติอันนี้นับว่าเป็นข้อได้เปรียบของมอสเฟตเมื่อเทียบกับบีเจที ในสภาวะอยู่ตัวนั้นกระแสที่ใช้ในการขับเกทของมอสเฟตจะมีค่าน้อยมาก คืออยู่ในช่วงนาโนแอมป์ เนื่องจากความต้านทานขาเข้าของมอสเฟตมีค่าสูงขึ้นถึงจิกะโอห์ม ซึ่งทำให้ดูเหมือนกับว่าเราสามารถขับเกทของมอสเฟตได้ โดยวงจรขับที่สามารถจ่ายกระแสออกได้เป็นนาโนแอมป์ แต่ในความจริงแล้วการนำกระแส (Turn on) หรือการหยุดนำกระแส (Turn off) เพาเวอร์มอสเฟตนั้นเราจะต้องชาร์จหรือ คิสราร์จ ตัวเก็บประจุด้านขาเข้าของเพาเวอร์มอสเฟตจากแรงดันระดับหนึ่งไปสู่แรงดันระดับหนึ่ง ซึ่งความเร็วในการนำกระแสด้านขาเข้าของมอสเฟตถ้าเราต้องการให้สวิทช์มอสเฟต เป็นไปอย่างรวดเร็วเราจะต้องใช้วงจรขับที่มีความต้านทานขาออกต่ำที่สามารถจ่ายหรือรับกระแสในคอนสวิตช์มอสเฟตได้สูง ทั้งนี้ความเร็วในการสวิทช์ของมอสเฟตจะลดลงตามความต้านทานขาออกของวงจรขับเกท

เนื่องจากเกทของมอสเฟตจะถูกแยกออกจากช่องนำกระแสด้วยชั้นบาง ๆ ของซิลิกอน (Silicon dioxide) ซึ่งถ้าแรงดันระหว่างเกทกับซอร์สซึ่งมีค่าสูงเกินไปอาจทำให้ฉนวนนั้นทะลุและทำให้มอสเฟตเสียหายได้ ดังนั้นผู้ผลิตมักจะบอกแรงดัน  $V_{GS}$  สูงสุดของมอสเฟตมาให้ซึ่งโดยทั่วไปมักจะมีค่า 20 โวลท์ และในวงจรขับเกทโดยทั่ว ๆ ไปจะมีการจำกัดแรงดัน  $V_{GS}$  โดยใช้ซีเนอร์ไดโอดขนาด 20 โวลท์สองตัวมาต่ออนุกรมกันโดยต่ออานโอดหรือคาโอดเข้าด้วยกันและต่อคร่อมเกทกับซอร์ส เพื่อจำกัดเกทกับซอร์สไม่ให้เกิน 20 โวลท์ นอกจากนี้บางครั้งจะมีการต่อคร่อมความต้านทานเชื่อมระหว่างเกทกับซอร์สเพื่อป้องกันการนำกระแสของมอสเฟตโดยไม่เจตนา ทั้งนี้เราเปิดวงจรเอาไว้ตัวเก็บประจุด้านขาเข้าของมอสเฟตอาจจะถูกชาร์จโดยกระแสรั่วไหล (Leakage current) ทำให้แรงดันระหว่างเกทกับซอร์สมีค่าสูงกว่า  $V_{GS}$  ซึ่งทำให้มอสเฟตนำกระแสได้ ความต้านทานระหว่างเกทกับซอร์สจะเป็นทางผ่านของกระแสรั่วไหล และรักษาไม่ให้แรงดันระหว่างเกทกับซอร์สสูงกว่า  $V_{GS}$  ใ

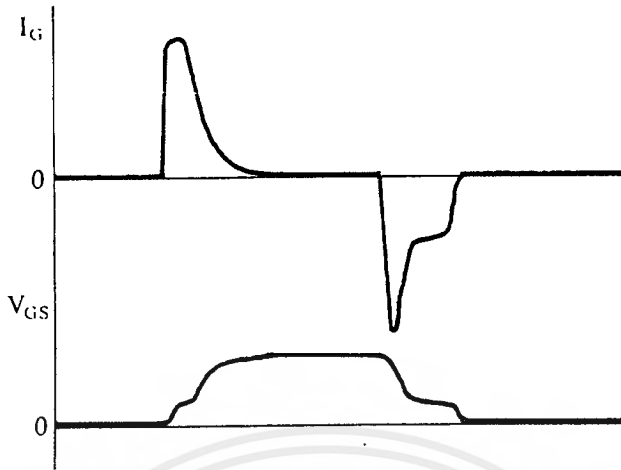
#### 4.6 ค่าความจุไฟฟ้า (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบขาต่าง ๆ ของมันดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

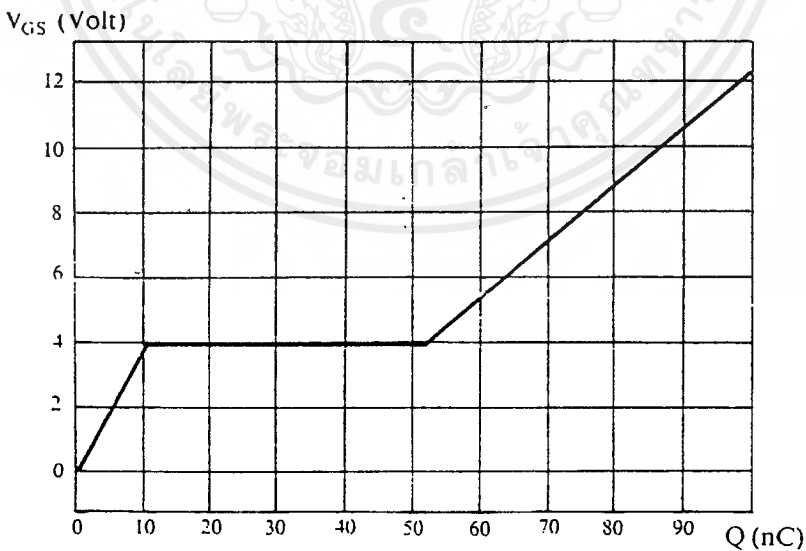
ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขากเกต  $V_{GS}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแสในทางกลับกันการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขากเกต  $V_{GS}$  มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขากเกตจึงมีลักษณะดังรูปที่ 4.6 โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 4.6 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตของเพาเวอร์ MOSFET ถูกไบแอส

#### 4.7 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน  $V_{GS}$  ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นหรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในคำอธิบายด้วย (รูปที่ 4.7) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ MOSFET

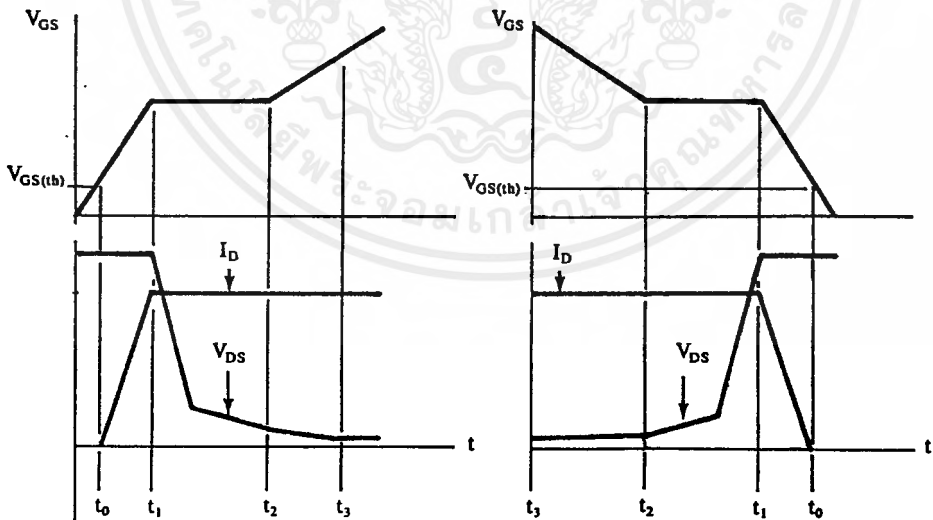


รูปที่ 4.7 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

ลักษณะของกราฟ จะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วงตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้น คือ

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay)  $t_0$
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time)  $t_0 - t_1$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time)  $t_2 - t_3$

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มซาร์จประจุที่ขากทจนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขากทมากกว่าแรงดันที่ซิดเริ่ม ( $V_{GS(th)}$ ) จึงจะเริ่มนำกระแสไหลผ่านแควนและซอร์ส  $V_{DS}$  จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90% จนเหลือเพียง 10% ของแรงดันตกคร่อม  $V_{DS}$  สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงนำกระแส  $t_1 - t_2$  นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขากท  $V_{GS}$  จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ดังแสดงในรูปที่ 4.8 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างแควนและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อย ๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา  $t_2 - t_3$  แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 4.8 แสดงการซาร์จประจุที่ขากท

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่ายกว่าด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแสและถ้าขนาดกระแสซาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา  $t_2 - t_3$  การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้ง

จากกราฟในรูปที่ 4.7 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส  $t_r$  และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส  $t_f$  ได้จาก

$$t = Q_G / I_G \quad (4-4)$$

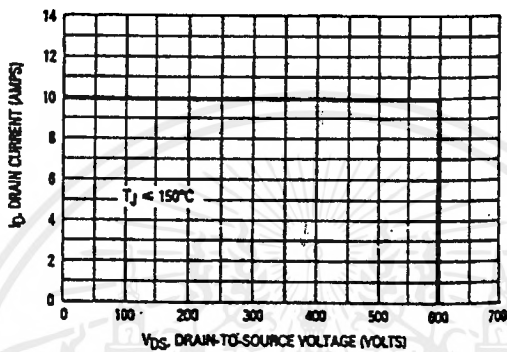
เมื่อ  $Q_G$  คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟเป็นคูลอมบ์  
 $I_G$  คือ ค่ากระแสที่ใช้ซาร์จประจุที่ค่ากระแสที่เป็นแอมป์

#### 4.8 พิกัดปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังที่พิกัดปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นอาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะ คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันต้นตอคร่อมแตรนและซอร์ส  $V_{DS}$  สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain Source Voltage)
2. ค่ากระแสแตรน  $I_D$  สูงสุดที่สามารถผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหายได้ (Thermal Limit)
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ( $R_{DS(on)}$  Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

ตัวอย่างกราฟ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตแสดงไว้ดังรูปที่ 4.9 และเช่นเดียวกับบีजेที การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกพิกัดของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญและผู้ออกแบบจะต้องให้ความสนใจก่อนการเลือกเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้งานทุกครั้ง รวมทั้งการป้องกันการพังเสียหายได้ขณะทำงาน



รูปที่ 4.10 แสดงตัวอย่างกราฟที่กักปิดคกัย SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต

## บทที่ 5

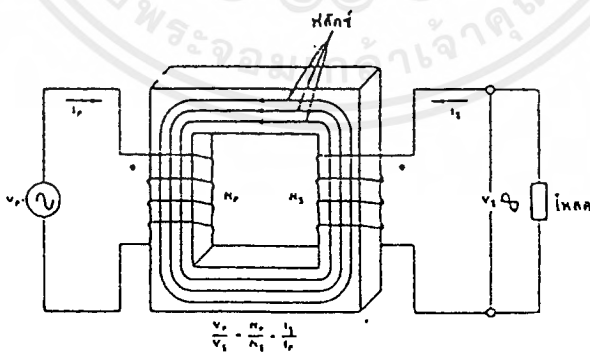
## ทฤษฎีและวิธีการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

## 5.1 หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงความถี่สูงจัดเป็นอุปกรณ์สำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่าง ๆ ของหม้อแปลงความถี่สูง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดขดลวดทองแดง รวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางด้านไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงความถี่สูงขณะทำงาน หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้งานทั่วไปที่ใช้เพิ่มหรือลดแรงดัน วิธีการออกแบบไม่ยุ่งยากเหมือนกับหม้อแปลงความถี่สูง เนื่องจากหม้อแปลงความถี่สูง รูปคลื่นเป็นแบบสี่เหลี่ยม (Square Wave) ที่มีความถี่สูงถึง 30 kHz หรือมากกว่าและยังให้กำลังไฟฟ้าสูงด้วย สำหรับสิ่งที่กล่าวต่อไปนี้เป็นทฤษฎีเบื้องต้นของหม้อแปลง และส่วนประกอบต่าง ๆ ของหม้อแปลงความถี่สูง

## 5.2 ทฤษฎีหม้อแปลง

เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดที่พันรอบแกนปิดจะเกิดฟลักซ์เหนี่ยวนำในแกน ถ้ากระแสที่จ่ายให้มีการเปลี่ยนแปลงไปมา ฟลักซ์จะเปลี่ยนไปมาด้วย ถ้าเรานำขดลวดอีกขดมาพันรอบแกน แกนนี้จะเกิดแรงดันและกระแสเหนี่ยวนำ เรียกว่า “หม้อแปลง”



รูปที่ 5.1 แสดงหม้อแปลงแบบสองขด

จากรูปที่ 5.1 แสดงลักษณะหม้อแปลงแบบง่าย ๆ ขดลวดทางอินพุทเรียกว่า “ขดปฐมภูมิ” และขดลวดทาง เอาท์พุทเรียกว่า “ขดทุติยภูมิ ความสัมพันธ์ของจำนวนรอบขดลวดและแรงดัน จะมีอัตราส่วนคงที่คือ

$$N_p / N_s = V_p / V_s \quad (5-1)$$

$N_p$  = จำนวนรอบขดลวดทางด้านปฐมภูมิ

$N_s$  = จำนวนรอบขดลวดทางด้านทุติยภูมิ

$V_p$  = แรงดันทางด้านปฐมภูมิ

$V_s$  = แรงดันทางด้านทุติยภูมิ

แรงดันเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการเปลี่ยนแปลงของความหนาแน่นของฟลักซ์ ถ้า ให้  $B$  อยู่ในช่วงที่เส้นตรงจะได้

$$B_{\max} = (V_p \times 10^8) / K_f a H_p A_c \quad (5-2)$$

เมื่อ  $B_{\max}$  คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด

$V_p$  คือ แรงดันด้านปฐมภูมิ มีหน่วย เป็น โวลต์ ( Volt )

$f$  คือ ความถี่ มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ ( Hz )

$N_p$  คือ จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ

$A_c$  คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน มีหน่วยเป็น ตารางเซนติเมตร (  $\text{cm}^2$  )

$K$  คือ ค่าคงที่ที่มี ค่า 4.44 สำหรับแรงดันรูปไซน์ และ 4.0 สำหรับแรงดันรูป

สี่เหลี่ยม

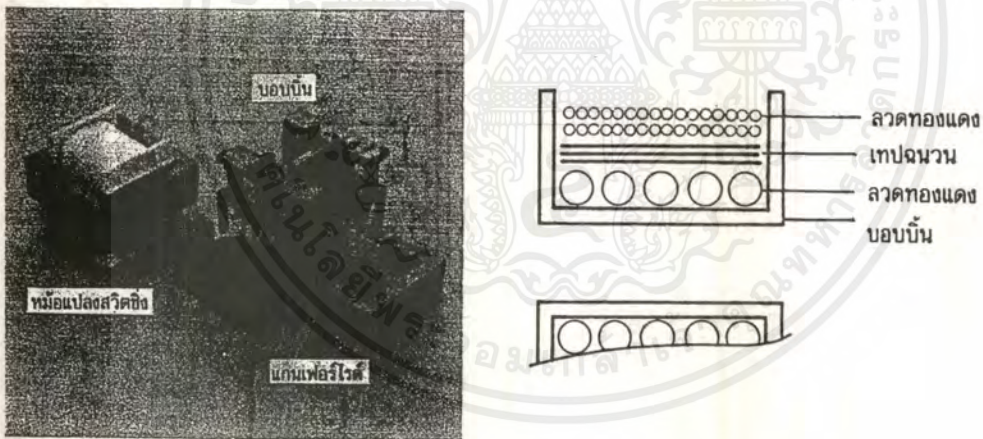
ปกติค่า  $B_{\max}$  จะเลือกค่าที่มี  $B_{\text{sat}} / 2$  เพื่อให้แน่ใจว่าทำงานในช่วงที่เป็นเส้นตรงตัวประกอบที่สำคัญอีกสิ่งหนึ่งก็คือ พื้นที่สำหรับการวางเส้นลวดตัวนำ ซึ่งปกติจะพันอยู่บนตัวบอบบี้ ( Bobbin ) คำนี้นี้จะต้องเลือกให้เหมาะสมด้วย สำหรับความสามารถในการจ่ายกำลังของแกนเหล็กคำนวณจาก

$$P_{out} = (1.16 \times B_{max} \times f \times d \times A_c \times A_c) \times 10^{-9} \quad (5-3)$$

- เมื่อได้  $P_{out}$  คือ กำลังที่จ่ายให้ มีหน่วยเป็นวัตต์ ( watt )
- $d$  คือ ความหนาแน่นของกระแสในตัวนำ มีหน่วยเป็น แอมป์ต่อตารางเมตร ( A/m<sup>2</sup> )
- $A_c$  คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน มีหน่วยเป็น ตารางเซนติเมตร (cm<sup>2</sup>)
- $A_c$  คือ พื้นที่สำหรับพันขดลวดบนบอบบิ้นเป็นตารางเซนติเมตร (cm<sup>2</sup>)

### 5.3 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตจิ่ง

หม้อแปลงสวิตจิ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟฟ้าให้ต่ำลงที่เอาท์พุท และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุทที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตจิ่งแสดงไว้ในรูปที่ 5.2



(ก)

(ข)

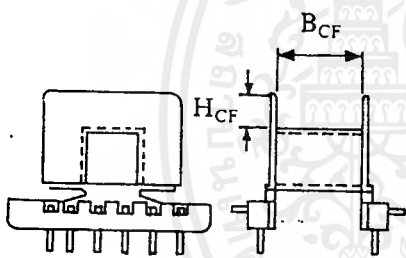
- (ก) ส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตจิ่ง (ข) การพันขดลวดทองแดงอบน้ำยาบนบอบบิ้น  
รูปที่ 5.2 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตจิ่ง

### 5.3.1 แกนเฟอร์ไรต์ ( Ferrite Core )

แกนเฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภท เฟอร์โรแมกเนติก ( Ferromagnetic material ) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก แกนเฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณ ในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิ่งจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุดเฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตชิ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไป ขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

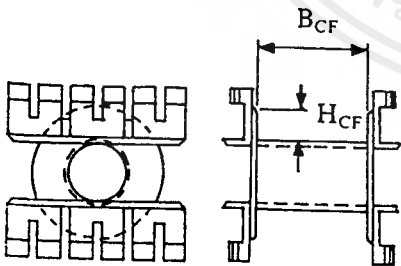
### 5.3.2 บอบบิ้น ( Bobbin )

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำการพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูป ที่ 5.3 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



EE Bobbin

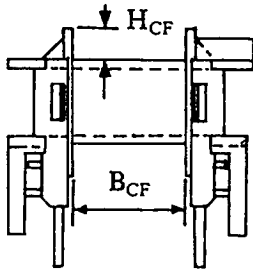
CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_w(\text{mm})$
E 814E250	0.17	6.7	2.1	34.29
E 813E187	0.33	9.3	3.2	36.32
E 813E343	0.36	10.0	3.2	47.50
E 812E250	0.58	10.1	4.9	55.12
E 782E272	0.80	17.3	4.7	55.88
E 375	1.05	16.5	6.6	73.41
E 21	1.14	17.9	6.0	86.36
E 783E608	1.78	26.3	7.1	92.96
E 348E772	1.81	26.3	7.1	99.06
E 625	1.32	21.2	6.4	94.9
E 55	2.80	33.1	8.6	113.03
E 75	2.42	26.2	8.1	119.38



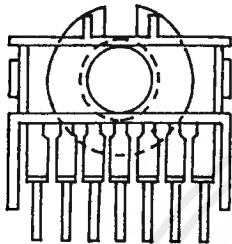
EC Bobbin

CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_w(\text{mm})$
EC 35	0.97	21.5	4.8	50.04
EC 41	1.35	24.5	5.8	59.94
EC 52	2.13	28.3	7.7	72.90
EC 70	4.77	41.5	11.7	95.0

รูปที่ 5.3 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC และ ETD



CORE TYPE	$A_w(\text{cm}^2)$	$B_{CF}(\text{mm})$	$H_{CF}(\text{mm})$	$l_w(\text{mm})$
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.58
ETD 44	2.13	29.6	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09



ETD  
Bobbin

$A_w$  = พื้นที่ช่องพันขดลวด

$B_{CF}$  = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้

$H_{CF}$  = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด

$l_w$  = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

รูปที่ 5.3 (ต่อ) แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC และ ETD

### 5.3.3 ลวดทองแดงอาบน้ำยา ( Enameled Copper Wire )

การพันขดลวดทั้งไฟโรมารีและเซคชั่นคาร์ของหม้อแปลงสวิตจิ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น ๆ

### 5.3.4 เทปฉนวน ( Insulation Tape )

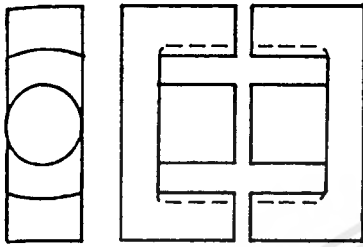
เทปฉนวนใช้พันสำหรับตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตจิ่ง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟโรมารีและขดเซคชั่นคาร์ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวน อาจเป็นพวกไมลาร์ ( Mylar ) หรือโพลีเอสเตอร์ ( Polyester ) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตจิ่งเป็นหลัก

### 5.4 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตจิ่ง โดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น

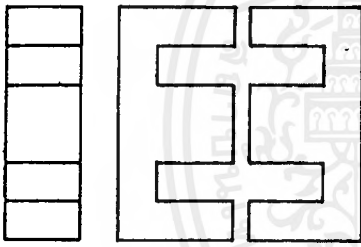
การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบี้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ แสดงไว้ในรูปที่

5.4



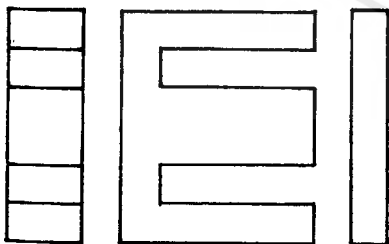
ETD

CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$l_c$ (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0



EE

CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$l_c$ (mm)
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0



EI

CORE TYPE	$A_c$ (cm <sup>2</sup> )	$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	$l_c$ (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

รูปที่ 5.4 แสดงตัวอย่างของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

- Ac = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์  
 Aw = ขนาดพื้นที่ที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น  
 Ve = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์  
 e = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

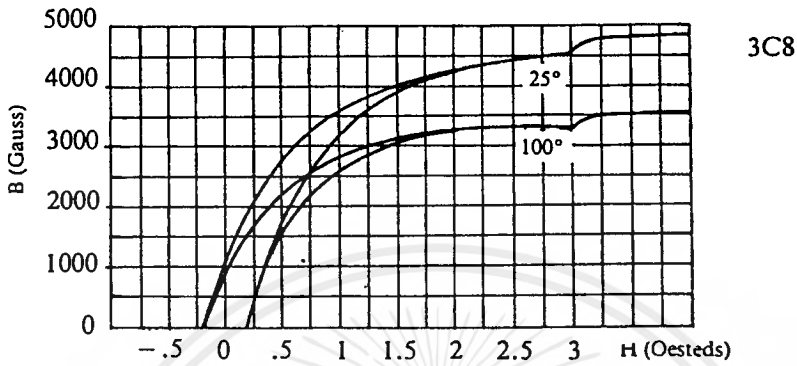
แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง ( ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน MI/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง ๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูงจะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันรอบแกนบนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่าง ๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

### 5.5 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

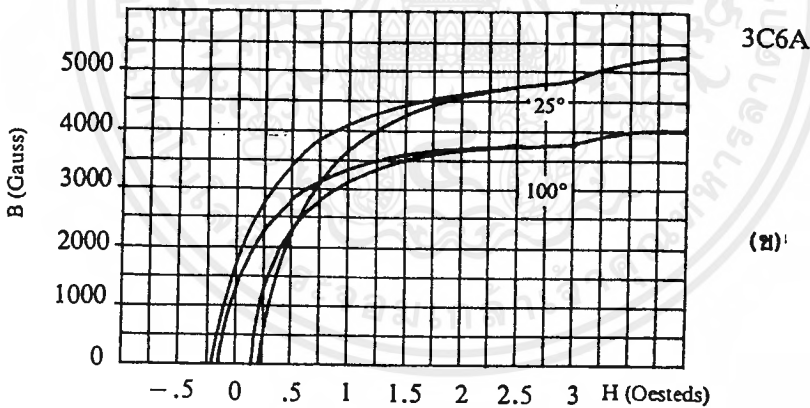
ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส ( Hysteresis curve ) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ ( Core Loss )

### 5.6 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส ( Hysteresis Curve )

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ( B ) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก ( H ) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน ในรูปที่ 5.5 (ก) 5.5 (ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์ B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อ H เพิ่มขึ้นเมื่อถึงจุดหนึ่งความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตาม จากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มอิ่มตัวของ ฟลักซ์แม่เหล็ก ( Saturation ) โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครั้งหนึ่งของเส้นจะมีลักษณะเหมือนกัน ดังแสดงในรูปที่ 5.6

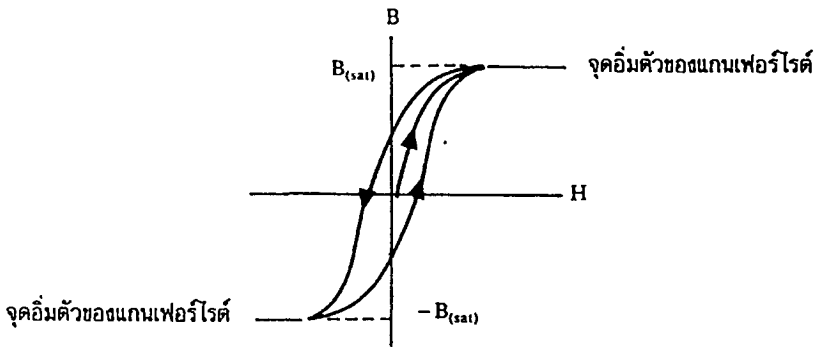


(ก) เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ เนื้อสาร 3C8



(ข) เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ เนื้อสาร 3C6A

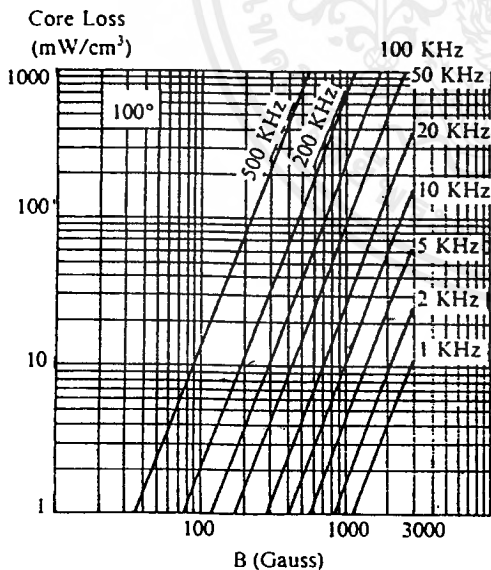
รูปที่ 5.5 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์



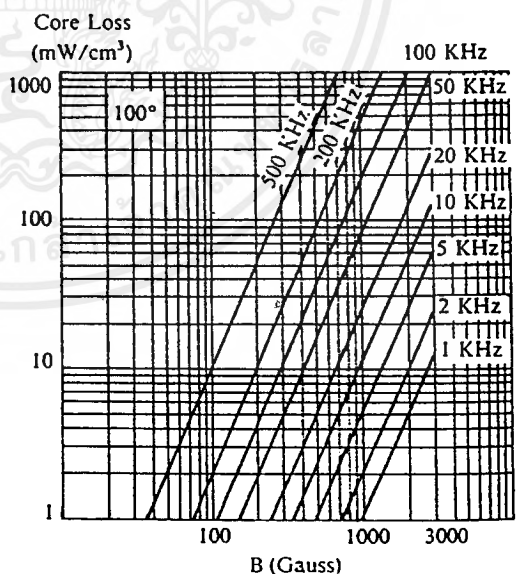
รูปที่ 5.6 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งมีลักษณะสมมาตร

### 5.7 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ ( Core Loss )

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อนซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน ( Hysteresis Loss ) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ที่ความต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่ ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว



(ก) 3C8



(ข) 3C6

รูปที่ 5.7 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสาร

## 5.8 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = (V t * 10^8) / N_p A_c \quad (5-4)$$

เมื่อ	$\Delta B$	คือ ค่า ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์
	$V$	คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็น โวลต์
	$N_p$	คือ ค่าจำนวนรอบขดไพรมารีเป็น รอบ
	$A_c$	คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร
	$t$	คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่น ฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังสูงขึ้น

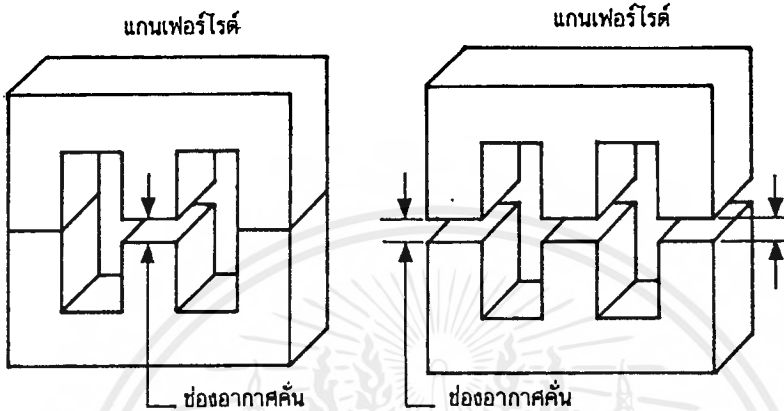
อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่กำลังนำกระแสสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ขอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ค่าที่สุด

## 5.9 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ ( Air Gap )

การกำหนดช่องทางเดินแม่เหล็ก ( Air Gap ) ในแกนเฟอร์ไรต์เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลง สวิตช์มีค่ามากขึ้น ได้ด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ แบบ EE , EI , ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องคั่นอากาศในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 5.8 (ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



(ก) การกำหนดช่องอากาศคั่น  
ที่แกนกลางอย่างเดียว

(ข) การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่าง  
คู่ประกบ

รูปที่ 5.8 แสดงการกำหนดช่องอากาศ

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ช่องอากาศคั่นตามต้องการ

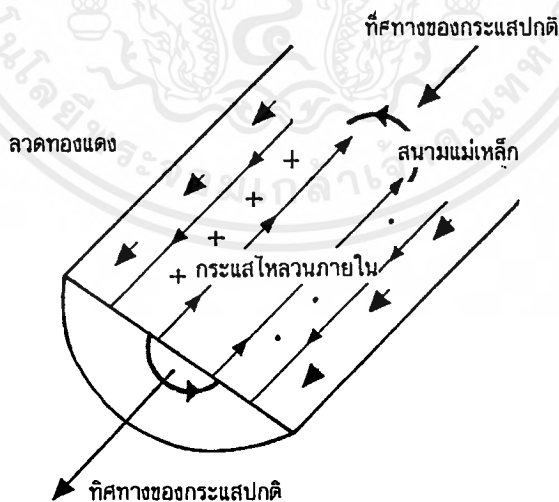
#### 5.10 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยา ( enameled copper wire ) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงานสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงกระแสสลับ กระแสที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูง ๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิวซึ่งมีผลทำให้ พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวด ก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำล้างงานสูญเสียเหล่านี้ทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งไม่เป็นสิ่งที่ไม่ต้องการในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

### 5.10.1 ผลจากการนำกระแสที่ผิวของลวดทองแดง ( Skin Effect )

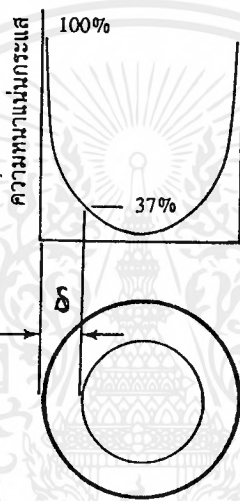
สกินเอฟเฟกต์ เป็นชื่อที่เรียกปรากฏการณ์ทางไฟฟ้าอย่างหนึ่ง ที่ทำให้ค่าความหนาแน่นของกระแสรอบผิวดำนำสูงกว่าภายใน โดยที่ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นกรณีของไฟฟ้ากระแสสลับเท่านั้น

สาเหตุที่กระแสมีความหนาแน่นที่ผิวมากกว่าภายใน เป็นผลเนื่องมาจากผลของการที่มีเส้นแรงแม่เหล็ก ( magnetic flux ) คล้องภายในมีค่าสูงกว่าเส้นแรงแม่เหล็กที่คล้องที่บริเวณตัวนำด้านนอก ดังนั้นตัวนำภายในก็จะมีค่า inductive reactance สูงกว่าเมื่อเทียบกับด้านนอก เมื่อมองส่วนย่อยของตัวนำทั้งหมดนี้ขนานกันตลอด ดังนั้น voltage drop ที่คร่อมแต่ละตัวนำย่อยย่อมจะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวนำย่อยด้านนอก จึงมีค่ามากกว่ากระแสที่ไหลผ่านตัวนำย่อยด้านใน ผลจากการที่กระแสไฟฟ้า ไม่ได้แบ่งไหลผ่านตัวนำเฉลี่ยเท่ากันในไฟฟ้ากระแสสลับนี้ เป็นผลทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียในสายจากไฟฟ้ากระแสสลับ (rms) มีค่ามากกว่าผลจากไฟฟ้ากระแสตรงที่ค่ากระแสเดียวกัน ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบ ๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้เหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน ( Eddy current ) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวทองแดงดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิว จะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวนั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมันจากผิวของลวดทองแดงลึกลงไปในเนื้อทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงเหลือ 37% ของค่าความหนาแน่นที่ผิว เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็น skin depth ดังแสดงในรูปที่ 5.10 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 °C



รูปที่ 5.10 แสดงระยะที่ถือว่าเป็นผิวนำกระแส  $\delta$  คือ ระยะที่ค่าความหนาแน่นกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37 % ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

$$\text{ความหนาของผิวนำกระแสจะมีค่า } \delta = \sqrt{\frac{5.62}{f}} \text{ มิลลิเมตร} \quad (5-5)$$

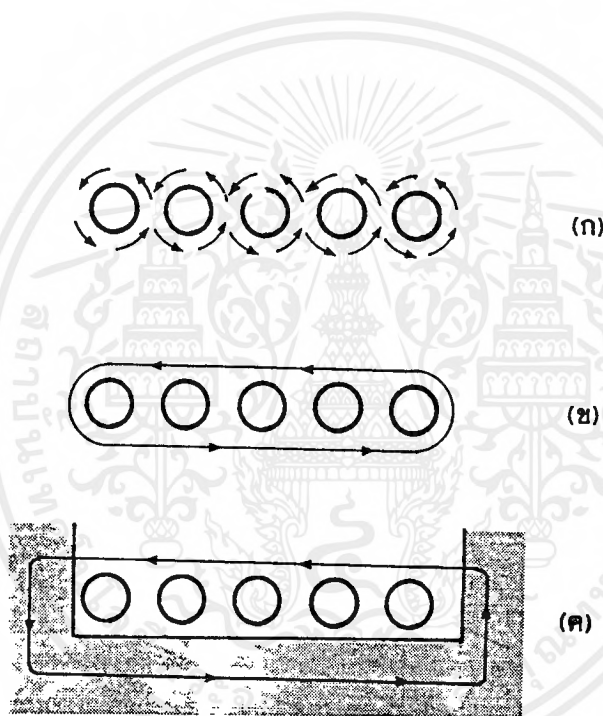
เมื่อ  $f$  คือ ความถี่ของกระแส เป็น kHz

### 5.11 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด ( Proximity effect )

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก ( permeability )  $\mu$  ( มีว ) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมาก แกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในภายในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้นแต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่าน

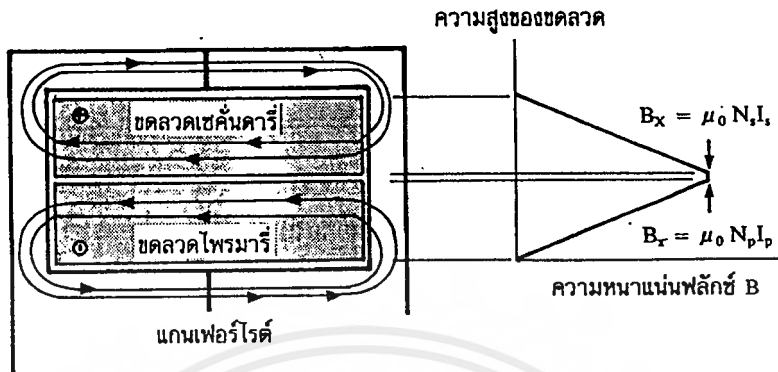
ขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว (leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรง ดังจะได้กล่าวต่อไป

รูปที่ 5.11 แสดงภาพตัดขวางชั้นของลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กระหว่างลวด จะทำให้เกิดเส้นขนานไปกับชั้นของขดลวดดังรูปที่ 5.11 (ข) เมื่อเส้นฟลักซ์ตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก ของแกนมีค่าสูงมาก ดังรูปที่ 5.11 (ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลาย ๆ ชั้นก็จะเป็นดังรูปที่ 5.12 ซึ่งเป็นฟลักซ์รั่วนั่นเอง



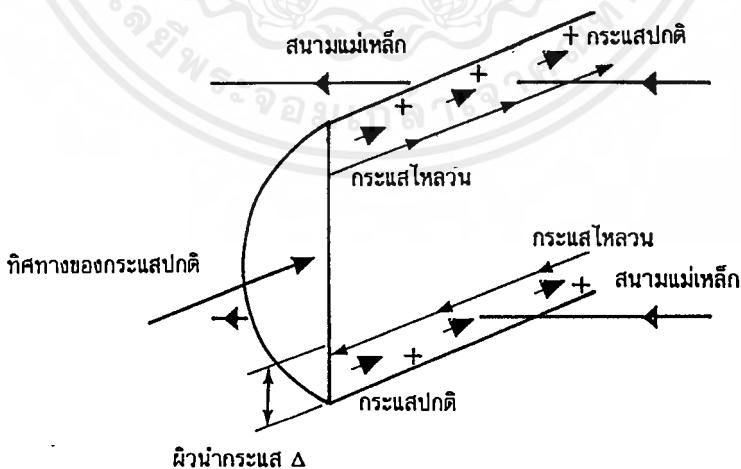
รูปที่ 5.11 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตชิง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว ( $B_x$ ) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 5.12 จะเห็นได้ว่า  $B_x$  มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของลวดทองแดงจากเดิม และมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดงโดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นในลวดทองแดง



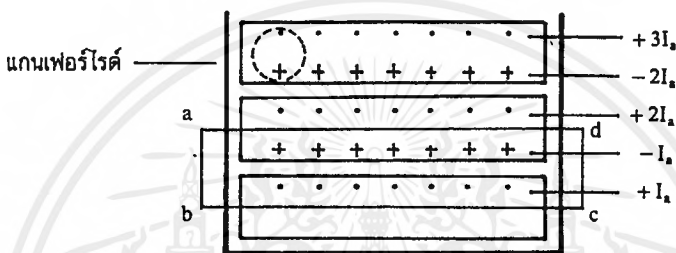
รูปที่ 5.12 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่ว และค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว  $B_x$  ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในหม้อแปลงสวิตชิง โดย  $B_x$  จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง

เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดไปวางสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนที่บริเวณผิวหน้ากระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 แสดงผลของลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแสที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

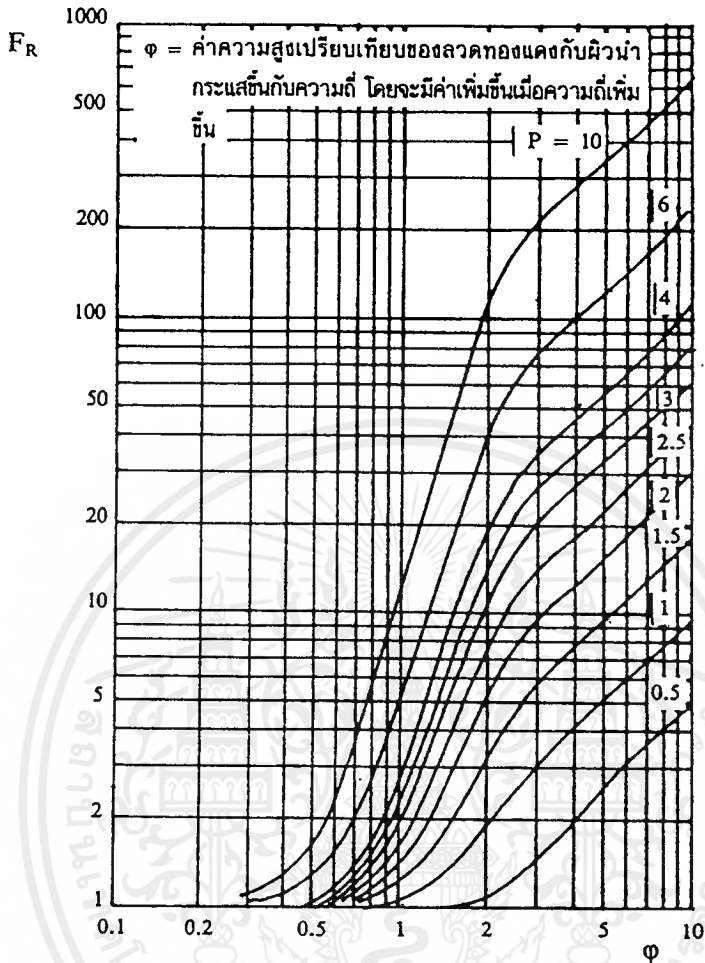
ซึ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยังมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ จากรูปที่ 5.14 เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเหมือนกับแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทนขดลวด แผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่วพิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างที่ติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 5.14 แสดงการเปรียบเทียบขดลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดทองแดง เพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ  $+I_u$  และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้อกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวนเนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ( สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้ยังระยะผิวนำกระแสเท่านั้น ) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง vector รอบวง abcd จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมามีค่าเท่ากับศูนย์ด้วยตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงชั้นแรกมีค่าเท่ากับ  $+I_u$

ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของแผ่นทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ  $-I_u$  และไหลในทิศตรงกันข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน จะเห็นได้ว่า การซ้อนกันของขดลวดทองแดงจะทำให้การสูญเสียในขดลวดเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากค่าความหนาแน่นกระแสที่เพิ่มขึ้นในแต่ละชั้น



รูปที่ 5.15 แสดงค่า  $F_R$  ซึ่งขึ้นกับจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชัน

จะเห็นได้ว่าที่ความถี่สูง ๆ ยิ่งจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชันมีค่ามาก  $F_R$  จะยิ่งมีค่ามากซึ่งแสดงให้ เห็นว่าการสูญเสียในขลวดจะมีค่าด้วย

## 5.12 การออกแบบหม้อแปลง

มีสิ่งที่ต้องคำนึงถึงดังนี้

### 5.12.1 การเลือกอุปกรณ์ พิจารณาดังนี้

1. ชนิดลักษณะ โครงสร้าง และขนาดของแกนแม่เหล็ก
2. ชนิดรูปร่างขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพัน
3. ชนิดและลักษณะของฉนวน
4. ลักษณะโครงสร้างของ case ตลอดจนการระบายความร้อน
5. คุณสมบัติทางไฟฟ้าและเชิงกลต่างๆ

### 5.12.2 ข้อกำหนด ต้องพิจารณาถึง

1. ขนาดกำลังขาออก
2. ขนาดและรูปร่าง รวมทั้งความถี่ของกระแสและแรงดัน
3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ อุณหภูมิ
4. Voltage Regulation

### 5.12.3 ข้อจำกัด

1. การอิ่มตัวของแกนเหล็ก
2. กำลังสูญเสียในลวดทองแดงและในแกนเหล็ก

## 5.13 สมการที่ใช้ในการออกแบบ

จากข้อจำกัดของแกนเหล็ก (Saturation or Core loss)

- เมื่อแรงดันเป็น Square Wave

$$\text{จาก } V = N \frac{d\phi}{dt} \quad (5-6)$$

$$\phi_m = \int_0^{T/2} \frac{V}{N} dt \quad (5-7)$$

$$= \frac{VT/2}{N} = nB_{\max} S \quad (5-8)$$

โดยที่  $n=1$  เมื่อมี dc magnetizing current

$n=2$  เมื่อไม่มี dc magnetizing current

คำนวณหาจำนวนรอบขดลวดทั้งสองได้

$$N_1 = \frac{V_1}{2nB_{\max} S f} \quad (5-9)$$

- เมื่อแรงดันเป็น Sine Wave

$$N_1 = \frac{V_{1\text{rms}}}{4.44 B_{\max} S f} \quad (5-10)$$

$$N_2 = \frac{V_{2\text{rms}}}{4.44 B_{\max} S f} \quad (5-11)$$

$$kW = N_1^2 A_w^2 + N_2^2 A_w^2 \quad (5-12)$$

จากขีดจำกัดของขดลวดทองแดงโดยคำนึงถึงการสูญเสีย ( $P_{cu}$ )

$$P_{cu} = I_{\text{rms}1}^2 R_1 + I_{\text{rms}2}^2 R_2 \quad (5-13)$$

$$R = \rho l / A_w, \quad J = I_{\text{rms}} / A_w$$

จากคุณสมบัติของวงจรแม่เหล็ก

$$L = N^2 \rho_m = N^2 / R_m$$

$$L_{11} = N_1^2 \rho_{11}, \quad L_{12} = N_1 N_2 \rho_{12}, \quad \rho_m = \frac{\mu_m S_m}{l_m}$$

โดยที่

$\rho$  เป็นสภาพความต้านทานของทองแดงมีค่า  $1.72 \cdot 10^{-8} \Omega$

$R_1$  เป็นความต้านทานรวมของขดลวดทองแดงด้านเข้าของหม้อแปลง

$R_2$  เป็นความต้านทานรวมของขดลวดทองแดงด้านออกของหม้อแปลง

$L_1$  เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการออกแบบทางด้านเข้าหม้อแปลง

$L_2$  เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการออกแบบทางด้านออกหม้อแปลง

$V_{1rms}$  เป็นแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดด้านเข้าหม้อแปลง

$V_{2rms}$  เป็นแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดด้านออกของหม้อแปลง

$I_{1rms}$  เป็นค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดด้านเข้าหม้อแปลง

$I_{2rms}$  เป็นค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดด้านออกหม้อแปลง

$k$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของช่องหน้าต่างมีค่า 0.1-0.6

$B_{max}$  เป็นค่าสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้ สำหรับแกนเฟอร์ไรต์มีค่าไม่เกิน 0.6 T

$P_{cu}$  เป็นกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดง

$P_{in}$  เป็นกำลังด้านเข้าของหม้อแปลง

$P_{out}$  เป็นกำลังด้านออกหม้อแปลง

$W$  เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง ( $m^2$ )

$S$  เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กที่ขดลวดทองแดงพันอยู่โดยรอบ ( $m^2$ )

$l$  เป็นค่าความยาวโดยประมาณของขดลวดที่ต้องการใช้ในการพันรอบแกนเหล็ก

$\ell$  เป็นความยาวเฉลี่ยของขดลวดที่พันรอบแกนแม่เหล็ก 1 รอบ

$A_{w1}$  เป็นหน้าตัดของขดลวดทองแดงด้านเข้าหม้อแปลง

$A_{w2}$  เป็นหน้าตัดของขดลวดทองแดงด้านออกหม้อแปลง

$N_1$  เป็นจำนวนรอบที่พันรอบแกนแม่เหล็กของขดลวดด้านเข้าหม้อแปลง

$N_2$  เป็นจำนวนรอบที่พันรอบแกนแม่เหล็กของขดลวดด้านออกหม้อแปลง

$f$  เป็นความถี่ที่ใช้ในการออกแบบ

การเลือกหรือกำหนดแกนแม่เหล็กมีวิธีคำนวณ 2 วิธี

1.  $A_p$  Approach การออกแบบใช้ค่าของอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นซึ่งอยู่ในรูปของความหนาแน่นของกระแส สำหรับ Square Wave ที่ไม่มี dc magnetizing current

$$N_1 = \frac{V_1}{4B_{\max} Sf} \quad (5-14)$$

$$N_2 = \frac{V_2}{4B_{\max} Sf} \quad (5-15)$$

$$kW = N_1 A_{w1} + N_2 A_{w2} \quad (5-16)$$

$$kW = \frac{N_1 I_{1rms}}{J} + \frac{N_2 I_{2rms}}{J} \quad (5-17)$$

แทนค่า  $N_1$  และ  $N_2$  ได้

$$kW = \frac{V_1 I_{1rms}}{4B_{\max} S f J} + \frac{V_2 I_{2rms}}{4B_{\max} S f J} \quad (5-18)$$

$$kW = \frac{V_1 I_{1rms} + V_2 I_{2rms}}{4B_{\max} S f J} \quad (5-19)$$

จัดกลุ่มตัวแปรเพื่อกำหนดขนาดของหม้อแปลง

$$A_p = WS = \frac{V_1 I_{1rms} + V_2 I_{2rms}}{4kB_{\max} f J} \quad (5-20)$$

โดยทั่วไป  $V_1 I_{1rms} = V_2 I_{2rms} = P_{out}$

$$\therefore A_p = WS = \frac{2P_{out}}{4kB_{\max} f J} \quad (5-21)$$

สรุปขั้นตอนในการออกแบบตามวิธี  $A_p$  Approach

1. จากข้อกำหนดและขีดจำกัด หาค่า  $A_p$

$$A_p = \frac{V_1 I_{1rms} + V_2 I_{2rms}}{4kB_{\max} f J}$$

2. เลือกขนาดแกนให้  $A_p$  มากกว่าค่าที่คำนวณได้จากข้อ 1

3. คำนวณหาจำนวนรอบขดลวดตัวนำ ( $N_1$  และ  $N_2$ )

4. คำนวณหาขนาดของขดลวดตัวนำ  $A_w$  เมื่อ  $N_1 A_{w1} = N_2 A_{w2}$

5. เลือกเบอร์ของขดลวดทองแดงให้มี  $A_w$  ใหญ่กว่า  $A_w$  ที่ได้จากข้อ 4 โดยเลือกรัศมีของ

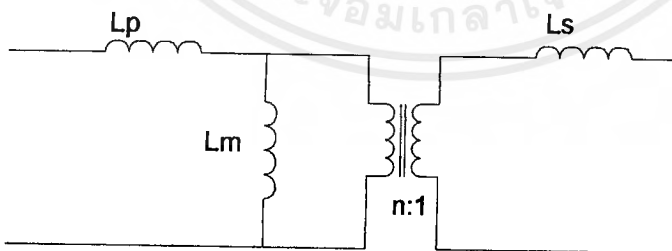
ขดลวดเล็กกว่าความลึกผิวของทองแดง (Skin Dept) ที่ความถี่ใช้งานสูงสุด  $\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}}$

6. คำนวณหาค่า  $P_{cu} = I_{1rms}^2 R_1 + I_{2rms}^2 R_2$

7. ปรับค่า  $J$  เริ่มค้นตั้งแต่ 1-6 ใหม่จนได้  $P_{cu}$  ที่เหมาะสม

8. คำนวณหาค่า  $L_m$  จาก  $L_m = \frac{N_m^2 \mu S_m}{l_m}$

9. คำนวณหาค่า  $i_m = i_1 - \left(\frac{N_2}{N_1}\right) i_2$



รูปที่ 5.16 แสดงรูปวงจรสมมูลที่ใช้ในการคำนวณ

โดยที่  $L_P$  คือค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลทาง primary

$L_S$  คือค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลทาง secondary

$L_M$  คือค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่อ้างอิงมาด้าน primary

$n$  คืออัตราส่วนแรงดัน

พิจารณาค่าดังต่อไปนี้

- วัดทางด้านขด primary ในขณะที่เปิดใช้งานทางด้าน secondary กำหนดให้เป็น  $L_{11}$
- วัดทางด้านขด secondary ในขณะที่เปิดใช้งานทางด้าน primary กำหนดให้เป็น  $L_{22}$
- วัดทางด้าน primary ในขณะที่ลัดวงจรทางด้าน secondary กำหนดให้เป็น  $L_{11,S}$
- วัดทางด้าน secondary ในขณะที่ลัดวงจรทางด้าน primary กำหนดให้เป็น  $L_{22,S}$

โดยที่

$$L_{11} = L_P + L_M \quad (5-22)$$

$$L_{22} = L_S + L_M/n^2 \quad (5-23)$$

$$L_{11,S} = L_P + \frac{L_M^2 L_S}{L_M + n^2 L_S} \quad (5-24)$$

$$L_{22,S} = L_S + \left[ \frac{L_M L_P}{L_M + L_P} \right] \frac{1}{n^2} \quad (5-25)$$

$$n = \sqrt{\frac{L_{11}}{L_{22}}} \quad (5-26)$$

## 2. การออกแบบโดยใช้วิธี Core Geometry $k_g$ Approach

วิธีนี้เป็นการออกแบบโดยใช้กำลังสูญเสียของลวดทองแดง

$$N_1 = \frac{V_1}{4B_{\max} S f} \quad (5-27)$$

$$N_2 = \frac{V_2}{4B_{\max} S f} \quad (5-28)$$

$$N_1 A_{w1} = A_2 N_2 = k \frac{W}{2} \quad (5-29)$$

จาก  $R = \frac{\rho l}{A_w} \quad (5-30)$

เนื่องจาก  $l = N t$  และ  $A_w = \frac{kW}{2N}$

ได้  $R_1 = \frac{\rho N_1 t}{(kW)/2N_1} = \frac{2\rho t N_1^2}{kW} \quad (5-31)$

$$R_2 = \frac{2\rho t N_2^2}{kW} \quad (5-32)$$

$$P_{cu} = I_{1rms}^2 R_1 + I_{2rms}^2 R_2 \quad (5-33)$$

แทนค่า  $R_1$  และ  $R_2$  จะได้

$$P_{cu} = \frac{2\rho t(V_1^2 I_{1rms}^2 + V_2^2 I_{2rms}^2)}{kW(4B_{max} S f)^2} \quad (5-34)$$

เนื่องจาก  $V_1 I_{1rms} = V_2 I_2 = P_{out}$  (5-35)

แทนค่าได้  $P_{cu} = \frac{\rho t P_{out}^2}{4 kW B_{max}^2 S^2 f^2}$  (5-36)

จัดกลุ่มตัวแปรเพื่อกำหนดขนาดหม้อแปลง  $k_g$

$$k_g = \frac{WS^2}{t} = \frac{\rho P_{out}^2}{4kB_{max}^2 f^2 S^2 P_{cu}} \quad (5-37)$$

สรุปขั้นตอนการออกแบบตามวิธี  $k_g$  Approach

1. จากข้อกำหนดและขีดจำกัด คำนวณหาค่า  $k_g$
2. เลือกขนาดของแกนให้  $k_g$  มากกว่า  $k_g$  จากข้อ 1
3. คำนวณหาจำนวนรอบขดลวดตัวนำ ( $N_1, N_2$ )
4. คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ ( $A_{w1}, A_{w2}$ )
5. เลือกเบอร์ลวดให้  $A_w$  มากกว่า  $A_w$  ในข้อ 4
6. เลือกรัศมีของลวดทองแดงเล็กกว่าความลึกผิวของทองแดงที่ความถี่ใช้งานสูงสุด

$$\delta(m) = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}}$$

7. รวมค่ากำลังสูญเสียที่เกิดในแกน ( $P_{\text{core loss}}$ ) และลวดทองแดง ( $P_{\text{cu}}$ )

$$\text{Core Loss} = P_w = 9.5623 * 10^{-6} B_{\text{max}}^{2.22} f^{1.192} \quad \text{watt / gram}$$

8. คำนวณหาค่า  $L_m$  และ  $I_m$



## บทที่ 6

### ทฤษฎีและการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ เพื่อใช้งานในวงจรอินเวอร์เตอร์หรือคอนเวอร์เตอร์นั้นมีวิธีการออกแบบได้ 2 วิธีคือ

#### 6.1 Area Product Ap Approach

วิธีแรกเป็นการออกแบบที่ใช้การกำหนดอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งเป็นกำลังงานที่สูญเสียของ Cu loss ( Pcu ) ให้อยู่ในรูปของความหนาแน่นกระแสของลวดตัวนำทองแดงที่ใช้พันบนแกนสารแม่เหล็ก ส่วนวิธีที่สอง Kg Approach เป็นการออกแบบที่มีการกำหนดอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นของตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงความถี่สูงให้อยู่ในรูปของกำลังสูญเสียของขดลวดทองแดง Cu loss ( Pcu ) โดยตรงตั้งแต่เริ่มต้นการคำนวณซึ่งการออกแบบทั้ง 2 วิธี มีข้อดี และ ข้อเสียที่แตกต่างกัน โดยการออกแบบ Ap Approach จะต้องเลือกค่าพารามิเตอร์ J ( Current Density ) ให้เหมาะสมก่อนแล้วจึงดำเนินการออกแบบ ถ้า J มีค่ามากไปก็จะส่งผลทำให้ Cu loss ( Pcu ) มีค่ามากกว่า ต้องเลือกค่า J ใหม่ แล้วดำเนินการตามขั้นตอนคำนวณใหม่ตั้งแต่ต้น ซึ่งเป็นการออกแบบที่เสียเวลามาก แต่ถ้ามีความชำนาญในการออกแบบ ก็จะกำหนดค่าได้อย่างเหมาะสมตั้งแต่ต้น โดยวิธีการคิดจะเริ่มจากสูตรซึ่งโดยปกติทางโรงงานผู้ผลิตจะกำหนดให้ทราบ

$$A_p = W.S \quad (6-1)$$

โดย W เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง  
S เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กที่ขดลวดพันอยู่โดยรอบ

#### 6.2 Core gometry Kg Approach

การออกแบบตามวิธี Kg Approach ต้องเลือกค่า Cu loss ( Pcu ) ตั้งแต่เริ่มการคำนวณดังนั้นจึงไม่ค่อยประสบปัญหามากนัก เนื่องจากกำลังสูญเสีย ( Core Loss & Copper Loss ) จะถูกกำหนดในตอนเริ่มต้นการทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้งาน จึงไม่ค่อยยุ่งยากมากนักในการออกแบบ โดยวิธีการคิดจะเริ่มจากสูตร ซึ่งโดยทางโรงงานผู้ผลิตจะกำหนดมาให้ทราบ และแจ้งมาให้ทราบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_g = \frac{WS^2}{t} \quad (6-2)$$

โดยที่	W	เป็นพื้นที่ช่องหน้าต่าง
	S	เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็กที่ขดลวดพันอยู่ในโคจรอบ
	t	เป็นความยาวเฉลี่ยของขดลวดที่พันอยู่รอบแกนแม่เหล็ก 1 รอบ

### 6.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (Lc)

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง มีหลายสิ่งที่จะต้องคำนึงถึง ไม่ว่าจะเป็นการเลือกอุปกรณ์ข้อกำหนดหรือขีดจำกัดต่าง ๆ ซึ่งจะกล่าวถึงดังนี้

#### 6.3.1 การเลือกอุปกรณ์

1. ชนิด ลักษณะโครงสร้าง และขนาดของแกนแม่เหล็กที่นำมาใช้งาน ในที่นี้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์
2. ชนิด รูปร่าง ขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพันของลวดตัวนำ
3. ชนิดและลักษณะฉนวนของลวดตัวนำ
4. ลักษณะโครงสร้างของ Case ตลอดจนการระบายความร้อน

#### 6.3.2 ข้อกำหนด

1. ค่าความเหนี่ยวนำ
2. ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ของกระแสและแรงดัน
3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพหรืออุณหภูมิเพิ่มขึ้นที่ได้จากการพัน

#### 6.3.3 ขีดจำกัด

1. ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก ( $B_{max}$ ) แกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ไม่เกิน 0.6 เทสลา ซึ่งค่าของความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้ อาจถูกกำหนดโดยกำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็ก (Core loss) หรือการอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก (saturation core) ขึ้นอยู่กับข้อกำหนดใดที่ให้ค่า  $B_{max}$  ที่ต่ำกว่า จากกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็กต่อน้ำหนัก ดังนั้นเมื่อทราบถึงความถี่ที่ใช้งาน และทราบถึงค่ากำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็กที่ยอมรับได้ ก็เป็นผลให้ทราบถึงค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดได้เช่นกัน แต่ทั้งนี้ค่าดัง

กล่าวต้องไม่มากไปกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของแกนแม่เหล็กที่ใช้ซึ่งขึ้นอยู่กับสารแม่เหล็กที่นำมาทำแกนแม่เหล็ก

2. กำลังสูญเสียในขดลวด Copper loss (  $P_{cu}$  ) การเลือกค่ากำลังสูญเสียในขดลวดตัวนำ มีความสำคัญต่อการออกแบบโดยวิธี Kg Approach ซึ่งในการออกแบบจะมีการกำหนดกำลังสูญเสียในขดลวดตัวนำ เพื่อคำนวณหาขนาดของแกนแม่เหล็ก การเลือกค่า  $P_{cu}$  ต้องพิจารณาว่ามีค่าเหมาะสมหรือไม่ ซึ่งต้องปรับค่า  $P_{cu}$  ให้เหมาะสมกับขนาดแกนแม่เหล็กที่ใช้งาน ทั้งนี้ค่า  $P_{cu}$  ที่ยอมให้มีได้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ หรือหม้อแปลงโดยทั่วไปแล้วมักมีค่าอยู่ในช่วง 0.5-1.5 เปอร์เซ็นต์ของกำลังที่ส่งผ่านตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลง

3. ค่าความต้านทานจำเพาะของเส้นลวดทองแดง  $\rho$  ค่านี้เป็นคุณสมบัติของทองแดงที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ โดยกำหนดให้อุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำขณะมีภาระ ( load ) เต็มที่มีค่าประมาณ 60 องศาเซลเซียส ค่า  $\rho$  มีค่าเท่ากับ  $1.72 \times 10^{-8}$  โอห์ม-เมตร

4. สัมประสิทธิ์การใช้ช่องหน้าต่าง ของแกนแม่เหล็ก ( Window Utilization Factor :  $k$  ) ซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่บ่งบอกถึงเปอร์เซ็นต์ของการใช้พื้นที่ในการพันขดลวดรอบแกนแม่เหล็ก โดยเทียบกับพื้นที่ที่แกนแม่เหล็กนั้นสามารถให้พื้นที่ได้ ทั้งนี้มีค่าสัมประสิทธิ์กล่าวขึ้นอยู่กับรูปร่างของแกนแม่เหล็ก บอบบี้้น วิธีการพัน ลนวนที่หุ้มทองแดง รวมไปถึงการพันที่แน่นอนหาเพียงไรด้วย ซึ่งโดยปกติจะอยู่ในช่วง 0.3-0.6

5. ปรากฏการณ์นำกระแสเฉพาะที่ผิวลวดตัวนำ ( Skin effect ) ทั้งนี้เมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านลวดตัวนำ จะเป็นผลให้ความหนาแน่นกระแสที่ไหลผ่านลวดตัวนำมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของการปริมาณการไหลของกระแสในขดลวดตัวนำย่อมทำให้เกิดความไม่สมดุลย์ของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก ( electromotive forces : emf's ) บนพื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำ โดยที่แรงเคลื่อนแม่เหล็กนั้นจะมีทิศทางที่ขัดขวางการไหลของกระแส และจะมีผลมากที่สุดตรงจุดศูนย์กลางของขดลวดตัวนำ ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวนำจะถูกผลักให้ไหลอยู่เฉพาะตรงผิวรอบนอกของตัวนำ ทั้งนี้ ปรากฏการณ์นี้จะมีผลมากขึ้นเมื่อความถี่ที่กระแสไหลผ่านขดลวดตัวนำมีความถี่ที่สูงขึ้น

#### 6.4 สมการการออกแบบโดยวิธีการคำนวณแบบ Core Geometry $K_g$ Approach

วิธีนี้เป็นวิธีการออกแบบที่ใช้กำลังการสูญเสียของขดลวดทองแดง  $P_{cu}$  เป็นตัวกำหนด สามารถพิสูจน์ได้จากสมการต่อไปนี้

$$\lambda = N\phi = NI_{peak} \quad (6-3)$$

$$B_{max} = \frac{\phi_{max}}{S} = \frac{\lambda_{max}}{SN} = NI_{peak} \quad (6-4)$$

จะได้

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{max} S} \quad (6-5)$$

$$A_w = \frac{kW}{N} \quad (6-6)$$

$$I = NI \quad (6-7)$$

$$R_w = \frac{\rho l}{A_w} = \frac{\rho N^2 t}{kW} \quad (6-8)$$

$$P_{cu} = I_{rms}^2 R_w \quad (6-9)$$

แทนค่าตัวแปรต่างๆให้อยู่ในรูป  $P_{cu}$

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \rho \frac{L^2 I_{peak}^2 t}{B_{max}^2 S^2 kW} \quad (6-10)$$

จะได้ว่า

$$\frac{L^2 I_{peak}^2}{B_{max}^2 S^2} = N^2 \quad (6-11)$$

จาก 
$$K_g = \frac{WS^2}{t} \quad (6-12)$$

จะได้ 
$$K_{gr} = \frac{WS^2}{t} = \frac{4\rho \left[ (1/2)(LI_{rms}^2) \right] \left[ (1/2)(LI_{peak}^2) \right]}{k_B^2 P_{max\ cu}} \quad (6-13)$$

โดยที่

$\rho$  เป็นสภาพความต้านทานของทองแดงมีค่าเท่ากับ  $1.72 * 10^{-8} \Omega$

$R_w$  เป็นความต้านทานรวมของขดลวดที่ใช้พันรอบแกนเหล็ก

$L$  เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการออกแบบ

$I_{rms}$  เป็นค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

$I_{peak}$  เป็นค่ากระแสยอดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

$k$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของหน้าตัดหรือค่าขีดจำกัดหน้าตัดมีค่า 0.1 - 0.6

$B_{max}$  เป็นค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับได้ สำหรับแกนเฟอร์ไรต์

มีค่าไม่เกิน 0.6T

$P_{cu}$  เป็นค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดง

$W$  เป็นพื้นที่ของหน้าตัด

$S$  เป็นพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กที่ขดลวดทองแดงพันอยู่โดยรอบ

$l$  เป็นความยาวโดยประมาณของขดลวดที่ต้องการใช้ในการพันขดลวด

$t$  เป็นความยาวเฉลี่ยของขดลวดที่พันอยู่รอบแกนเหล็ก

$A_w$  เป็นพื้นที่หน้าตัดของขดลวดทองแดง

$N$  เป็นจำนวนรอบที่พันรอบแกนเหล็ก

$N_{wire}$  เป็นจำนวนเส้นของขดลวดทองแดงที่ต้องพันพร้อมกัน

$r$  เป็นความถี่ที่ต้องการออกแบบ

### 6.5 ขั้นตอนในการออกแบบ

1. จากข้อกำหนดและขีดจำกัดคำนวณหาค่า  $K_{gr}$  ได้จาก

$$K_{gr} = \frac{WS^2}{t} = \frac{4\rho \left[ (1/2)(LI_{rms}^2) \right] \left[ (1/2)(LI_{peak}^2) \right]}{kB_{max}^2 P_{cu}} : m^5 \quad (6-14)$$

2. เลือกขนาดของแกนที่มีค่า  $K_g$  มากกว่า  $K_{gr}$  ที่ได้จากการคำนวณเพื่อที่จะได้สามารถ

พันขดลวดทองแดงรอบแกนแม่เหล็กได้ และเป็นการรับรองว่าขนาดแกนแม่เหล็กสามารถจ่ายกำลังได้ตามค่ากระแสและแรงดันที่ตกคร่อม ทั้งนี้ค่า  $K_g$  สามารถหาได้จากคู่มือรายละเอียดและการ

ใช้งานแกนแม่เหล็ก ได้จากสูตร

$$K_g = \frac{WS^2}{l} : m^5 \quad (6-15)$$

3. คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวนำจากสูตร  $N = \frac{LI_{peak}}{B_{max} S} : \text{รอบ} \quad (6-16)$

4. คำนวณหาขนาดของพื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำจากสูตร

$$A_w = \frac{kW}{N} : m^2 \quad (6-17)$$

5. เลือกขนาดหรือเบอร์ของขดลวดตัวนำ โดยปกติจะแบ่งขนาดตามหน่วย SWG ทั้งนี้ต้อง

เลือกขนาดของขดลวดตัวนำที่มี  $A_w$  ที่มากกว่า  $A_w$  ที่ได้จากการคำนวณในข้อที่ 4 และต้องเลือกกรรมวิธี

ของขดลวดทองแดงให้เล็กกว่าความถี่การไหลของค่ากระแสบนผิวขดลวดตัวนำ (skin depth) โดย

หาได้จากสูตร 
$$\delta = \frac{6.61}{\sqrt{f}} \quad (6-18)$$

6. คำนวณช่องว่างอากาศ (air gap) ได้จากสูตร

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 S}{L} : m \quad (6-19)$$

7. ผลจากเส้นแรงแม่เหล็กกระจายโดยรอบที่ขอบหน้าตัดแกนแม่เหล็ก ทำให้พื้นที่หน้าตัด

ของช่องว่างอากาศมีมาก (Fringing Flux Correction Factor : F) โดยสามารถหาได้จากสูตร

$$F = 1 + \frac{l_g}{S} \ln \left[ \frac{2G}{l_g} \right] \quad (6-20)$$

8. ปรับลดค่า  $l_g$  จนได้ค่า  $L$  ที่ต้องการ

## บทที่ 7

## การออกแบบและการคำนวณ

## 7.1 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

ออกแบบโดยใช้วิธี Core Geometry Kg Approach

ค่าที่ต้องการออกแบบ  $V_1 = 150$  โวลต์  $I_1 = 7$  A<sub>rms</sub> $V_2 = 230$  โวลต์  $I_2 = 4.56$  A<sub>rms</sub>

$$K_g = \frac{\rho [V_1^2 I_{1rms}^2 + V_2^2 I_{2rms}^2]}{8 K_B^2 f^2 P_{cu}} \quad (7-1)$$

$$= \frac{2 * 10^{-8} [150^2 * 7^2 + (230)^2 * (4.56)^2]}{8 * 0.1 * 0.06^2 * (10^5)^2 * 2}$$

$$= 4.02 * 10^{-10} \text{ m}^5$$

เลือกแกน EE - 80 มีค่า  $W = 583.74 \text{ mm}^2$ 

$$S = 392.04 \text{ mm}^2$$

$$t = 162 \text{ mm}$$

$$K_g \text{ ของแกน EE - 80 มีค่า } \frac{WS^2}{t} = 5.54 * 10^{-10} \text{ m}^5$$

$$N_1 = \frac{V_1}{4.44 * B_{max} * S * f} \quad (7-2)$$

$$= \frac{150}{4.44 * 0.06 * 392.04 * 10^{-6} * 10^5}$$

$$= 14.36 \approx 15 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_2 = \frac{230}{4.44 * 0.06 * 392.04 * 10^{-6} * 10^5}$$

$$= 22.024 \approx 23 \text{ รอบ}$$

$$\text{turn ratio} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{15}{23} = 0.65$$

$$\text{Skin Depth } \delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (7-3)$$

$$= \sqrt{\frac{2 * 2 * 10}{4\pi * 10^{-7} * 2\pi * 10^5}}$$

$$= 0.221 \text{ mm}$$

$$A_{w1} = \frac{kW}{2N_1} \quad (7-4)$$

$$= \frac{0.1 * 583.74 * 10^{-6}}{2 * 15}$$

$$= 1.95 \text{ mm}^2$$

$$A_{w2} = \frac{kW}{2N_2} \quad (7-5)$$

$$= \frac{0.1 * 583.74 * 10^{-6}}{2 * 23}$$

$$= 1.27 \text{ mm}^2$$

ค้ำาน primary เลือกรเบอร์ลวด SWG32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{จำนวนเส้นที่ตีเกลียว} = \frac{A_{w1}}{59.13 * 10^{-3}} \quad (7-6)$$

$$= 32.98 \approx 33 \text{ เส้น}$$

ด้าน secondary เล็กเบอร์ถวด SWG 32

$$\text{จำนวนเส้นที่ตีเกลียว} = \frac{A_{w2}}{59.13 * 10^{-3}} \quad (7-7)$$

$$= 21.48 \approx 22 \text{ เส้น}$$

$$\text{ได้ turn ratio } a = \frac{N_1}{N_2} = \frac{15}{23} = 0.65$$

$$\begin{aligned} \text{core loss} &= 9.5623 * 10^{-6} * B_{\text{max}}^{2.22} * f^{1.192} \\ &= 0.017 \text{ Watt/garm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Cu loss} &= I_{1\text{rms}}^2 \left[ \rho \frac{N_1^2 t}{A_{w1}} \right] + I_{2\text{rms}}^2 \left[ \rho \frac{N_2^2 t}{A_{w2}} \right] \quad (7-8) \\ &= 7^2 \left[ 2 * 10^{-8} * \frac{15^2 * 162 * 10^{-3}}{59.13 * 10^{-3} * 33} \right] + 4.56^2 \left[ 2 * 10^{-8} * \frac{23^2 * 162 * 10^{-3}}{59.13 * 10^{-3} * 22} \right] \\ &= 1.22 + 1.2 * 10^{-6} \\ &\approx 1.22 \text{ Watt} \end{aligned}$$

## 7.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง (LF)

ออกแบบ  $L_f$  มีค่าเท่ากับ 1.38 mH กระแสพิกัด  $6A_{\text{rms}}$

$$\begin{aligned} \text{Energy Storage} &= 0.5 L I^2 \quad (7-9) \\ &= 0.5 * 1.38 * 6 * 6 = 24840 \text{ uJ} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก Data Sheet เลือกรุ่น Material ชนิด -26 และใช้แกน T250 (Energy Storage ที่ 40 °C ของ T250 มีค่ามากกว่า 24840 uJ) จากข้อมูลที่มีค่า Energy Storage 24840uJ มีค่า Ampere-Turns เท่ากับ 650

$$\text{จาก } NI = 650$$

$$\text{ได้ } N=650/I=108 \text{ รอบ}$$

กำหนดค่าความหนาแน่นของกระแส  $0.7 \text{ A/mm}^2$  ดังนั้นใช้สวดที่มีพื้นที่หน้าตัดมากกว่า  $1.38/0.7 = 1.97 \text{ mm}^2$  เลือกเบอร์ลวด SWG 15 ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัด  $2.673 \text{ mm}^2$  จากข้อมูลแกน T250 ใช้ลวดเบอร์ SWG15 สามารถพันเต็มแกนได้ทั้งหมด 186 รอบ ดังนั้นจึงสามารถพันลงแกนได้

ออกแบบความถี่ใช้งานที่ 100 kHz และความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก 800 Gauss

$$\begin{aligned} \text{ค่าความสูญเสียในแกนเหล็ก} &= 6.94 \cdot 10^{-10} \cdot f^{1.36} \cdot B^{2.03} \\ &= 3.424 \text{ W/cm}^3 \end{aligned}$$

จากข้อมูล ปริมาตรของแกนเหล็กมีค่าเท่ากับ  $57.4 \text{ cm}^3$  ดังนั้นค่าความสูญเสียในแกนทั้งหมดเท่ากับ 196.54 Watt

### 7.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ( $L_c$ )

ค่าความเหนี่ยวนำ ( $L_c$ ) เท่ากับ  $85 \text{ uH}$  กระแส  $7 \text{ A}_{\text{rms}}$

$$K_g = \frac{4\mu(0.5L_p^2)(0.5L_{\text{rms}}^2)}{K_B^2 P_{\text{max cu}}} \quad (7-10)$$

$$= \frac{4 \cdot 2 \cdot 10^{-8} \cdot (0.5 \cdot 85 \cdot 10^{-6})^2 \cdot (0.5 \cdot 85 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 7^2}{0.1 \cdot 0.08^2 \cdot 10}$$

$$= 1.08 \cdot 10^{-10} \text{ m}^5$$

เลือกแกน EE-55 มีค่า  $W = 193.725 \text{ mm}^2$

$$S = 352 \text{ mm}^2$$

$$t = 116.4 \text{ mm}$$

$$K_g \text{ ของแกน EE-55 มีค่า } \frac{WS^2}{t} = 2.06 * 10^{-10} \text{ m}^5$$

$$N = \frac{Ll}{B_m S} \quad (7-11)$$

$$= \frac{(85 * 10^{-6}) * 9.9}{0.08 * 352 * 10^{-6}}$$

$$= 29.88 \approx 30 \text{ รอบ}$$

$$A_w = \frac{KW}{N} \quad (7-12)$$

$$= \frac{0.1 * 193.725 * 10^{-6}}{30}$$

$$= 0.646 \text{ mm}^2$$

$$\text{Skin Depth } \delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (7-13)$$

$$= \sqrt{\frac{2 * 2 * 10}{4\pi * 10^{-7} * 2\pi * 10^5}}$$

$$= 0.221 \text{ mm}$$

เลือกเบอร์ลวด SWG32 ที่มีพื้นที่หน้าตัด  $59.13 * 10^{-3} \text{ mm}^2$  ซึ่งมีรัศมีน้อยกว่าค่า

Skin Depth

$$\text{จำนวนเส้นที่ตีเกลียว} = \frac{A_w}{59.13 * 10^{-3}} \quad (7-14)$$

$$= \frac{0.646 * 10^{-6}}{59.13 * 10^{-3}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 10.92 \approx 11 \text{ เส้น}$$

$$A_{ws} = 11 * 59.13 * 10^{-3} = 0.65 \text{ mm}^2$$

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 A}{2L}$$

(7-15)

$$= \frac{30 * 4\pi * 10^{-7} * 352 * 10^{-6}}{2 * 85 * 10^{-6}}$$

$$= 2.34 \text{ mm}$$

#### 7.4 การออกแบบพารามิเตอร์วงจรพื้นฐาน Class E Resonant Inverter

- Quality Factor = 5
- ความถี่ใช้งาน 100 kHz
- แรงดันขาเข้าไฟตรง 150 โวลท์
- Duty Cycle 0.5
- กำลังขาออก 1000 Watt

สามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์พื้นฐานของ Class E Resonant Inverter ได้ดังนี้

$$R_i = \left( \frac{8}{\pi^2 + 4} \right) \left( \frac{V_{DC}^2}{P_O} \right) = 0.5249 * \frac{150^2}{1000} = 12 \Omega$$

$$C_1 = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4) \omega R_i} = \frac{0.2067}{\omega R_i} = 27.41 \text{ nF}$$

$$C = \frac{1}{\omega R_i (Q - 1.1525)} = \frac{0.2269}{\omega R_i} = 30 \text{ nF}$$

$$L = \frac{Q_{LR} R_i}{\omega} = \frac{5.673 * 12}{\omega} = 0.108 \text{ mH}$$

$$L_f = 2 \left( \frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{R_i}{f} = \frac{10}{\omega^2 C_1} = 0.92 \text{ mH}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 7.5 การออกแบบวงจรด้านทฤษฎีของหม้อแปลง

ลักษณะของวงจรด้านโทลด์เป็นโทลด์แบบขนาน เพื่อช่วยให้ค่าตัวประกอบคุณภาพมีค่ามากขึ้น ส่วนในแง่ของการแก้ค่าตัวประกอบกำลังนั้น จะพิจารณาเฉพาะที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเท่านั้น คือต้องการให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ย้ายมาด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง รวมทั้งตัวหม้อแปลงเองมีค่ารีซีสทีฟโทลด์มากที่สุด ซึ่งค่าความต้านทานที่ย้ายมาและเหมาะสมกับค่ากำลังไฟที่ต้องการนั้นสามารถปรับได้โดยมีค่าขึ้นอยู่กับ turn ratio ของหม้อแปลง

ค่าอิมพีแดนซ์ของขดลวดเหนี่ยวนำที่วัดได้  $R_s = 0.67$  โอห์ม  $L_s = 6.29$   $\mu\text{H}$  ซึ่งเมื่อคิดเป็นค่า R และ L ขนานกันจะได้  $R_p = 24$  โอห์ม  $L_p = 6.43$   $\mu\text{H}$

$$\begin{aligned} \text{จาก } C_b &= Q_p / \omega R_p \\ &= 5 / (2\pi * 10^5 * 24) \\ &= 0.33 \mu\text{F} \end{aligned}$$

ในทางปฏิบัติเราใช้ค่า  $C_b = 0.33$   $\mu\text{F}$  เป็นค่าเริ่มต้น แล้วทำการปรับปรุงค่าให้เพิ่มขึ้นหรือลดลงในภายหลัง ทั้งนี้จุดประสงค์คือ ต้องการให้สัญญาณรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ด้านขาเข้าของหม้อแปลงมีความต่างเฟสกันน้อยที่สุด

สำหรับค่าอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงได้มีการลองปรับค่าเพื่อให้ค่าที่ย้ายมาทางด้านปฐมภูมิมีค่าที่เหมาะสม สำหรับในวงจรนี้ใช้ค่า  $a = 0.65$

## บทที่ 8

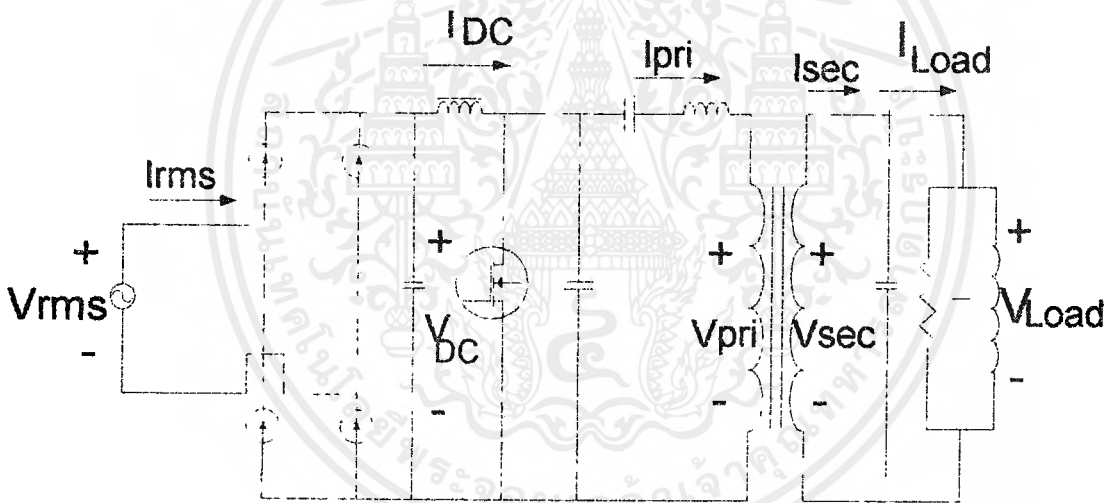
## การทดลอง และผลการทดลอง

## 8.1 การทดลองหาประสิทธิภาพของเครื่อง

## 8.1.1 การทดลองที่ 1 การหาประสิทธิภาพทางไฟฟ้าที่ส่วนต่างๆของวงจร

วัตถุประสงค์ เพื่อหาประสิทธิภาพที่ส่วนต่างๆของวงจร

วิธีการทดลอง บันทึกค่าแรงดัน กระแสและค่าตัวประกอบกำลังเพื่อหาประสิทธิภาพของส่วนต่างๆในวงจร โดยทำการทดลองที่ระดับแรงดันต่างๆ



รูปที่ 8.1 แสดงวงจรที่ใช้ในการทดลอง

### ผลการทดลองที่ 1

Vrms (V)	25	50	75	100	125
Irms (A)	2.4	4.1	5.9	7.6	9.6
Cos $\Theta$	0.72	0.72	0.74	0.76	0.73
Pin (W)	43.2	147.6	327.45	577.6	876
VDC (V)	31.2	56.2	86.3	114.7	140
IDC (A)	1.38	2.6	3.7	5	6.2
PDC (W)	43.06	146.12	319.31	573.5	868
Vpri (V)	19.5	38.1	57.9	75.4	98
I pri (A)	1.8	3.4	5.3	6.7	8.8
Cos $\Theta$ pri	0.98	0.98	0.98	0.98	0.98
Ppri (W)	34.4	126.95	300.73	495.07	850.64
Vsec (V)	26.2	51.2	78	101.5	132
Isec (A)	1.4	2.5	3.9	4.9	6.5
Cos $\Theta$ sec	0.809	0.809	0.809	0.809	0.809
Psec (W)	29.67	103.55	246.1	402.36	694.12
Vload (V)	26.2	51.2	78	101.5	132
I load (A)	2.1	3.8	5.8	7.4	9.8
Cos $\Theta$ load	0.535	0.535	0.6535	0.535	0.535
Pload (W)	29.44	104.09	242.03	401.84	692.07
$\eta$ rectifier(%)	99.66	99	97.51	99.29	99.09
$\eta$ classE (%)	79.89	86.88	94.18	86.32	98
$\eta$ หม้อแปลง(%)	86.25	81.57	81.83	81.28	81.6
$\eta$ วงจร(%)	68.14	70.52	73.91	69.57	79

### สรุปผลการทดลองที่ 1

จากผลการทดลอง ซึ่งแสดงประสิทธิภาพที่ส่วนต่างๆของวงจร จะเห็นว่าประสิทธิภาพของวงจรไฟตรงมีค่าใกล้เคียง 100 % ส่วนหม้อแปลงมีค่าประมาณ 80 % ซึ่งถือว่ามีค่าค่อนข้างดี ส่วนประสิทธิภาพของ Class E Resonant Inverter มีค่าเพิ่มขึ้นที่ระดับแรงดันสูงขึ้น และประสิทธิภาพโดยรวมของระบบค่อนข้างดี แต่จากการทดลองค้มนำโดยการวัดกำลังงานความร้อนของน้ำพบว่าประสิทธิภาพลดลงเล็กน้อย ทั้งนี้เนื่องจากเกิดความสูญเสียจากความร้อนแผ่ และการถ่ายเทความร้อนจากภาชนะ ไปยังน้ำ ซึ่งผลการทดลองได้แสดงไว้ในผลการทดลองที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.1.2 การทดลองที่ 2 การหาประสิทธิภาพทางความร้อนโดยการวัดอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปของน้ำ

วัตถุประสงค์ เพื่อหาประสิทธิภาพที่แท้จริงของเครื่องเมื่อโหลดของอุปกรณ์คือน้ำ และอินพุทของอุปกรณ์ คือ ไฟฟ้ากระแสสลับจากการไฟฟ้า

วิธีการทดลอง ทำโดยการหาประสิทธิภาพของอุปกรณ์ ณ ระดับแรงดันต่างๆ โดยดูที่อุณหภูมิของน้ำที่เปลี่ยนไป เพื่อแทนค่าในความสัมพันธ์

$$P_{out} = Q / \Delta t = (mc\Delta T) / \Delta t \quad (\text{kW})$$

เมื่อ  $P_{out}$  คือ กำลังงานที่ได้ (kW)

$Q$  คือ ปริมาณความร้อนที่ใช้ในการหุงต้ม (kJ)

$m$  คือ มวลของน้ำ (kg)

$c$  คือ ความร้อนจำเพาะของน้ำ มีค่าประมาณ  $4.184 \text{ kJ/kg ที่ } 25^\circ\text{C}$

$\Delta t$  คือ เวลาที่ใช้ในการหุงต้ม (sec)

$\Delta T$  คือ ความแตกต่างของอุณหภูมิน้ำในการหุงต้ม ( $^\circ\text{C}$ )

โดยกำหนดเวลาที่ใช้ไว้ 7.22 นาที และปริมาณน้ำคงที่ 1 ลิตร โดยมีอุณหภูมิเริ่มต้นเท่ากับ  $28^\circ\text{C}$

ได้ประสิทธิภาพเท่ากับ  $P_{out} / P_{in}$

เมื่อ  $P_{out}$  คือ กำลังงานที่ได้จากความสัมพันธ์ข้างต้น

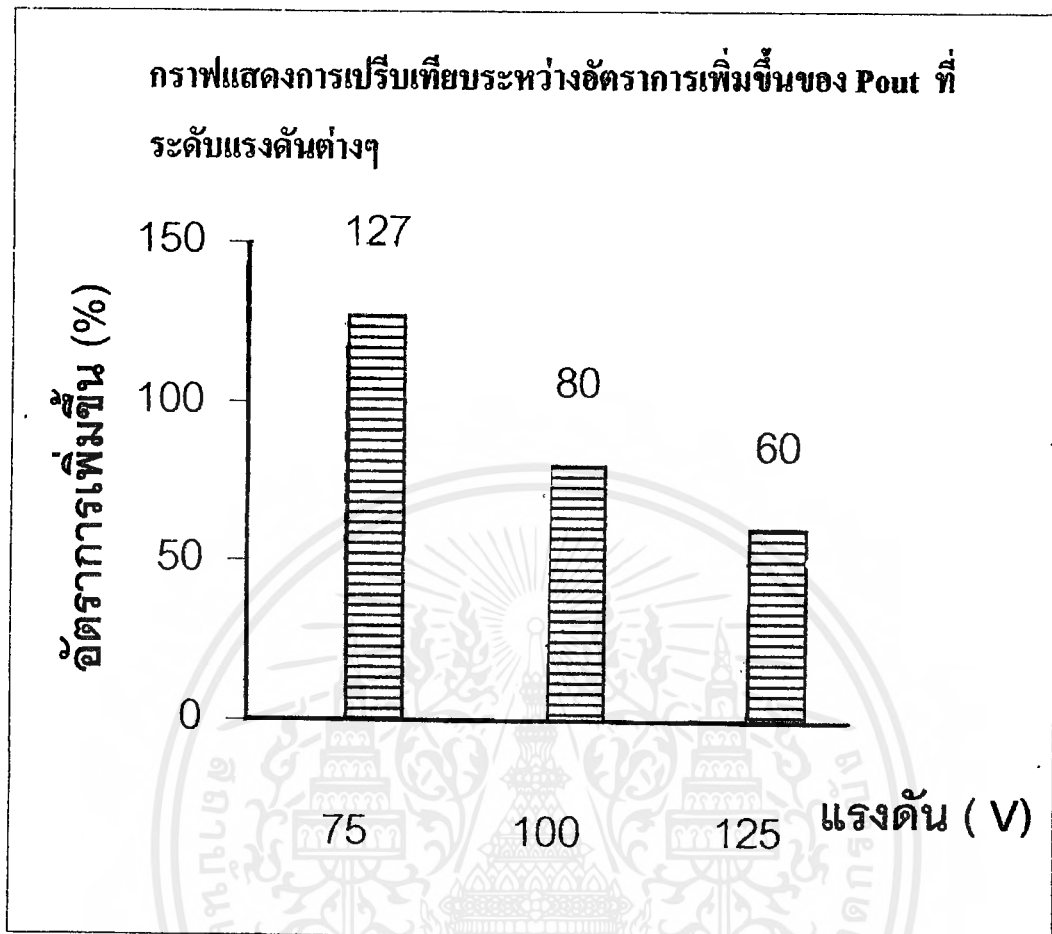
$P_{in}$  คือ ผลคูณแรงดันไฟฟ้าสลับจากการไฟฟ้า ( $V_{rms}$ ) กับกระแสที่ใช้งาน ( $I_{rms}$ ) ซึ่งได้จากการอ่านค่าจาก โวลท์มิเตอร์ และแอมป์มิเตอร์ และค่าตัวประกอบกำลังอ่านได้จาก เพาเวอร์แฟกเตอร์มิเตอร์ ( $\text{COS } \theta$ )



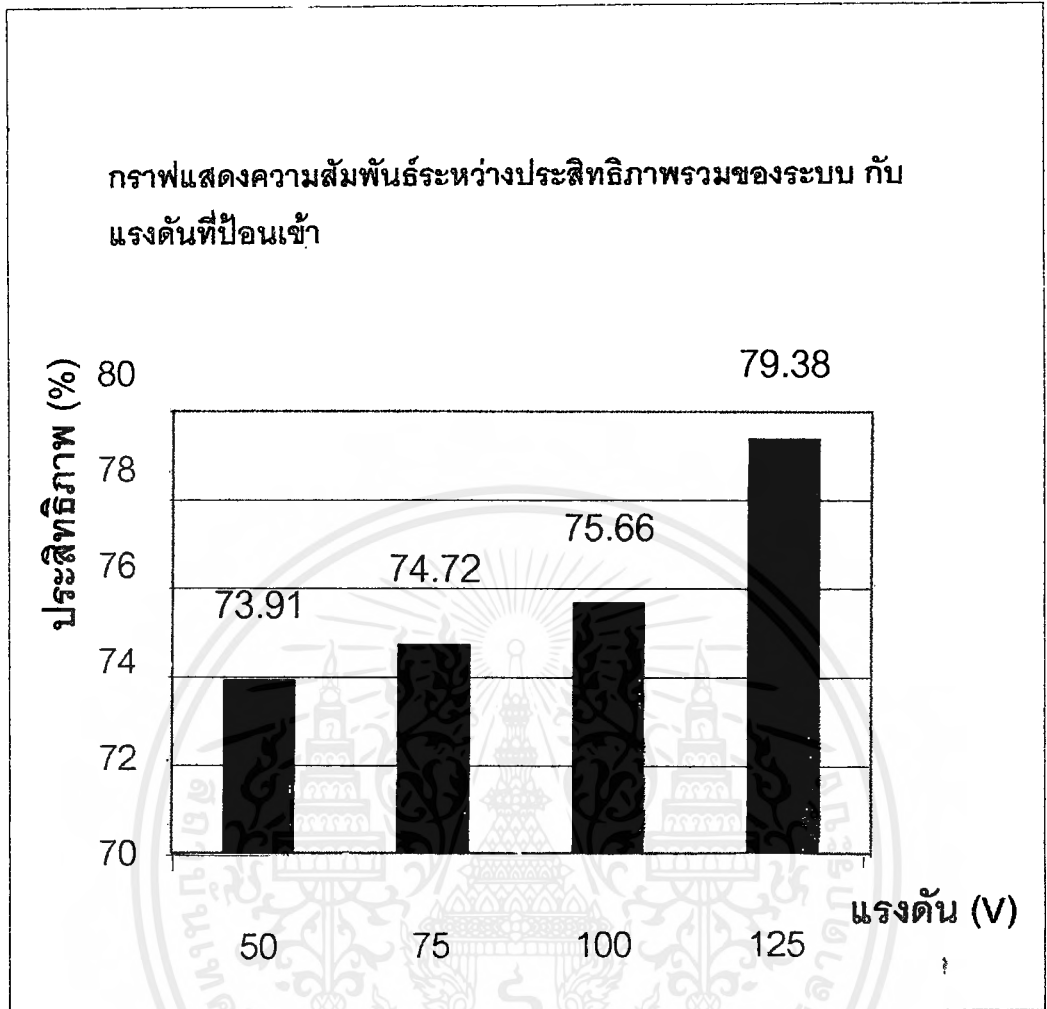
รูปที่ 8.2 แสดงภาชนะที่ใช้ในการหุงต้ม

## ผลการทดลองที่ 2

Vrms (V)	Irms (V)	COSE	Pin (W)	T (°C)	Pout (W)	$\eta$ (%)	% ที่เพิ่มขึ้นของ Pout
50	4.1	0.72	147.6	38	94.7	64.07	
75	5.9	0.74	327.45	53	236.4	72.19	127
100	7.6	0.76	577.6	70	397.2	68.77	80
125	9.6	0.73	876	100	680.9	77.72	60



รูปที่ 8.3 แสดงรูปภาพการเปรียบเทียบระหว่าง อัตราการเพิ่มขึ้นของ Pout ที่ระดับแรงดันต่างๆ



รูปที่ 8.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพรวมของระบบกับแรงดันป้อนเข้า

## สรุปผลการทดลองที่ 2

จะเห็นว่าประสิทธิภาพทางความร้อนมีค่าต่ำกว่าที่คำนวณได้จากประสิทธิภาพทางไฟฟ้า ในการทดลองที่ 1 ทั้งนี้เหตุผลเป็นไปตามที่กล่าวไว้แล้ว และประสิทธิภาพทางความร้อนโดยรวมมีแนวโน้มสูงขึ้นเมื่อป้อนระดับแรงดันขาเข้าสูงขึ้น แต่ในขณะที่เดียวกันจะเห็นว่าค่า Power Loss มีแนวโน้มสูงขึ้นเช่นกัน แต่อัตราการเพิ่มขึ้นของ Power Loss มีอัตราต่ำกว่าอัตราการเพิ่มขึ้นของ Power ที่ Output ดังนั้นประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรจึงมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อปรับแรงดันอินพุทให้สูงขึ้น

### 8.1.3 การทดลองที่ 3 การหาผลต่างของอุณหภูมิที่เปลี่ยนไปในช่วงเวลาต่างๆ

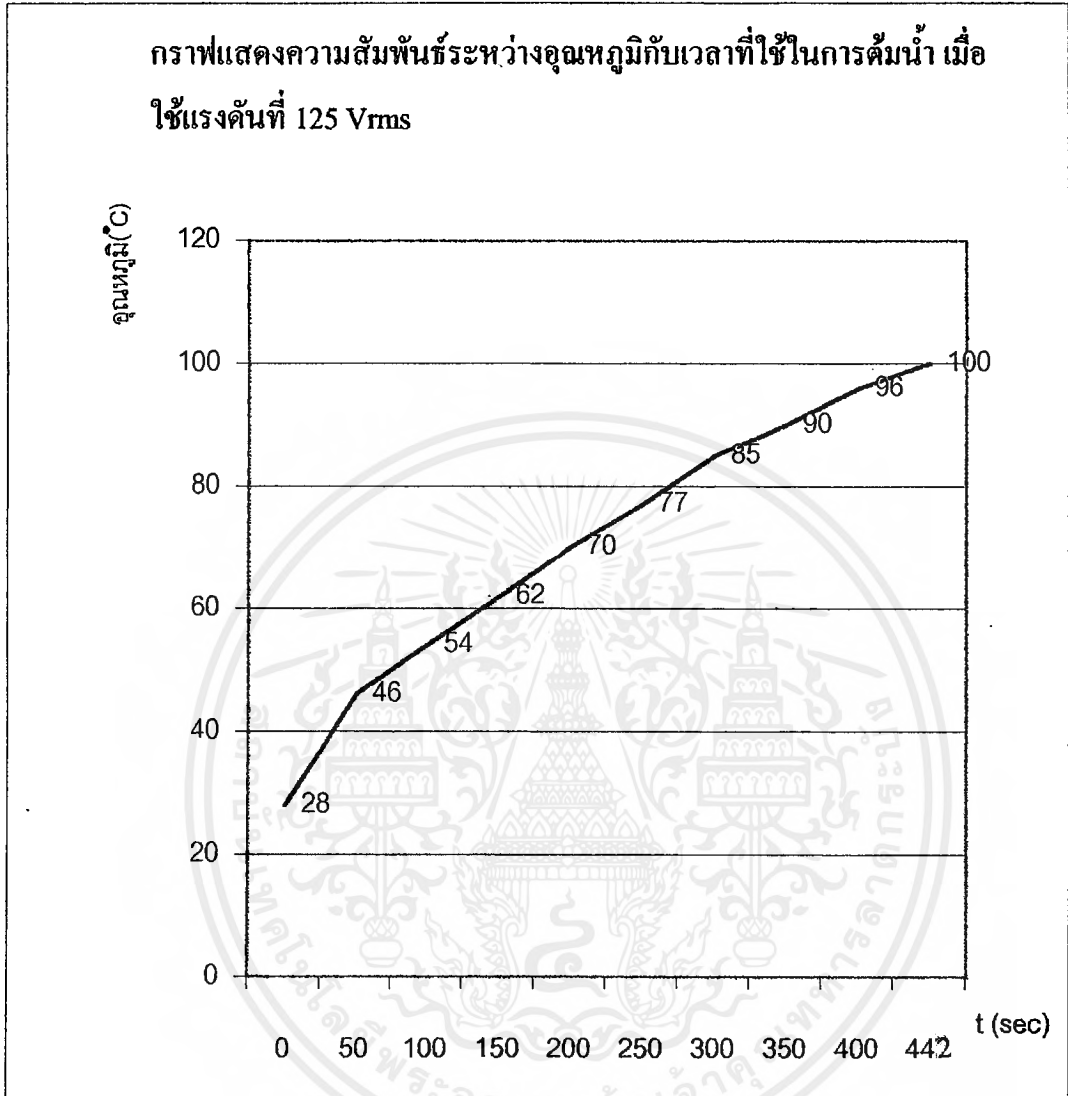
**วัตถุประสงค์** เพื่อแสดงอัตราการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิในช่วงเวลาต่างๆ

**วิธีการทดลอง** ทำการบันทึกอุณหภูมิของน้ำทุก 50 วินาที เป็นเวลาทั้งหมด 7.22

นาที โดยทำที่ระดับแรงดันต่างๆกัน

### ผลการทดลองที่ 3

เวลา (วินาที)	50	100	150	200	250	300	350	400	442	Pout (W)
แรงดันขาเข้า (V <sub>rms</sub> )										
50	28.5	30	31.5	33	34	35	36	37	38	104.03
75	30	34	38	41	44	47	50	53	56	236.4
100	34	39	44	49	53	58	62	68	73	425.5
125	46	54	62	70	77	85	90	96	100	680.9

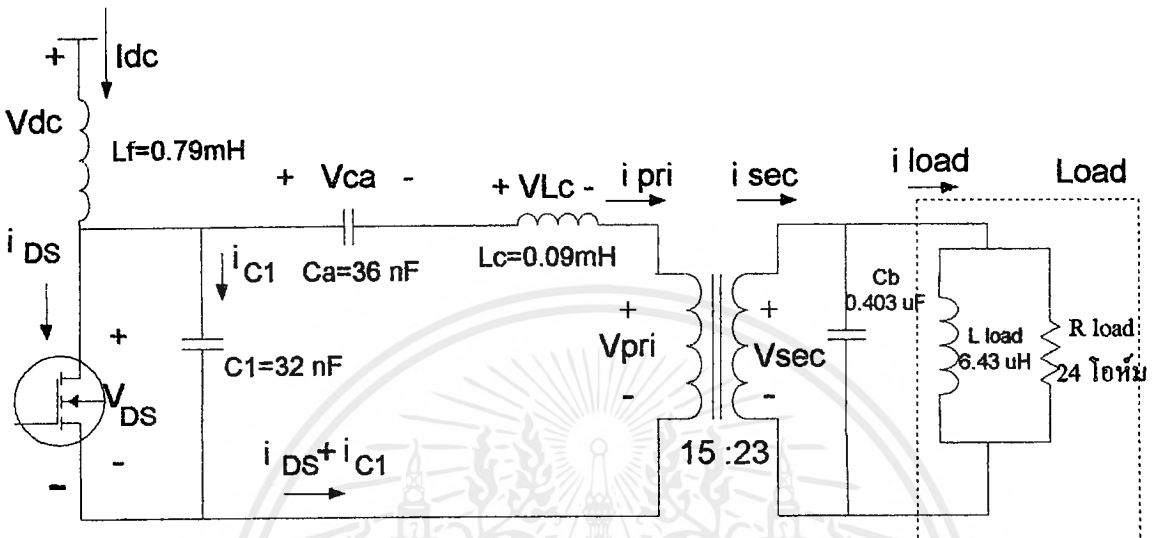


รูปที่ 8.5 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับเวลาที่ใช้ในการต้มน้ำ เมื่อใช้ระดับแรงดันที่ 125 Vrms

### สรุปผลการทดลองที่ 3

จากกราฟความสัมพันธ์แสดงให้เห็นว่า ในการต้มน้ำแต่ละครั้งถ้ายังใช้เวลานาน จะเกิดพลังงานสูญเสียที่มากขึ้น โดยสังเกตได้จากเมื่อเวลาสูงขึ้น อัตราการเพิ่มของอุณหภูมิจะเพิ่มขึ้นในอัตราที่ลดลง แต่ถ้าเพิ่มระดับแรงดันที่ใช้สูงขึ้น จะให้พลังงานที่เพิ่มขึ้นในอัตราที่เพิ่มขึ้น

## 8.2 การวัดกระแสและแรงดัน

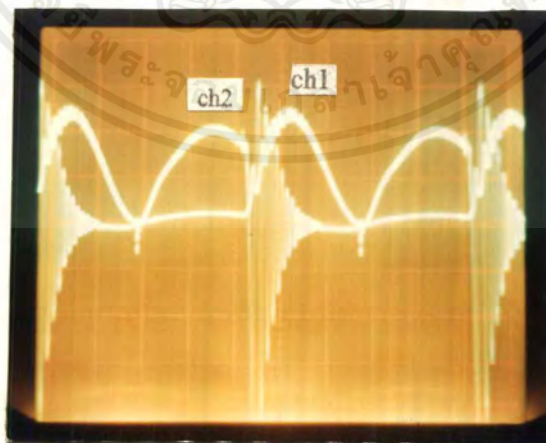


รูปที่ 8.6 แสดงวงจรที่ใช้วัดกระแสและแรงดัน

จากวงจรที่ใช้งานซึ่งใช้สามารถวัดสัญญาณแรงดันและกระแส ณ จุดต่าง ๆ ของวงจร โดยทำการวัดที่ระดับแรงดันไฟตรงเท่ากับ 125 โวลท์ ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่ใช้งาน แสดงดังรูปต่อไปนี้

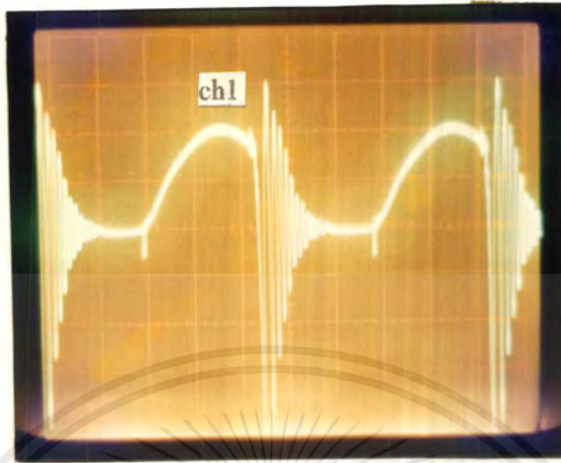


รูปที่ 8.7 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อม IRFP460 และ สัญญาณขับเคลื่อนของ IR2125 โดยตั้ง probe\*100 ch1 2 V/D และ probe \*1 ch2 5 V/D

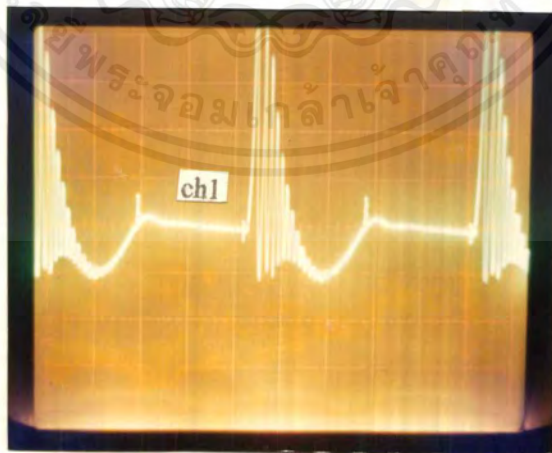


รูปที่ 8.8 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมและกระแสของ IRFP460 โดยตั้ง probe\*100 ch1 2V/D และ probe\*10 ch2 2V/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

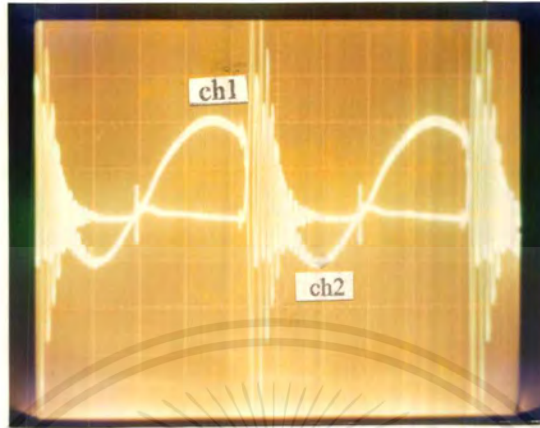


รูปที่ 8.9 แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสของ IRFP 460 โดยตั้ง probe\*10 ch1 2V/D



รูปที่ 8.10 แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับ IRFP 460 โดยตั้ง probe\*10 ch1 2V/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

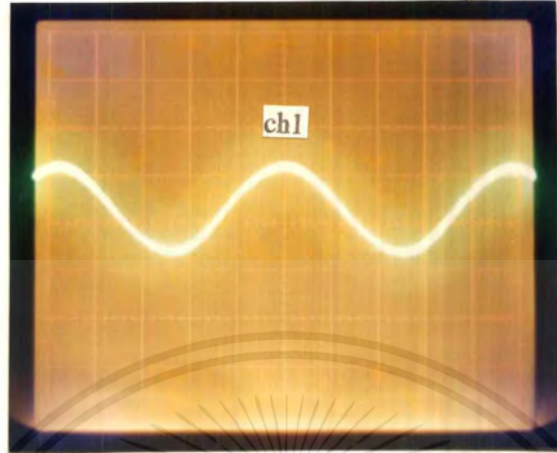


รูปที่ 8.11 แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสของ IRFP460 และกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับ IRFP460 โดยตั้ง probe\*10 ch1 2V/D และ probe\*10 ch2 2V/D

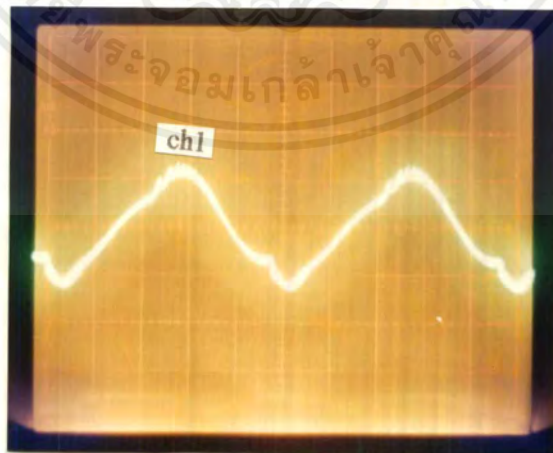


รูปที่ 8.12 แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสของ IRFP 460 ร่วมกับกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับ IRFP 460 โดยตั้ง probe\*10 ch1 2V/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

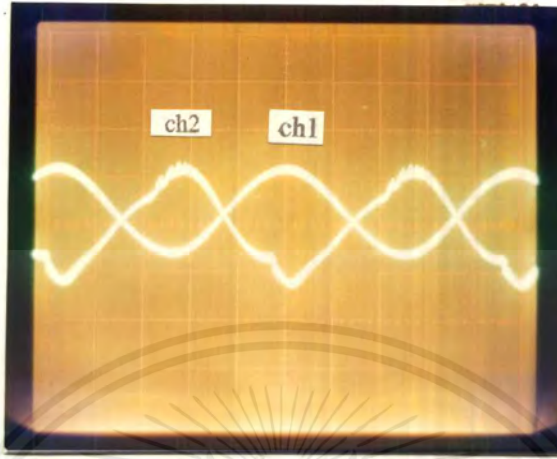


รูปที่ 8.13 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันคกคร่อมตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรม  
ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง โดยตั้ง probe\*10 ch1 5V/D

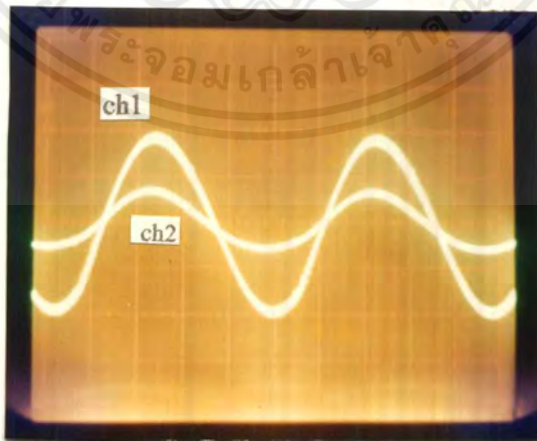


รูปที่ 8.14 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันคกคร่อมตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรม  
ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง โดยตั้ง probe\*10 ch1 5V/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

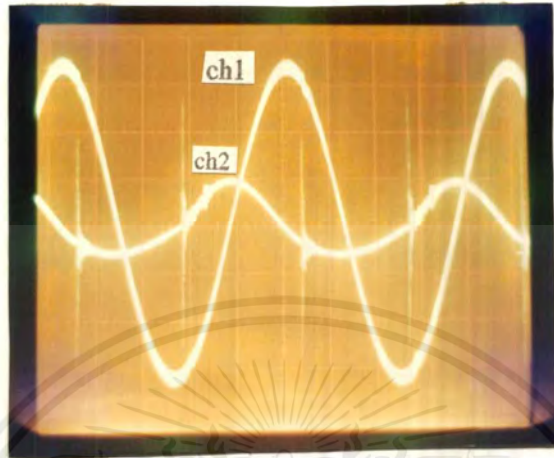


รูปที่ 8.15 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันคกรวม ตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง และแรงดันคกรวมตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง โดยตั้ง probe\*100 ch1 5V/D และ probe\*100 ch2 5V/D

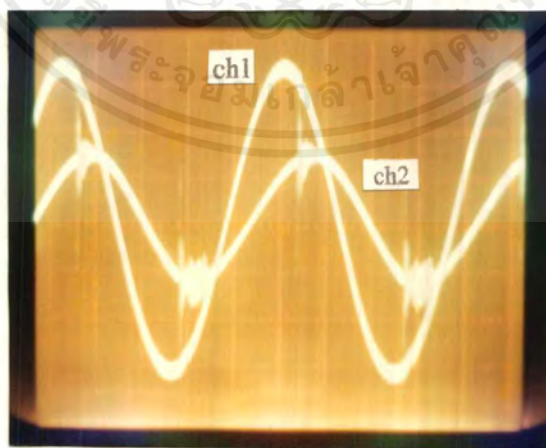


รูปที่ 8.16 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันคกรวมและกระแสด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง โดยตั้ง probe\*10 ch1 5V/D และ probe\*10 ch2 5V/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.17 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมและกระแส ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงโดยตั้ง probe\*10 ch1 5V/D และ probe\*10 ch2 50 mV/D



รูปที่ 8.18 แสดงรูปคลื่นสัญญาณแรงดันตกคร่อมด้านทุติยภูมิ และกระแสที่ผ่านขดลวดเหนี่ยวนำโดยตั้ง probe\*10 ch1 5V/D และ probe\*1 ch2 20 mV/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 9

### บทวิจารณ์และสรุป

#### 9.1 สรุปผลการทดลอง

ความร้อนที่เกิดขึ้นกับน้ำที่บรรจุในภาชนะหุงต้มเกิดความร้อนขึ้นต่อเนื่องรวดเร็วพอสมควร เนื่องจากความถี่ที่ใช้งานเป็นความถี่สูง อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสจะเกิดได้เร็ว ซึ่งทำให้การเหนี่ยวนำที่ผิวโลหะของภาชนะหุงต้มเกิดได้เร็ว แต่ผลการทดลองยังไม่เป็นที่น่าพอใจนัก เนื่องจากข้อจำกัดของอุปกรณ์สวิตซ์ ซึ่งรวมทั้งกำลังงานความร้อนของระบบได้สูญเสียไปในปริมาณค่อนข้างสูง ไม่ว่าจะเกิดความร้อนแฝงหรือการถ่ายเทความร้อนไปสู่ภายนอกของระบบ เป็นต้น

#### 9.2 ข้อเสนอแนะ

จากการทดลองที่ผ่านมาพบว่ามียังจรรยาในส่วนต่างๆ มีข้อผิดพลาดอยู่หลายประการ ซึ่งสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นได้ ดังนี้

- ส่วนของวงจรขับ Power MOSFET ซึ่งได้นำ TL 494 มาเป็นตัวสร้างสัญญาณ Pulse เพื่อขับเกท ควรมีการต่อวงจรป้อนกลับ (Feedback Control) เพื่อที่จะสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ใช้งานไปตามสภาวะต่าง ๆ ของโหลดที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไป เนื่องจากความร้อนที่สะสมอยู่ในตัวมันเอง เพื่อรักษาประสิทธิภาพและเสถียรภาพของระบบให้ดียิ่งขึ้น

- ในการขับ Power MOSFET ได้ใช้ IR 2125 เป็นตัวขับ ซึ่งสามารถทำงานได้ดีในการขับ Power MOSFET เพียงสัญญาณเดียว และเนื่องจากข้อจำกัดทางด้านพิกัดกำลังของ Power MOSFET ทำให้คณะผู้จัดทำได้ทำการต่อขานาน Power MOSFET เพื่อให้สามารถเพิ่มพิกัดกำลังของอุปกรณ์ จึงต้องทำการขานานสัญญาณขับเป็น 2 ชุดหลังผ่าน IR 2125 เพื่อให้สามารถขับ Power MOSFET ได้พร้อมกันคราวละ 2 ตัว ซึ่ง IR 2125 ก็สามารถจ่ายกระแสได้มากพอในการขับ Power MOSFET พร้อมกันทั้ง 2 ตัวด้วยสัญญาณเดียวกัน

- ควรแยกกราวด์วงจรกำลังและวงจรควบคุมออกจากกัน เพราะเมื่อเกิดปัญหาเกี่ยวกับวงจรกำลัง วงจรควบคุมจะยังคงทำงานได้อย่างปลอดภัย สายไฟที่ใช้งานในวงจรสวิตซ์ควรจะเป็นสายที่สั้น และไม่ควรเป็นสายคู่ขนานเพราะเป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนระบบอื่น ๆ จึงควรตีเกลียวสายไปด้วยกันและตัดสายให้สั้นที่สุด

- วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นส่วนที่มีความสำคัญโดยทำการเปลี่ยนไฟ DC เป็น AC ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของวงจรสวิตซ์ อินเวอร์เตอร์มักจะเกิดความเสียหายได้ง่ายกว่าส่วนอื่น ๆ ปัญหาที่พบบ่อย ๆ คือ ปัญหากระแสเกินใน Power MOSFET ซึ่งทำให้เกิดความร้อนที่ junction สูงมาก ซึ่งแก้ไขได้โดยการต่อวงจรป้องกันกระแสเกินเข้าไปในวงจร

- ส่วนของหม้อแปลงทำหน้าที่แยกกราวด์ในส่วนของวงจรกำลัง และโหลดเพื่อความปลอดภัยของผู้ใช้งาน และเพื่อแปลงค่าอิมพีแดนซ์รวมของโหลดให้ได้ค่าที่ต้องการ เพื่อสามารถกำหนดแรงดันและกระแสที่โหลดได้ตามต้องการ การเลือกแกนของหม้อแปลง ควรจะใช้แกนเฟอร์ไรต์ เพราะมีค่าความสูญเสียในแกนต่ำที่ความถี่สูง การพันหม้อแปลงในแต่ละชั้นควรมีการหุ้มฉนวนโพลียเอสเตอร์ เพื่อลดค่าความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นระหว่างชั้นในการพัน ในการพันควรพันให้แต่ละรอบชิดกันมากที่สุด เพื่อลดพื้นที่ในการพันและลดผลของฟลักซ์แม่เหล็ก

- ควรมีการพันแผ่นทองแดงรอบหม้อแปลงอีกชั้นหนึ่ง เพื่อประโยชน์ในการป้องกัน EMI ซึ่งเป็น สัญญาณความถี่สูงไปรบกวนระบบข้างเคียง

- ลวดที่นำมาใช้พันหม้อแปลงควรมีขนาดเล็กมาตีเกลียว โดยที่ขนาดของลวดแต่ละเส้นต้องมีรัศมีน้อยกว่าหรือเท่ากับค่า skin depth เพื่อป้องกันกระแสเฉพาะบนผิวลวด จำนวนเส้นที่นำมาตีเกลียวขึ้นอยู่กับขนาดของกระแสที่ใช้งาน โดยให้พื้นที่หน้าตัดรวมของลวดนั้นสามารถทนกระแสนั้นได้

- ตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจร ต้องเป็นตัวเก็บประจุชนิดไม่มีขั้วหรือชนิดความถี่สูง (High frequency capacitor) ตัวอย่างการใช้ เช่น ถ้าเลือกใช้ตัวเก็บประจุยี่ห้อ WIMA ควรเลือกชนิด MKP 10 เพราะที่ความถี่สูงจะทำให้แรงดันสูงสุดที่ทนได้ตกลงมา 50 % ของที่กีดแรงดันตามที่ระบุไว้ ขณะที่ชนิดอื่นจะรับแรงดันได้น้อยกว่า 50% จากที่ระบุไว้ และ MKP 10 ยังสามารถรับกระแสได้มากกว่าชนิดอื่น ๆ อีกด้วยในขนาดเท่ากัน การออกแบบตัวเก็บประจุจึงควรเพื่อขนาดแรงดันไว้มากกว่าแรงดันที่ใช้งานอีกเท่าตัว และควรป้องกันกระแสเกินในตัวเก็บประจุโดยการต่อขนานกัน เพื่อที่กระแสจะแบ่งไหลได้หลายทาง

- ส่วนของโหลดเป็นขดลวดซึ่งได้จากการนำลวดเส้นเล็กขนาด SWG 32 นำมาตีเกลียวรวมกันแล้วพันเป็นก้อนหอยได้ภาชนะต่อเนื่องจนถึงบริเวณรอบภาชนะ เพื่อให้เกิดการเหนี่ยวนำได้มากขึ้น โดยลวดที่พันเป็นโหลดจะถูกใส่ไว้ในปลอกใยแก้ว เพื่อป้องกันความร้อนที่ถ่ายเทจากภาชนะมายังลวด ซึ่งจะทำให้ลวดร้อนทำให้เป็นอันตรายต่อลวด คือทำให้รับกระแสได้น้อยลง และฉนวนของขดลวดอาจจะละลายได้ ภาชนะที่ใช้เป็นภาชนะทำด้วย Stainless Steel ซึ่งจะทำให้เหนี่ยวนำได้ดีที่ความถี่สูง หรือถ้าต้องการให้เหนี่ยวนำได้มากขึ้นอาจเปลี่ยนไปใช้ภาชนะที่เป็นเหล็ก ก็จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำมากขึ้น

- ในส่วนของโหลดจะใช้วงจรโซแนนซ์แบบขนาน เพื่อที่จะให้กระแสแบ่งไหลไปยังตัวเก็บประจุขณะไร้ภาระ (ชกภาชนะออกจากวงจรขึ้นทันทีที่ทันใดในขณะที่ทำงาน) ซึ่งถ้าเป็นวงจรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะทำให้กระแสเพิ่มสูงขึ้นทันทีที่ทันใดที่ขดลวด ซึ่งจะเป็นอันตรายต่อผู้ใช้งาน แต่วงจรโซแนนซ์แบบขนานจะมีประสิทธิภาพต่ำกว่าวงจรโซแนนซ์แบบอนุกรมเล็กน้อย เนื่องจากมีกระแสแบ่งไหลไปยังตัวเก็บประจุ

### 9.3 ข้อดีและข้อเสีย

#### 9.3.1 ข้อดี

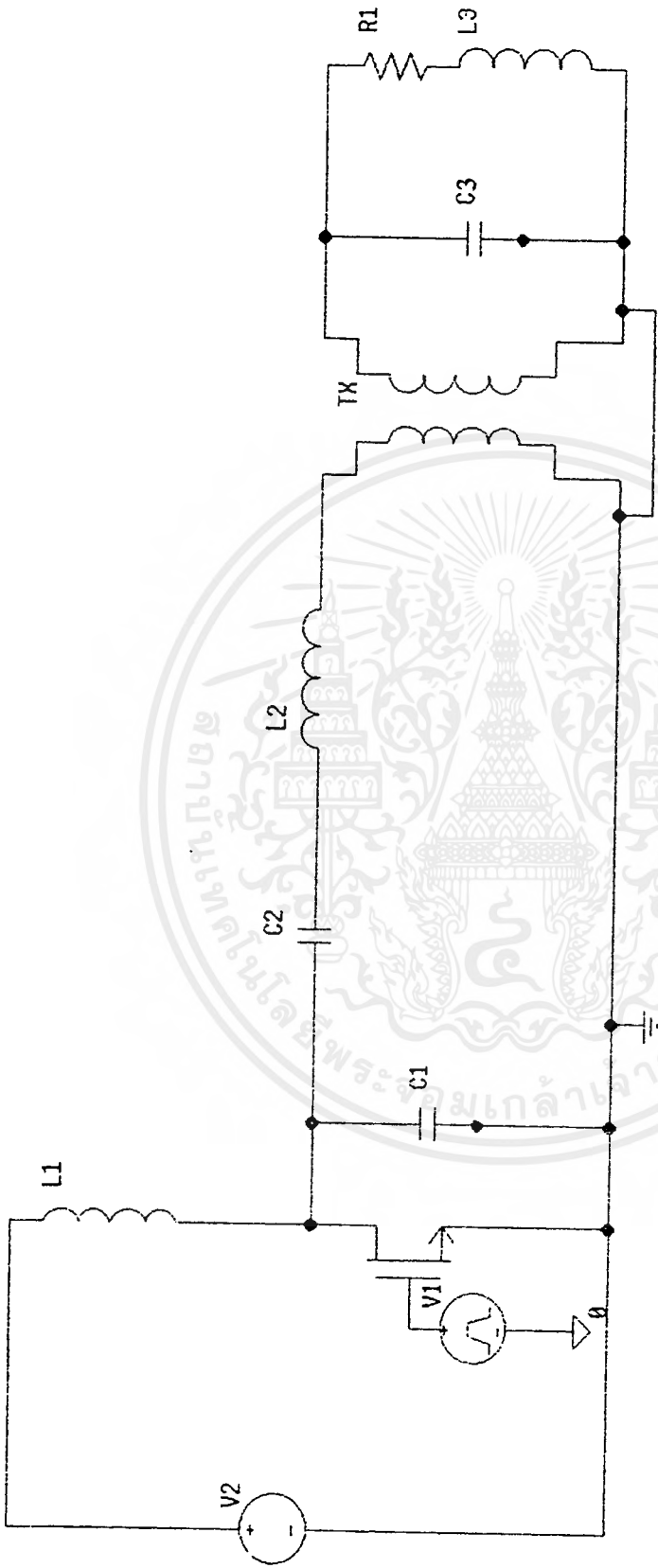
1. อุปกรณ์สวิตชิงเป็น Class E Resonant Inverter ซึ่งจะใช้อุปกรณ์น้อยกว่าวงจรสวิตชิงแบบอื่น
2. ให้ประสิทธิภาพสูงที่ความถี่เรโซแนนซ์ และจะมีค่า Quality factor ค่อนข้างสูงสำหรับอุปกรณ์กำลัง
3. การถ่ายเทความร้อนทำได้ง่าย เนื่องจากอุปกรณ์วางห่างกันและมีอุปกรณ์ช่วยระบายความร้อน
4. มีวงจรป้องกันทั้ง Circuit Breaker , fuse ,EMI Filter มีการแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลัง รวมทั้งแยกกราวด์ของโหลดเพื่อความปลอดภัยของผู้ใช้งาน
5. วงจรหลักมีขนาดเล็ก เพราะใช้งานที่ความถี่สูง

#### 9.3.2 ข้อเสีย

1. อุปกรณ์มีขนาดใหญ่เพราะต้องมีอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดจำนวนมาก ถ้านำอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับการวัดออกไปจะทำให้มีขนาดเล็กลงมาก
2. สัญญาณที่ได้มีสัญญาณรบกวนพอสมควร เนื่องมาจากการป้องกันไม่ดีพอและเครื่องวัดมีมาตรฐานไม่ค่อยดี
3. ยังไม่มีวงจรป้องกัน Power MOSFET รวมทั้งไม่มีวงจรป้องกันกระแสกระชากขณะสตาร์ท
4. ยังไม่มีการควบคุมระบบปิด (Close loop control) เพื่อให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นเมื่อโหลดเปลี่ยนไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



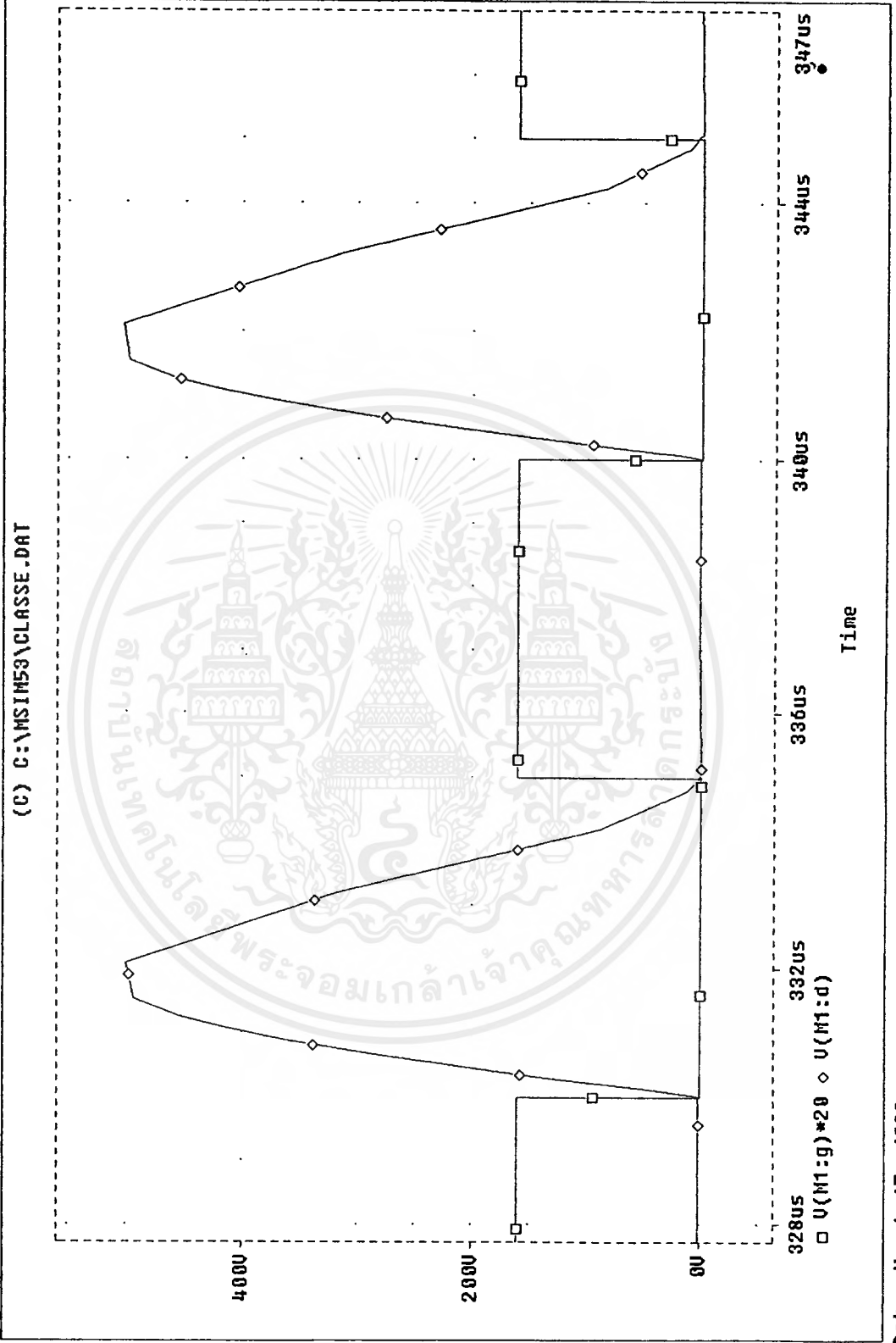
แสดงรูปที่ใช้ในการ Simulation โดยกราฟที่แสดงมีลักษณะเหมือนกับรูปที่ 8.7 – 8.18

\* C:\MSIM53\classE.sch

Date/Time run: 03/17/99 13:53:47

Temperature: 27.0

(C) C:\MSIM53\CLASSE.DAT



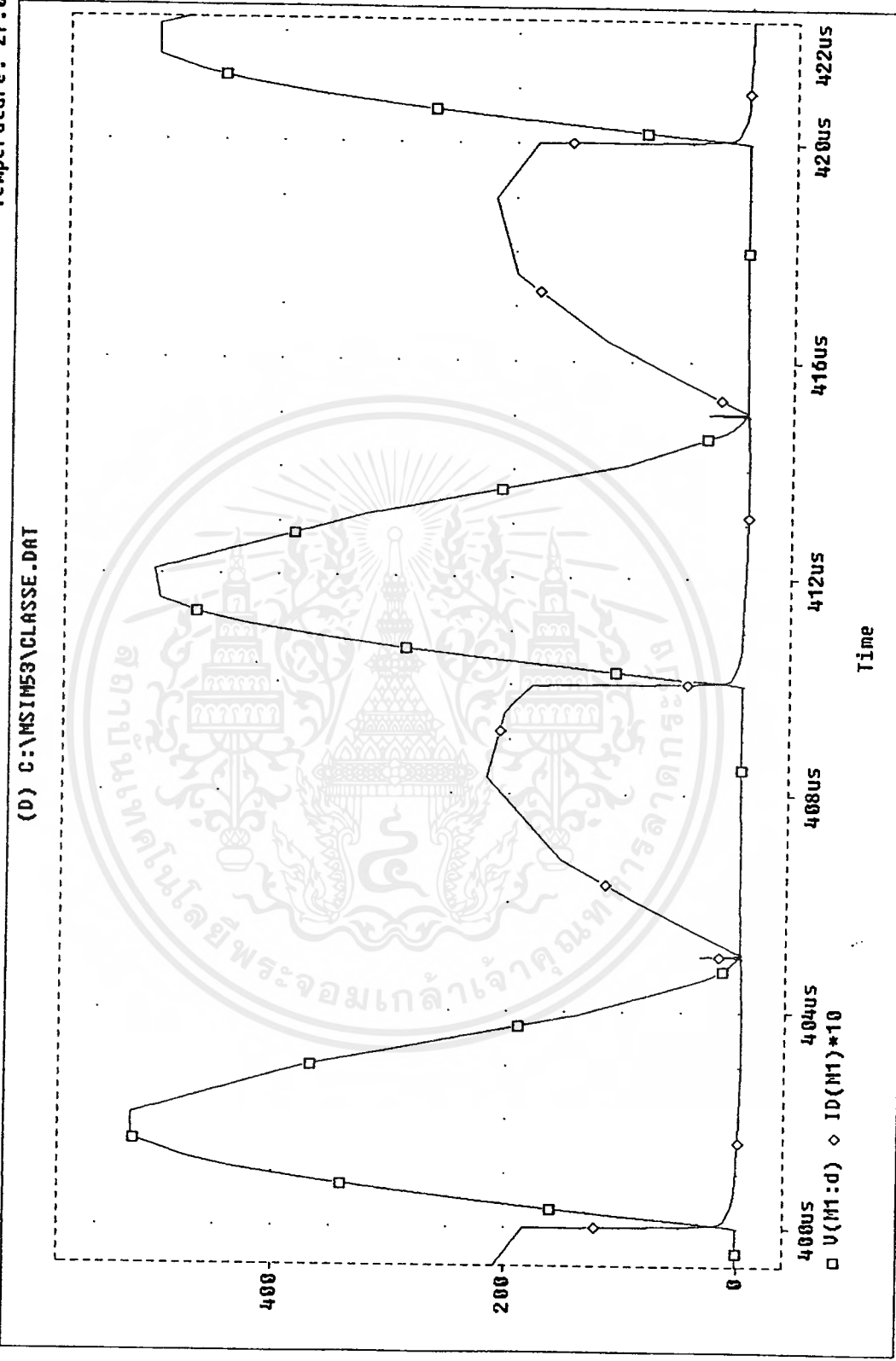
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Date/Time run: 03/17/99 14:01:56

\* C:\MSIM53\CLASSE.SCH

Temperature: 27.0

(D) C:\MSIM53\CLASSE.DAT



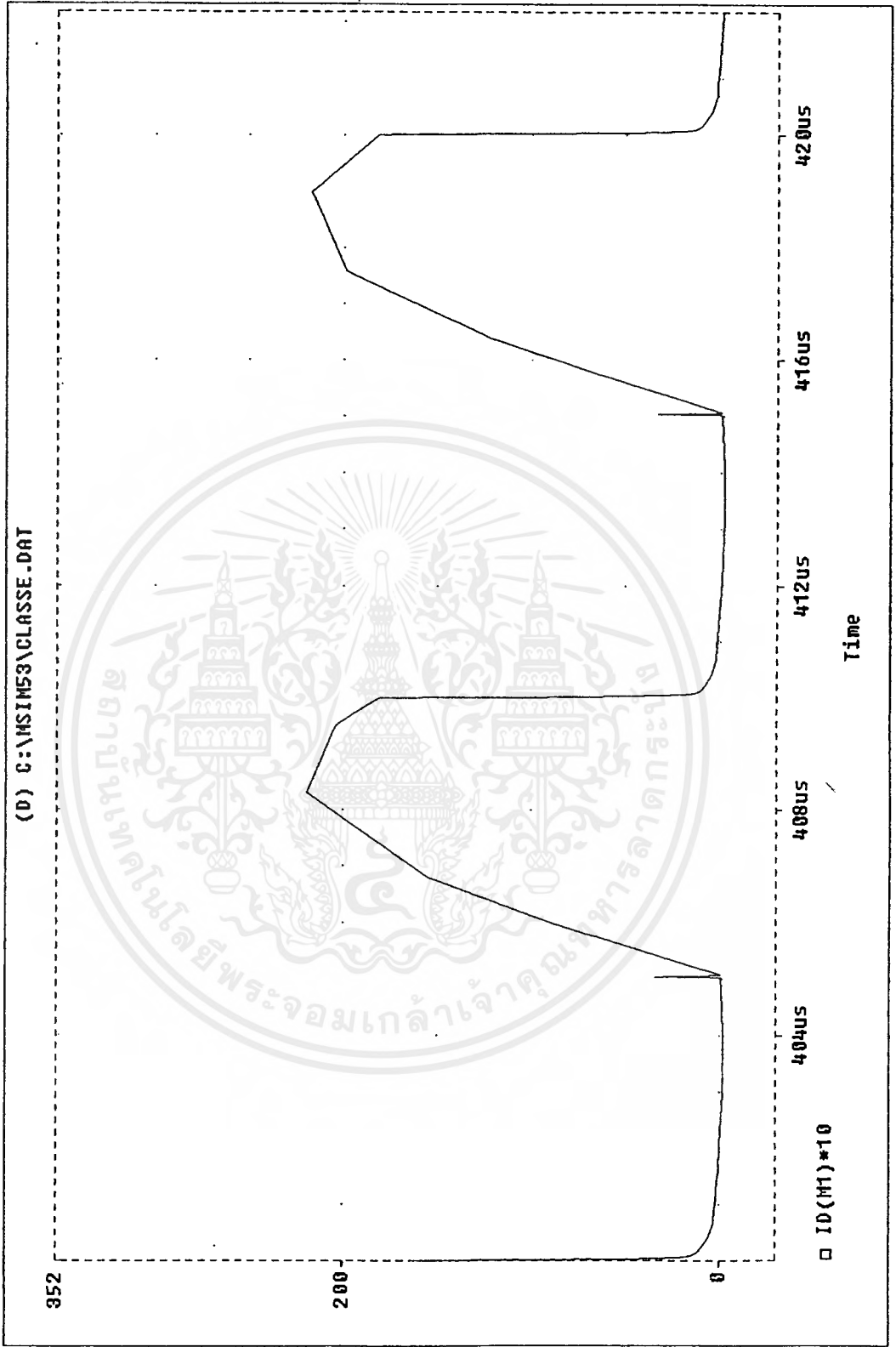
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\* C:\MSIM53\classE.sch

Date/Time run: 03/17/99 14:01:56

Temperature: 27.0

(D) C:\MSIM53\CLASSE.DAT

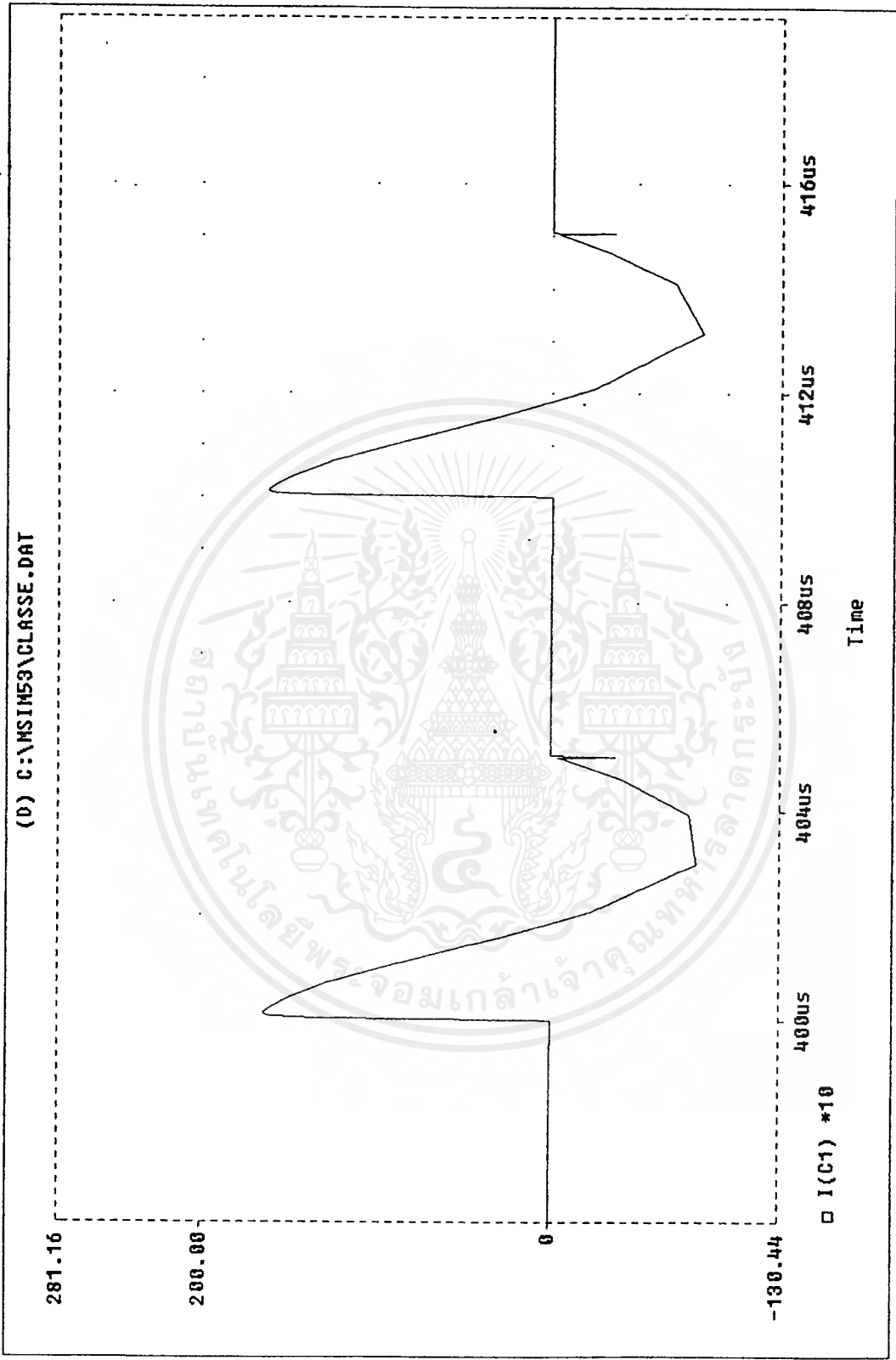


□ ID(M1)\*10

Time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(D) C:\MSIM53\CLASSE.DAT



□ I(C1) \*10

Time

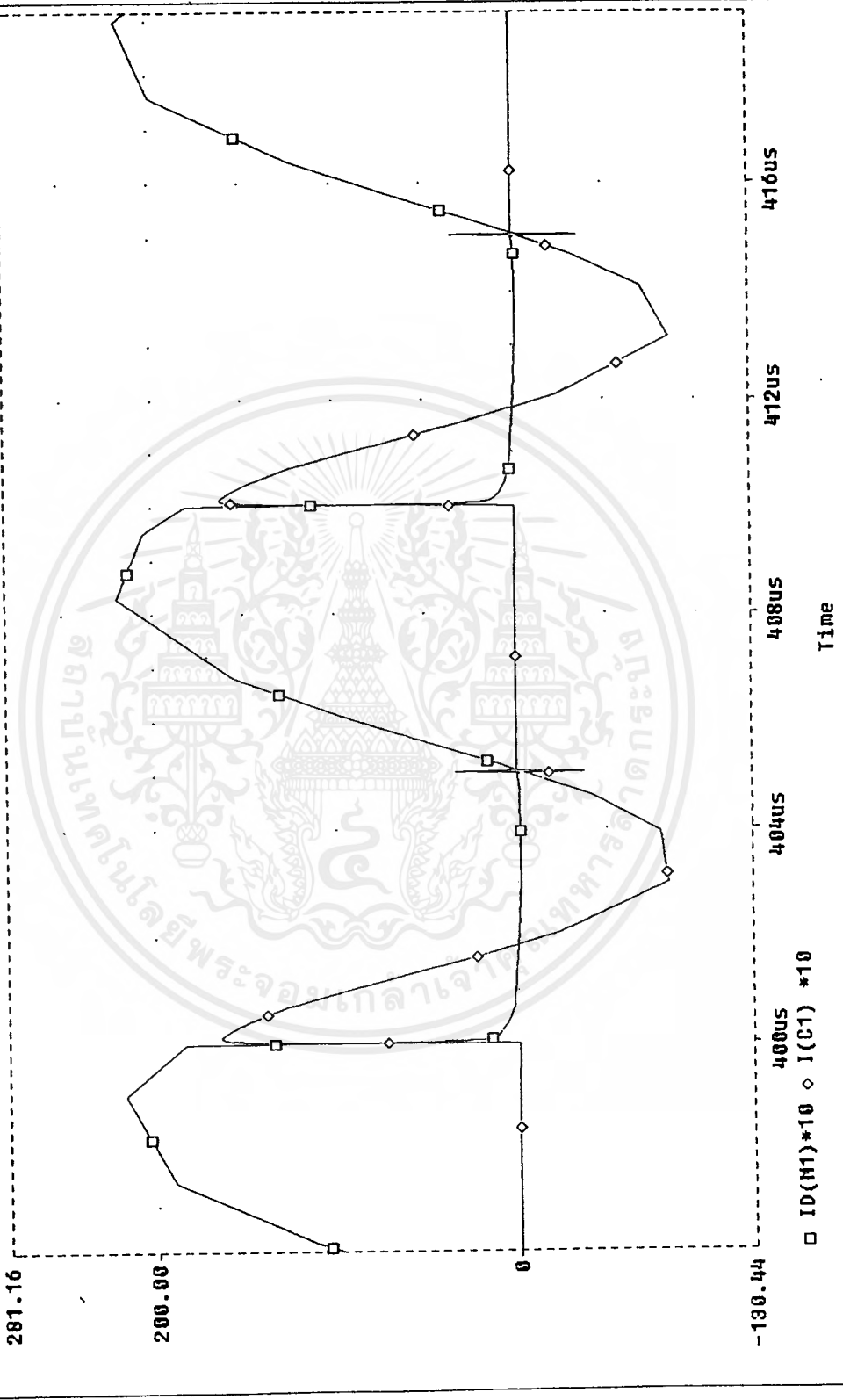
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\* C:\MSIM58\classe.sch

Temperature: 27.0

Date/Time run: 03/17/99 14:01:56

(D) C:\MSIM58\CLASSE.DAT



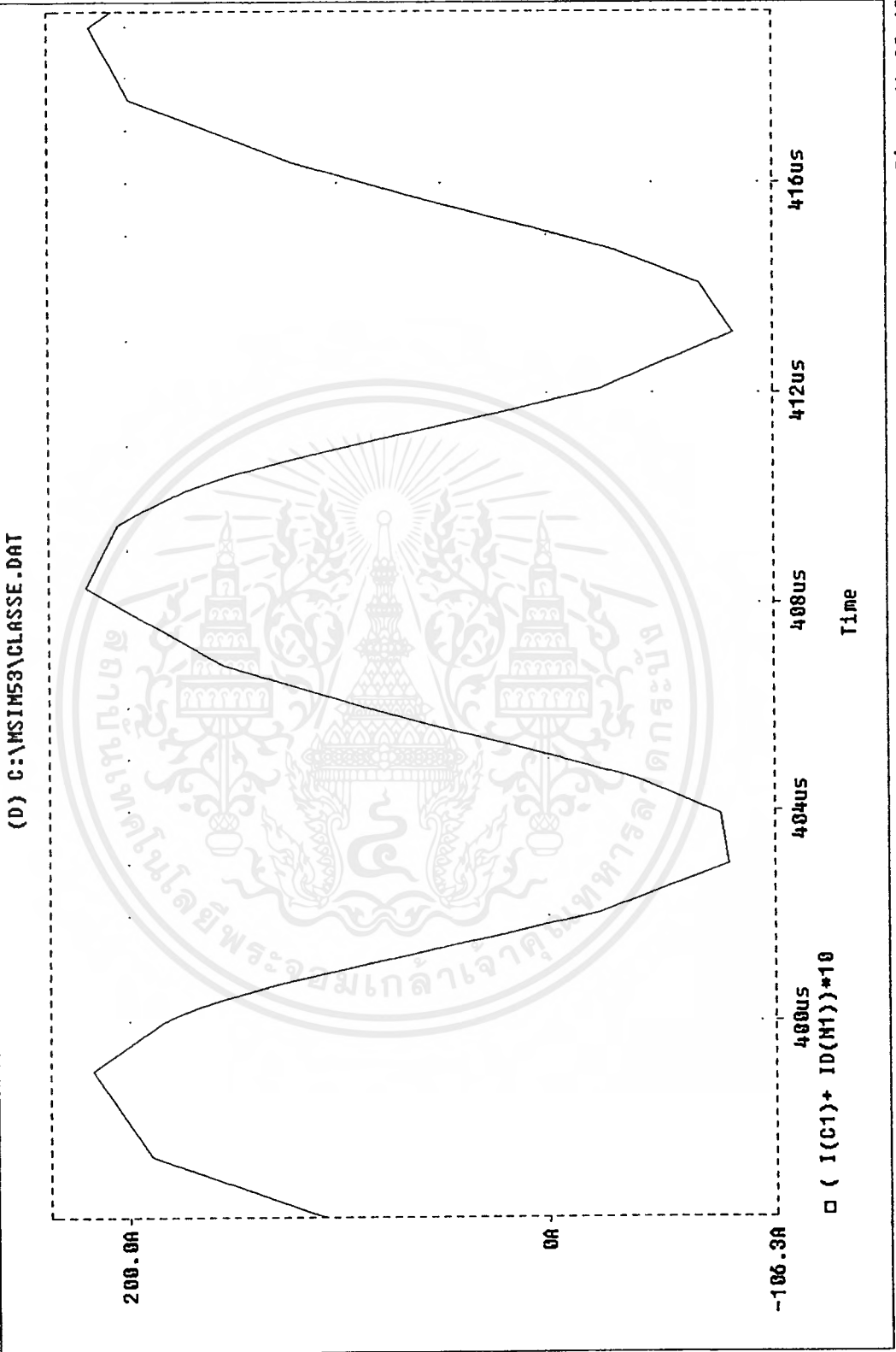
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\* C:\MSIM53\classe.sch

Temperature: 27.0

Date/Time run: 03/17/99 14:01:56

(D) C:\MSIM53\CLASSE.DAT



□ ( I(C1)+ ID(M1))\*10

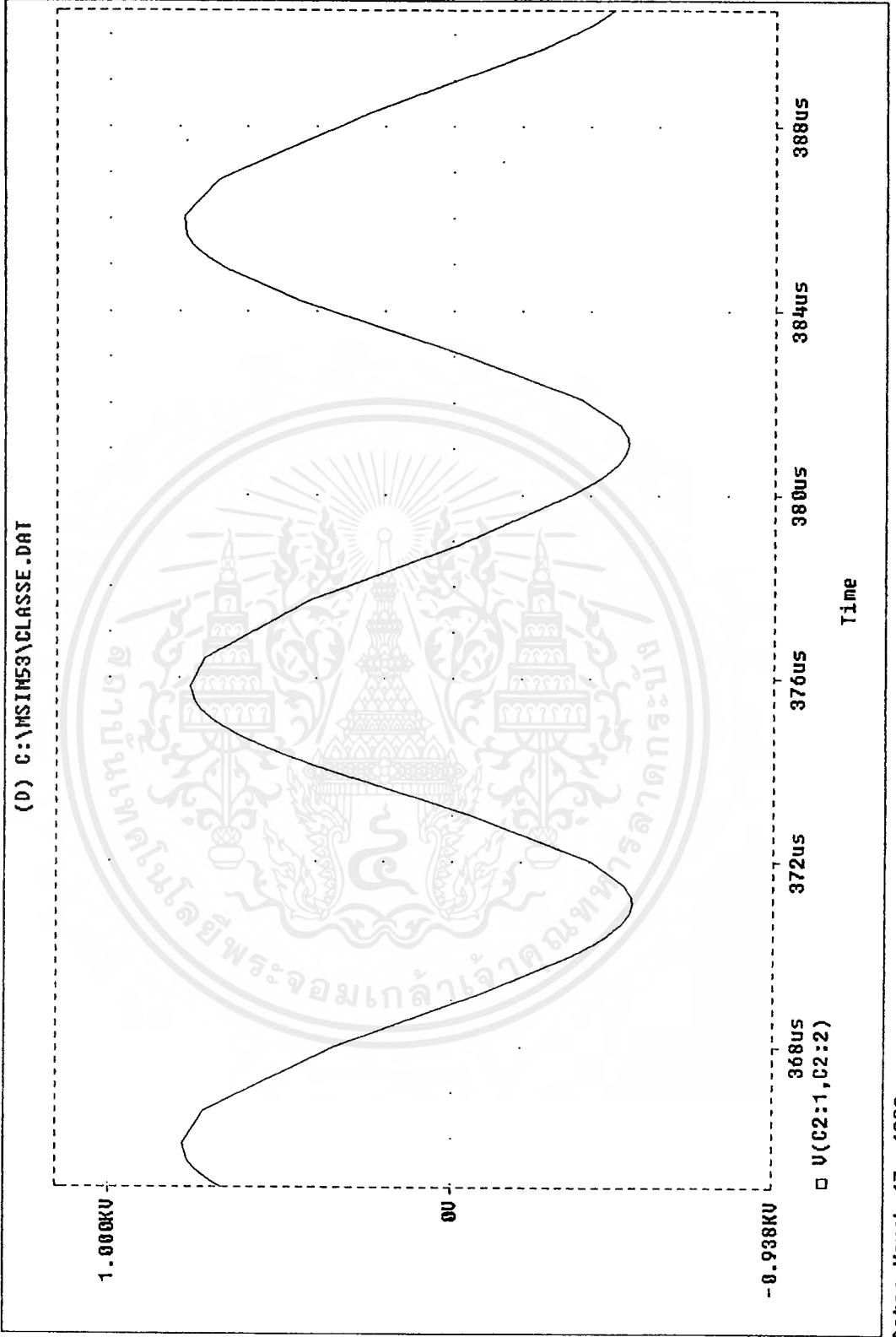
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\* C:\MSIM53\CLASSE.sch

Temperature: 27.0

Date/Time run: 03/17/99 14:01:56

(D) C:\MSIM53\CLASSE.DAT



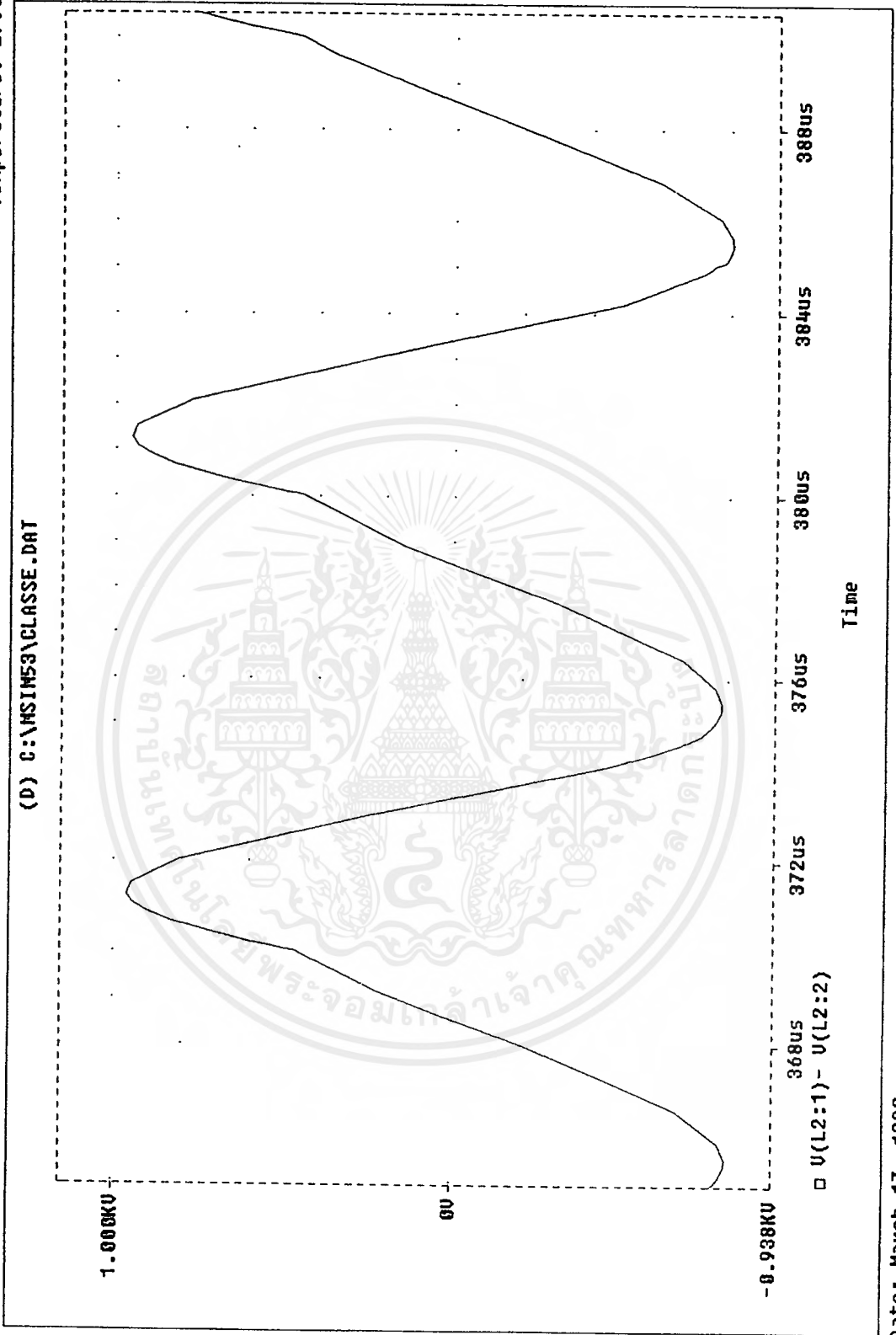
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

\* C:\MSIM53\CLASSE.SCH

Date/Time run: 08/17/99 14:01:56

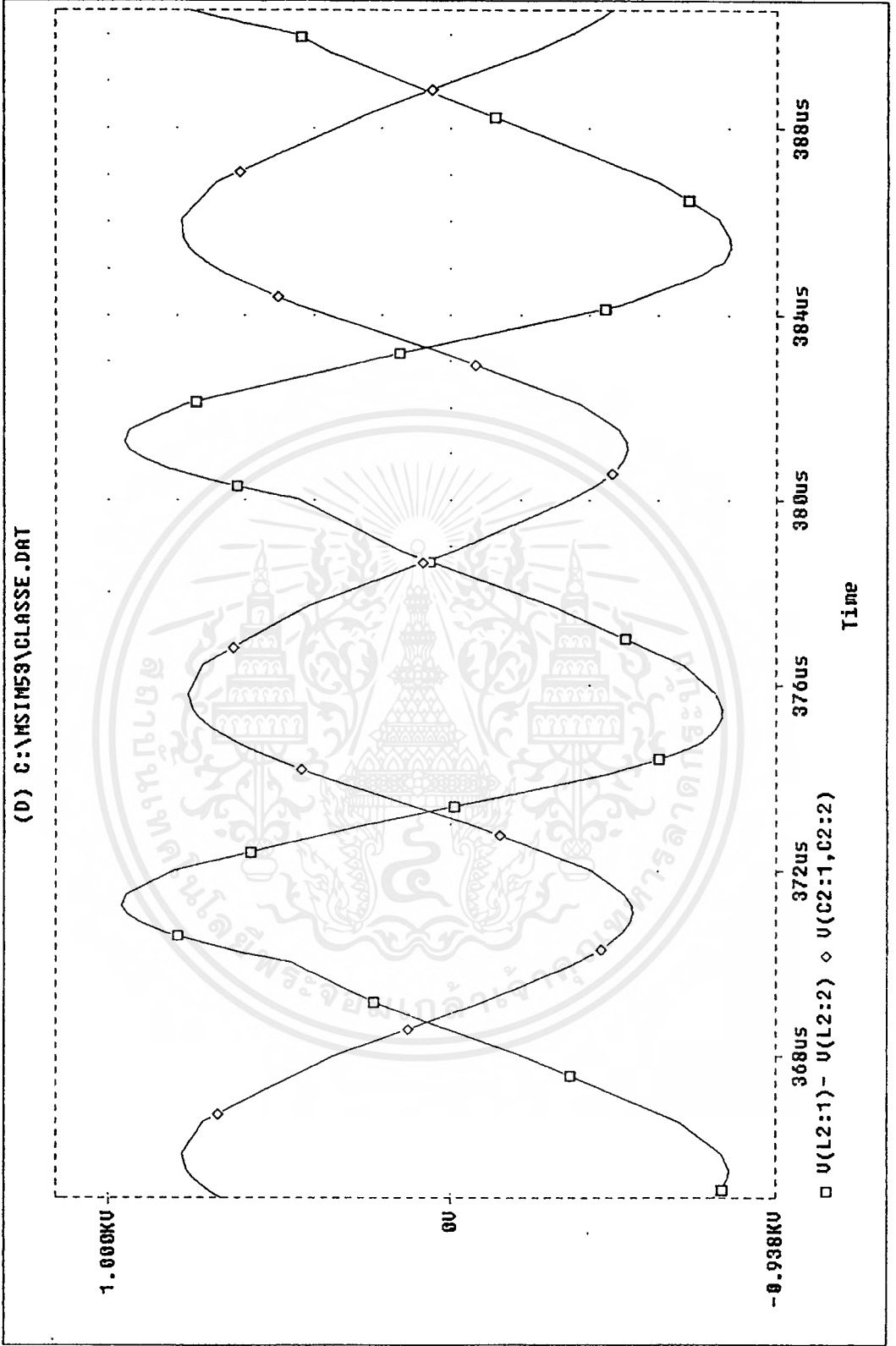
Temperature: 27.0

(D) C:\MSIM53\CLASSE.DAT



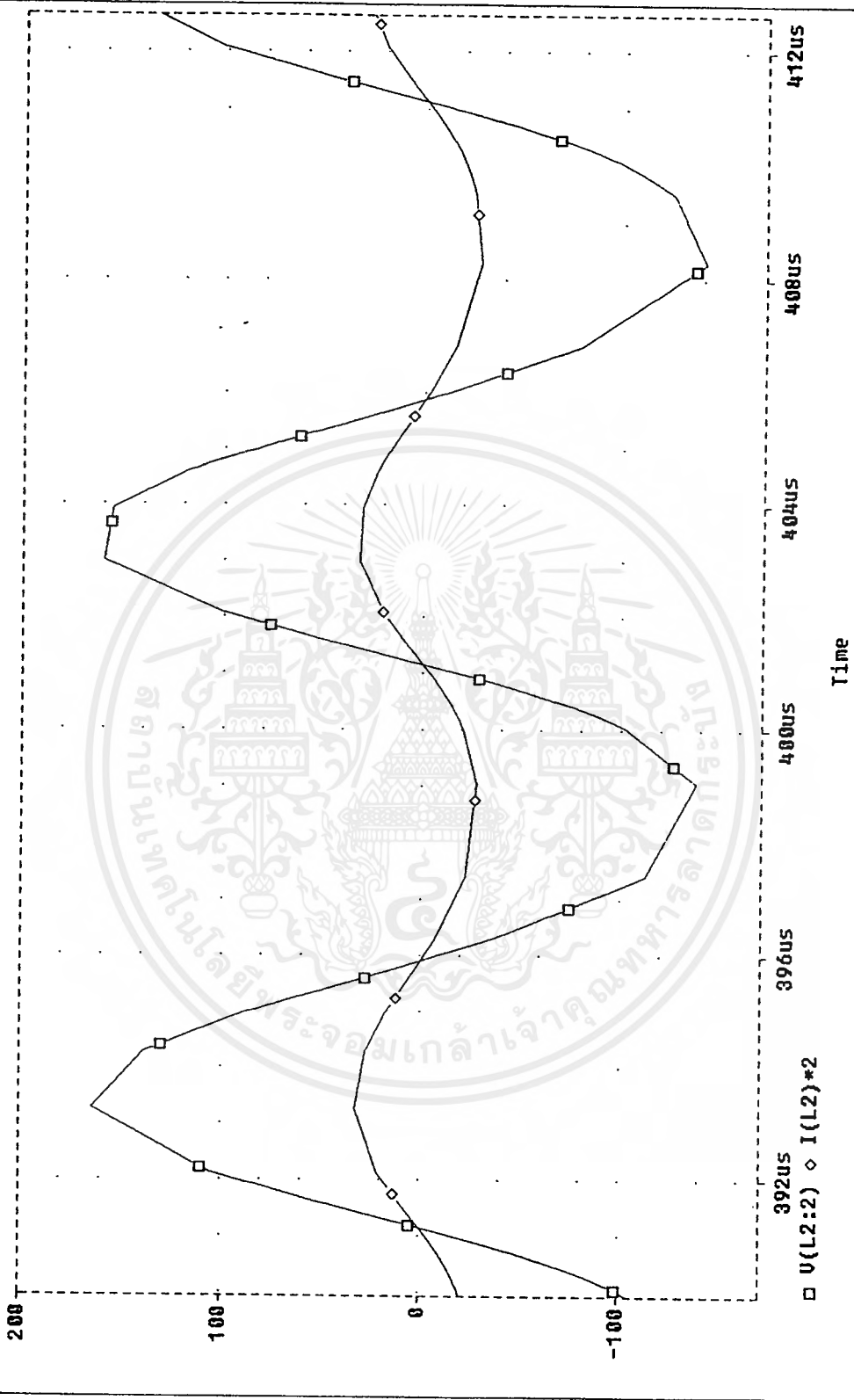
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(D) C:\MSIN53\CLASSE.DAT

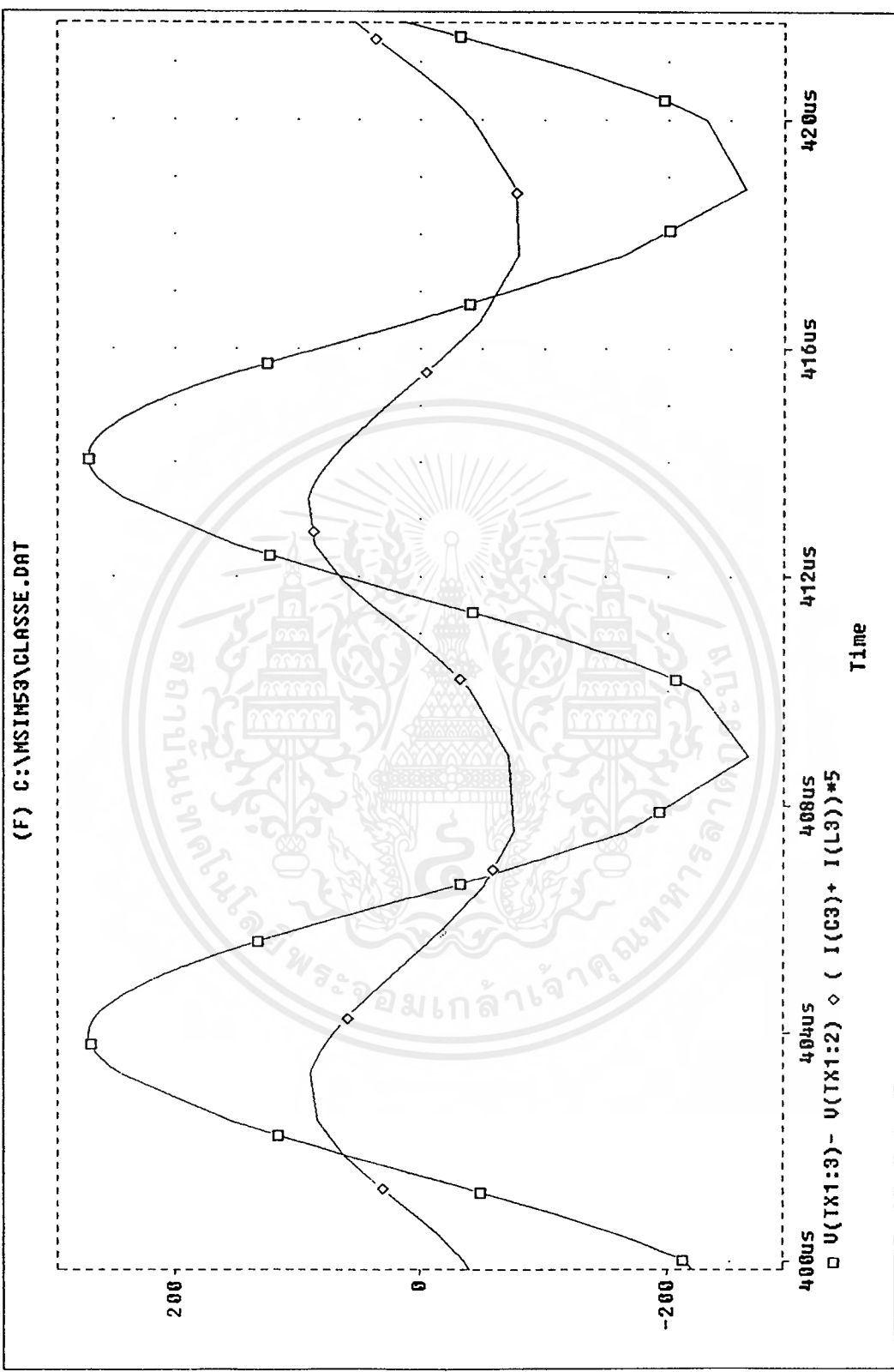


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(D) C:\MSIM53\CLASSE.DAT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



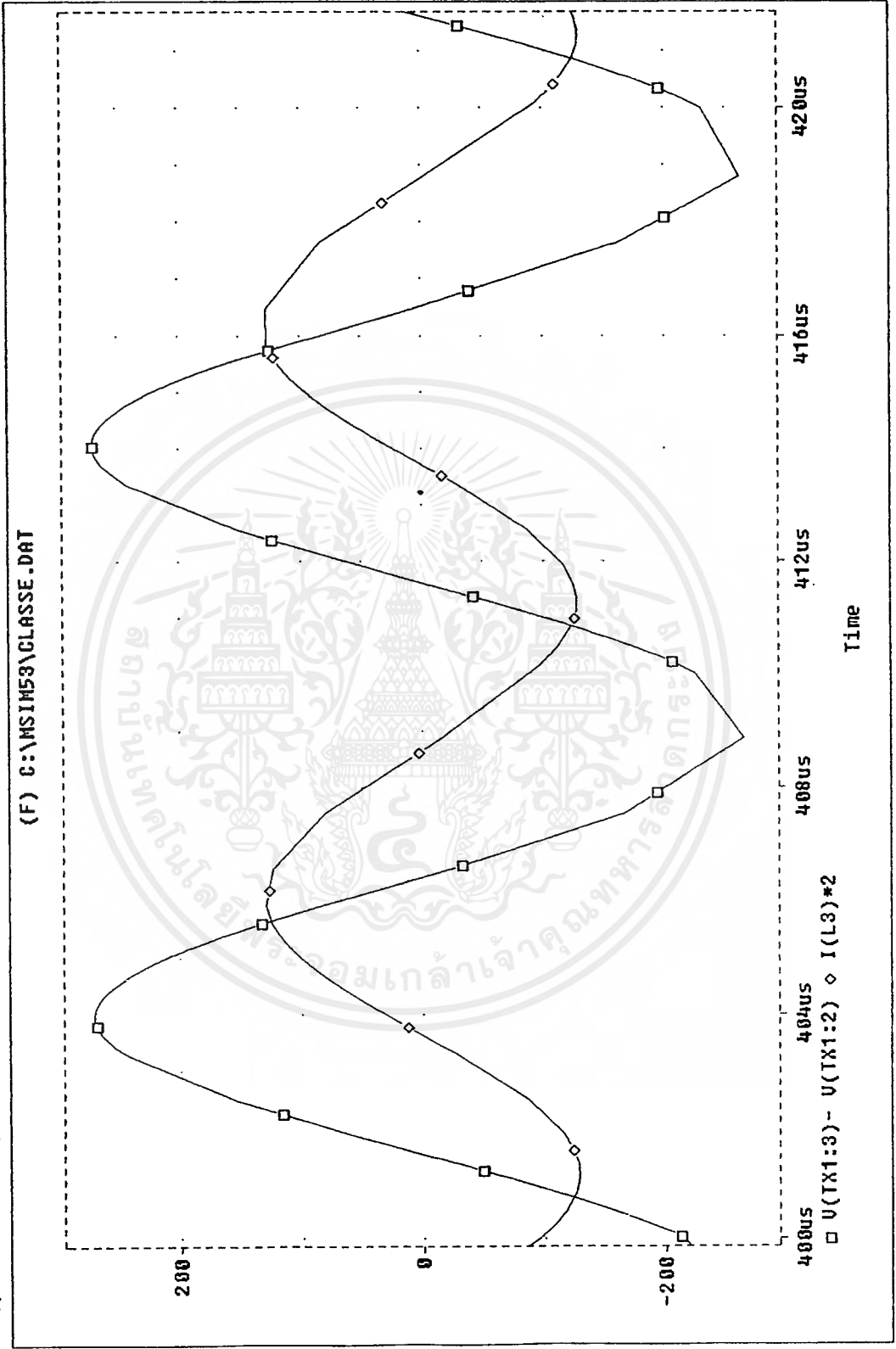
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# C:\MSIM53\classe.sch

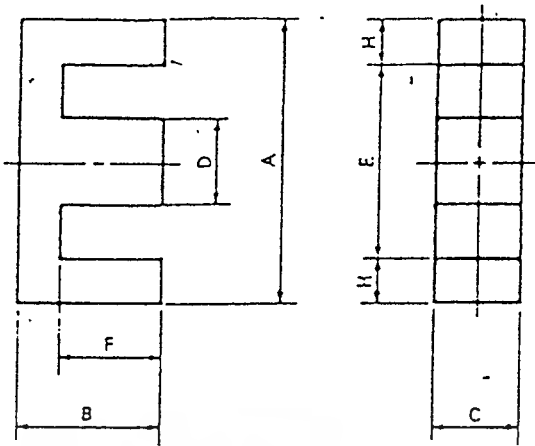
Temperature: 27.0

Date/Time run: 03/17/99 14:50:39

(F) C:\MSIM53\CLASSE.DAT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Shape code	Dimensions (mm)							G
	A	B	C	D	Emin.	F	H	
EE12.8/13	12.6±0.50	6.40±0.10	3.55±0.15	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.70	
EE13/13B	13.0±0.20	6.40±0.10	7.00±0.10	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.90	
EE16/14K	16.0±0.30	7.20±0.10	4.80±0.20	3.80±0.20	11.7	5.20±0.15	2.00	
EE19/16K	19.1±0.30	7.95±0.15	5.00±0.20	4.55±0.15	14.2	5.60±0.10	2.30	
EE19/16Z	19.3±0.32	8.10±0.18	4.76±0.13	4.76±0.08	14.1	5.72±0.13	2.38	
EE22/20	22.0±0.30	10.2±0.20	5.75±0.25	4.25±0.25	17.0	7.70±0.20	2.25	
EE25/19A	25.8±0.40	9.65±0.13	6.35±0.20	6.48±0.13	18.8	6.73±0.25	3.30	
EE25/19Z	25.4±0.38	9.53±0.25	6.35±0.25	6.35±0.13	18.7	6.38±0.17	3.18	
EE25/20	25.0±0.30	10.2±0.20	6.40±0.30	6.40±0.30	18.2	6.65±0.15	3.25	
EE30/26K	30.0±0.50	13.2±0.20	10.7±0.30	10.7±0.30	19.5	8.15±0.15	5.00	
EE30/30	30.0±0.50	14.9±0.25	6.90±0.30	6.90±0.20	19.5	10.2±0.25	5.00	
EE34/28A	34.6±0.45	14.2±0.20	9.27±0.25	9.27±0.25	25.4	9.90±0.25	4.38	
EE40/34B	40.0±0.60	16.8±0.40	11.7±0.40	11.7±0.40	26.8	10.7±0.15	6.35	
EE40/34K	40.0±0.50	17.0±0.30	10.7±0.30	10.7±0.30	27.4	10.3±0.30	6.00	
EE40/35A	40.8±0.55	16.6±0.25	12.4±0.30	12.5±0.30	28.6	10.7±0.28	5.85	
EE40/44	40.1±0.60	22.3±0.30	11.7±0.40	11.7±0.40	27.3	15.2±0.20	6.05	
EE42/42-15W	42.2±0.90	21.0±0.20	15.0±0.30	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03	
EE42/42-20W	42.2±0.90	21.0±0.20	19.6±0.40	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03	
EE43/34	42.6±0.85	17.0±0.30	12.6±0.40	12.6±0.30	28.1	10.5±0.30	6.86	
EE47/39A	47.2±0.60	19.6±0.30	15.5±0.40	15.7±0.35	31.8	12.4±0.35	7.44	
EE50/42K	50.0±0.70	21.3±0.30	14.6±0.40	14.6±0.40	34.2	12.8±0.30	7.50	
EE55/55A	55.2±1.10	27.5±0.30	20.7±0.30	17.0±0.30	37.5	18.9±0.40	8.52	
EE56/47A	56.6±0.65	23.6±0.30	18.7±0.45	18.8±0.25	38.1	14.8±0.35	9.02	
EE80/76	80.0±1.00	38.1±0.40	19.8±0.40	19.8±0.40	61.2	28.2±0.30	8.90	

Code	Magnetic parameter				Center leg area $A_c$ (mm <sup>2</sup> )	Minimum cross sectional area $A_{min}$ (mm <sup>2</sup> )		Window area $A_w$ (mm <sup>2</sup> )	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)
	$C_1$ (mm <sup>-1</sup> )	$A_c$ (mm <sup>2</sup> )	$l_c$ (mm)	$V_c$ (mm <sup>3</sup> )							
13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	—	—
B	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	—
K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20	48	59
K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	—
Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	—	—
D	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8	—	—
BA	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	—	—
Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	—
D	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	—	—
K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
D	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52	—
BA	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	—	—
BE	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	—
K	0.60782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0	54	60
D	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	—	—
D	0.66917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	—	—
2-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55	—
2-20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56	—
4	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	—	—
BA	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	—	—
2K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
SA	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	—
7A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	—	—
5	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	354	—	—

Minimum cross sectional area B; Back area C; Center leg area L; Side leg area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### GENERAL MATERIAL PROPERTIES

Material Mix No.	Reference Permeability ( $\mu_0$ )	Temp. Coef. of Perm. (+ppm/°C)	Coef of Lin. Expan. (+ppm/°C)	Material Density (g/cm <sup>3</sup> )	Relative Cost	Color Code
-2	10	95	13	5.0	2.3	Red/Clear
-8	35	255	12	6.5	4.0	Yellow/Red
-18	55	385	12	6.6	2.8	Green/Red
-26	75	825	10	7.0	1.2	Yellow/White
-28	22	415	11	6.0	1.7	Gray/Green
-33	33	635	11	6.3	1.6	Gray/Yellow
-40	60	950	10	6.9	1.0	Green/Yellow
-52	75	650	10	7.0	1.4	Green/Blue

Note: For information on Mix No.'s 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42 and 0 see MICROMETALS Catalog 3; Iron Powder Cores for RF Applications.

Material Mix No.	CORE LOSS COMPARISON (mW/cm <sup>3</sup> )						PERMEABILITY WITH DC BIAS	
	60 Hz @5000G	1KHz @1500G	10KHz @500G	50KHz @225G	100KHz @140G	500KHz @50G	H <sub>DC</sub> = 50 Oersted's % $\mu_0$	$\mu_{\text{effective}}$
-2	-	-	-	29	23	15	100%	10.0
-8	150	70	47	41	31	14	91%	31.9
-18	168	80	53	43	36	26	74%	40.7
-26	42	56	65	90	88	124	51%	38.3
-28	88	93	117	165	170	175	91%	20.0
-33	90	90	105	160	145	155	84%	27.7
-40	39	49	78	112	115	155	62%	37.2
-52	52	62	59	62	54	63	59%	44.3

### MATERIAL APPLICATIONS

Typical Application	Material (Mix No.)								
	-2	-8	-18	-26	-28	-33	-40	-52	
Light Dimmer Chokes							X		
60 Hz Differential-mode EMI Line Chokes							X	X	
DC Output Chokes: <50 KHz or low E/N					X	X	X	X	
DC Output Chokes: ≥50 KHz or higher E/N		X	X	X				X	
Power Factor Correction Chokes: < 50 KHz				X	X	X	X		
Power Factor Correction Chokes: ≥ 50 KHz		X	X	X				X	
Resonant Inductors: ≥ 50 KHz		X							

**-2 Material** The low permeability of this material will result in a lower operating AC flux density than with other materials with no additional gap-loss.

**-8 Material** This material has low core loss and good linearity under high bias conditions. A good high frequency material. The highest cost material.

**-18 Material** This material has low core loss similar to -8 Material with higher permeability and a lower cost. Good DC saturation characteristics.

**-26 Material** The most popular material. It is a cost-effective general purpose material that is useful in a wide variety of power conversion and line filter applications.

**-28 Material** The good linearity, low cost, and relatively low permeability of this material make it popular in the larger sizes for high power UPS chokes.

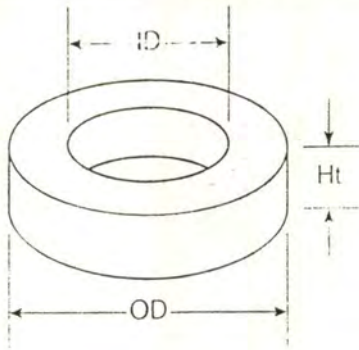
**-33 Material** An inexpensive alternate to the -8 Material for applications where high frequency core loss is not critical. Good linearity with high bias.

**-40 Material** The least expensive material. It has characteristics quite similar to the very popular -26 Material. Popular in the larger sizes.

**-52 Material** This material has lower core loss at high frequency and the same permeability as the -26 Material. It is very popular for new high frequency choke designs.

# TOROIDAL CORES

- COLOR CODE**
- 2 Red/Clear
  - 8 Yellow/Red
  - 18 Green/Red
  - 26 Yellow/White
  - 28 Gray/Green
  - 33 Gray/Yellow
  - 40 Green/Yellow
  - 52 Green/Blue



TYPICAL PART NO.

T 106 - 26

OD in 100th inches  
 Micrometals Mix No.  
 Letter Indicates Alternate Height  
 Code Area For Other Characteristics

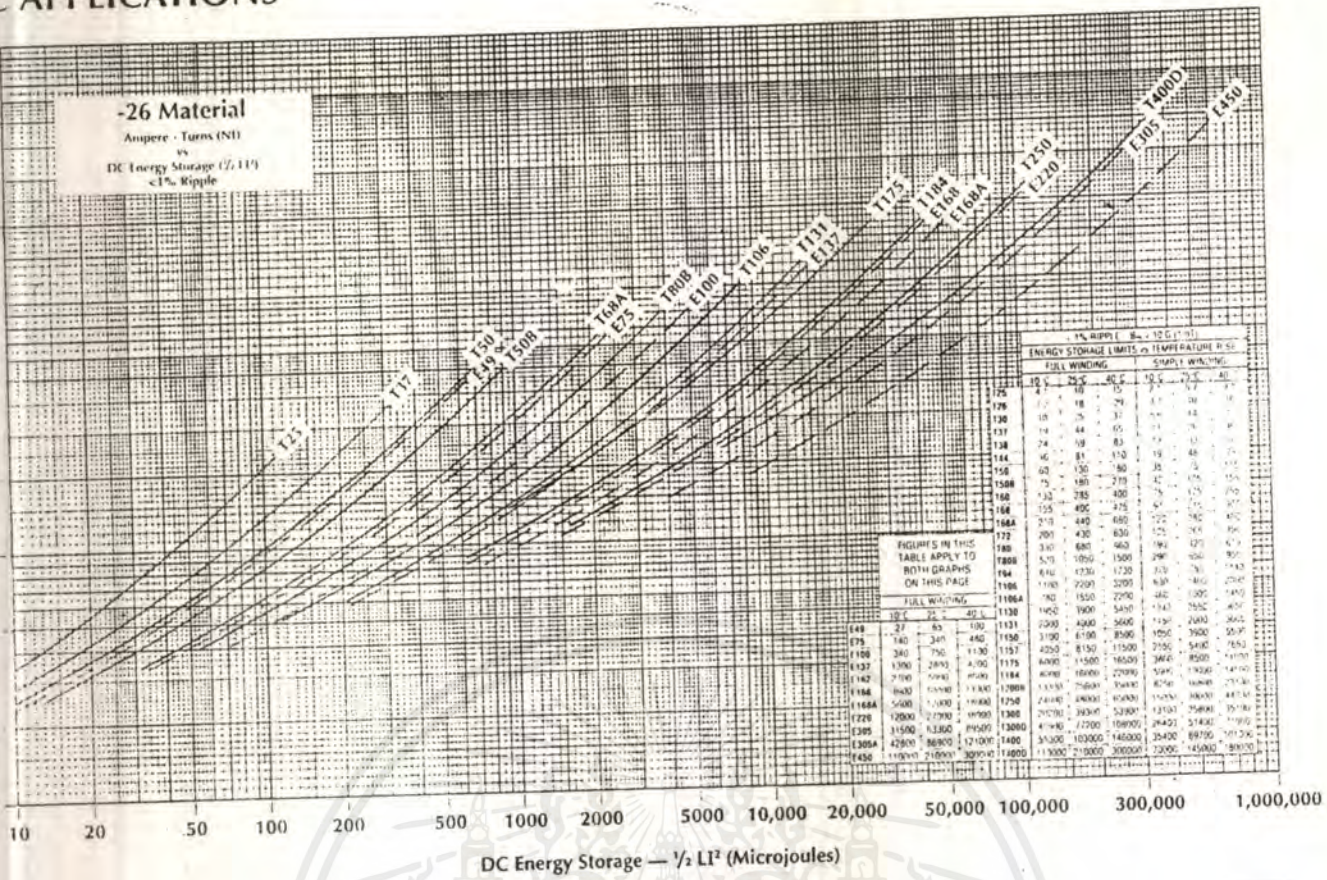
Note: For information on Mix 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42, and 0 see Micrometals Catalog 3 for RF applications.

Refer to page 3 for tolerances.

MICROMETALS Part No.	A <sub>i</sub> nH/N <sup>2</sup>	MAGNETIC DIMENSIONS					
		OD in/mm	ID in/mm	Ht in/mm	ℓ cm	A cm <sup>2</sup>	V cm <sup>3</sup>
5-2B	21.5	2.250/57.2	1.405/35.7	1.000/25.4	14.6	2.59	37.6
5-26B	160.0						
5-52B	155.0						
0-18	177.0	2.500/63.5	1.250/31.8	1.000/25.4	15.0	3.84	57.4
0-26	242.0						
0-40	194.0						
0-52	242.0						
0-2	11.4	3.040/77.2	1.930/49.0	1.500/38.1	19.8	1.68	33.4
0-8/90	37.0						
0-18	58.0						
0-26	80.0						
0-28	23.0						
0-33	34.5						
0-40	71.0						
0-52	80.0						
0-2D	22.8	3.040/77.2	1.930/49.0	1.000/25.4	19.8	3.38	67.0
0-26D	160.0						
0-28D	46.0						
0-33D	69.0						
0-40D	142.0						
0-2	18.0	4.000/102	2.250/57.2	1.650/41.9	25.0	3.46	86.4
0-8/90	60.0						
0-18	96.0						
0-26	131.0						
0-28	40.5						
0-33	55.0						
0-40	115.0						
0-52	131.0						
0-2D	36.0	4.000/102	2.250/57.2	1.300/33.0	25.0	6.85	171
0-26D	262.0						
0-28D	81.0						
0-33D	110.0						
0-40D	230.0						
0-2	20.0	5.200/132	3.080/78.2	1.800/45.7	33.1	5.24	173
0-26	149.0						
0-28	45.0						
0-33	65.0						
0-40	119.0						
0-52	149.0						
0-28D	90.0	5.200/132	3.080/78.2	1.600/40.6	33.1	10.5	347
0-40D	240.0						

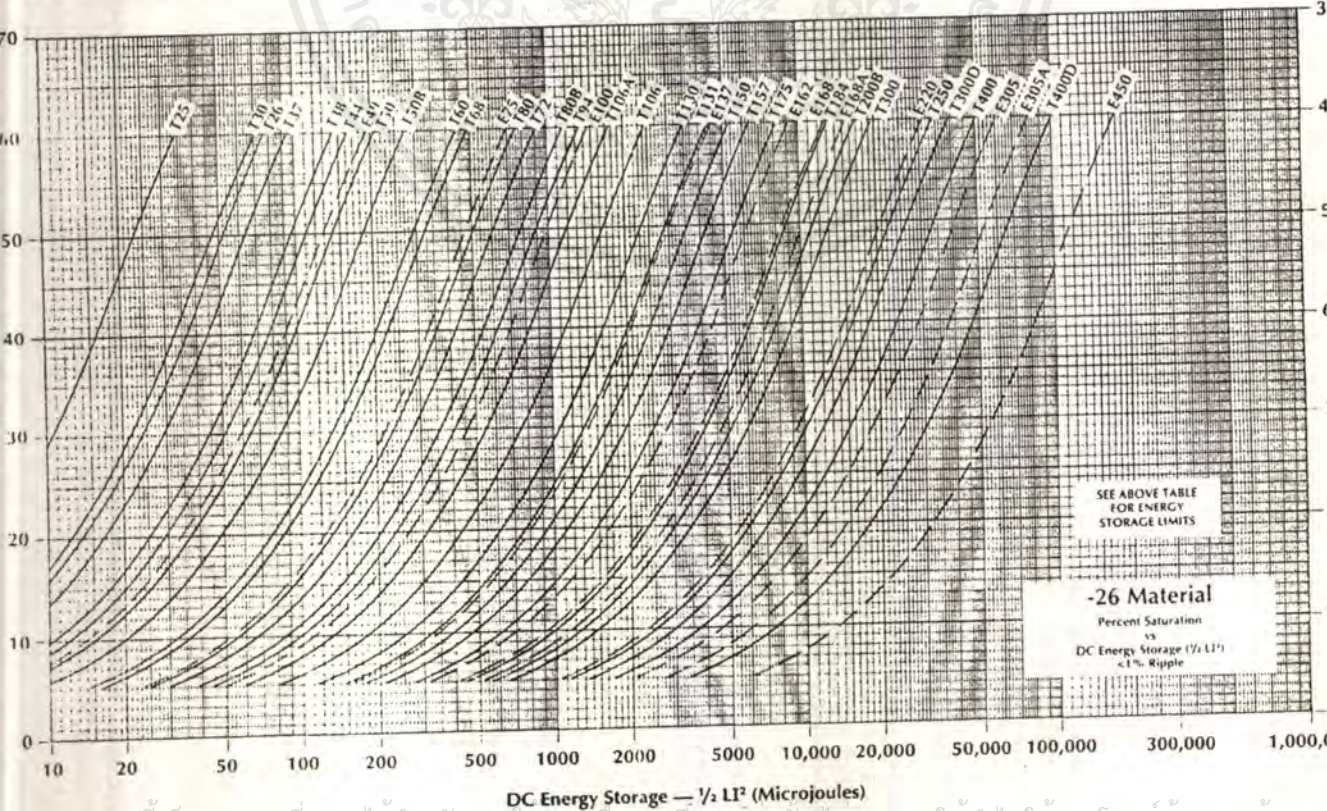
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# APPLICATIONS



## QUICK REFERENCE A<sub>i</sub> VALUES FOR -26 MATERIAL

PART NO.	T25	T26	T30	T37	T38	T44	T50	T50B	T60	T68	T72	T80	T80B	T94	T106	T106A	T130	T131	T150	T157
A <sub>i</sub> VALUE	24.5	57.0	13.5	28.5	49.0	37.0	33.0	43.5	50.0	43.5	90.0	46.0	71.0	60.0	93.0	67.0	81.0	116	96.0	100
PART NO.	T175	T184	T200B	T250	T300	T300D	T400	T400D		E49	E75	E100	E137	*E162	E168	E168A	E220	E305	E305A	E450
A <sub>i</sub> VALUE	105	169	160	242	80	160	131	262		38.0	64.0	92.0	134	210	195	232	286	287	382	550



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 - 30 -  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# WINDING TABLE

**"FULL WINDING" TABLE (45% TOROID ID REMAINING)**

FACE AREA sq. in.	NUMBER OF TURNS														AMPERE TURNS VS. TEMP. RISE DUE TO COPPER LOSS			TOTAL POWER DISSIPATION (WATTS) VS. TEMP. RISE			
	28	26	24	22	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	10°C	25°C	40°C	10°C	25°C	40°C
	253	134	842	530	330	264	210	166	132	104	828	651	521	413	328						
30	13	8	5	3	2	1	1	1								10	17	23	.013	.038	.067
16	16	6	4	2	2	1	1	1	1							12	21	29	.018	.055	.097
38	30	20	12	8	5	4	3	2	2	1	1	1				19	34	45	.030	.089	.157
57	23	15	9	6	4	3	2	2	1	1	1					16	29	39	.042	.127	.223
79	48	32	20	13	8	6	5	4	3	2	2	1	1	1		27	47	62	.044	.133	.233
77	90	59	37	24	15	12	9	7	6	5	4	3	2	2	1	42	72	96	.060	.180	.316
43	65	43	27	17	11	9	7	5	4	3	2	2	1	1	1	34	60	79	.071	.211	.371
23	112	73	46	30	19	15	12	9	7	6	5	3	3	2	2	50	87	110	.083	.249	.437
86	196	128	81	52	33	26	21	17	13	10	8	6	5	4	3	73	120	160	.109	.326	.574
56	85	56	35	23	14	11	9	7	6	4	3	3	2	1	1	44	77	100	.120	.360	.633
84	241	158	100	65	41	33	26	21	16	13	10	8	6	5	4	87	150	200	.156	.468	.824
1.2	293	192	122	78	50	40	32	25	20	16	13	10	8	6	5	100	170	230	.178	.533	.936
3.3	168	110	69	45	28	22	18	14	11	9	7	5	4	3	3	75	130	170	.212	.634	1.11
5.5	525	343	218	141	89	71	57	45	36	29	23	18	14	11	9	150	260	340	.246	.736	1.30
2.4	648	424	269	174	110	88	70	56	45	36	28	22	18	14	11	170	300	400	.356	1.07	1.88
2.0	672	440	279	180	114	91	73	58	46	37	29	23	18	14	11	180	320	420	.350	1.05	1.85
1.0	696	455	289	187	118	95	75	60	48	38	30	24	19	15	12	190	330	440	.492	1.47	2.59
3.3	1080	707	449	290	184	147	117	93	75	60	47	37	30	23	19	260	460	610	.529	1.58	2.79
2.2	1303	853	542	350	222	177	142	113	90	72	57	45	36	28	23	300	520	690	.671	2.01	3.53
2.1	877	574	365	236	149	119	95	76	61	48	38	30	24	19	15	240	410	550	.669	2.00	3.52
2.2	1050	687	437	282	179	143	114	91	73	58	46	36	29	23	18	260	460	610	.671	2.01	3.53
46.8	1659	1086	690	446	283	226	180	144	115	92	73	57	46	36	29	360	620	820	.744	2.23	3.92
53.2	1530	1002	636	411	261	208	166	132	106	85	67	53	42	33	27	350	600	800	.846	2.53	4.45
63.2	1933	1266	805	520	329	263	210	168	134	107	85	67	53	42	34	400	700	930	1.01	3.01	5.29
79.1	2453	1606	1021	659	418	334	267	213	170	136	108	85	68	54	43	480	830	1110	1.26	3.76	6.16
89.2	1933	1266	805	520	329	263	210	168	134	107	85	67	53	42	34	420	730	970	1.42	4.25	7.47
90.9	3348	2192	1393	933	571	456	365	290	232	186	148	116	93	74	59	610	1050	1400	1.45	4.33	7.61
111	1933	1266	805	520	329	263	210	168	134	107	85	67	53	42	34	430	750	1000	1.76	5.28	9.28
109	4230	2770	1760	1137	721	577	461	367	294	235	186	147	117	93	74	720	1260	1670	1.74	5.21	9.16
166	3348	2192	1393	900	571	456	365	290	232	186	148	116	93	74	59	650	1120	1490	2.63	7.88	13.9
173	7981	5227	3322	2146	1361	1089	870	693	554	443	352	278	221	176	140	1170	2030	2690	2.75	8.23	14.5
301	10.8K	7104	4515	2916	1850	1480	1182	942	754	602	479	378	301	240	191	1530	2650	3510	4.79	14.3	25.2
496	20.3K	13.3K	8461	5465	3467	2773	2261	1765	1413	1129	898	708	564	450	358	2420	4180	5550	7.88	23.6	41.5

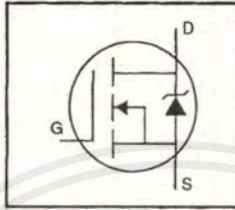
## E CORES

5.09	109	71	45	29	18	15	12	9	7	6	4	3	3	2	1	41	72	96	.081	.242	.426
11.2	239	157	99	64	40	32	24	20	16	13	10	8	6	5	4	74	120	170	.178	.532	.936
18.1	350	229	146	94	59	47	38	30	24	19	15	12	9	7	6	100	170	220	.289	.864	1.52
29.6	553	362	230	148	94	75	60	48	38	30	24	19	15	12	9	150	270	360	.470	1.41	2.48
34.4	594	389	247	159	101	81	64	51	41	33	26	20	16	13	10	150	270	360	.547	1.64	2.88
36.4	658	430	273	176	112	89	71	57	45	36	29	22	18	14	11	160	280	370	.579	1.73	3.05
45.1	802	525	334	215	136	109	87	69	55	44	35	28	22	17	14	190	340	450	.717	2.15	3.77
50.9	739	483	307	198	126	100	80	64	51	41	32	25	20	16	13	190	320	430	.809	2.42	4.26
66.7	1247	817	519	335	212	170	136	108	86	69	55	43	34	27	22	270	470	620	1.06	3.18	5.58
73.1	1247	817	519	335	212	170	136	108	86	69	55	43	34	27	22	278	480	630	1.16	3.48	6.12
67.4	841	551	350	226	143	114	91	73	58	46	37	29	23	18	14	210	370	500	1.07	3.21	5.64
113	1780	1166	741	478	303	243	194	154	123	98	78	62	49	39	31	370	640	850	1.81	5.40	9.50
97.6	1210	792	503	325	206	165	132	105	84	67	53	42	33	26	21	280	490	650	1.55	4.65	8.17
208	3523	2307	1466	947	601	480	384	306	245	195	155	122	97	78	62	610	1060	1400	3.30	9.88	17.4
226	3523	2367	1466	947	601	480	384	306	245	195	155	122	97	78	62	620	1070	1400	3.59	10.8	18.9
384	5511	3609	2294	1481	940	752	600	478	383	306	243	192	153	122	97	850	1480	1970	6.10	18.3	32.1
328	5511	3609	2294	1481	940	752	600	478	383	306	243	192	153	122	97	820	1420	1890	5.21	15.6	27.4

MICROFILM

HEXFET® Power MOSFET

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

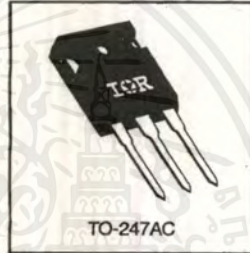


$V_{DSS} = 500V$   
 $R_{DS(on)} = 0.27\Omega$   
 $I_D = 20A$

**Description**

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

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



DATA SHEETS

**Absolute Maximum Ratings**

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

**Thermal Resistance**

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

# IRFP460



## Electrical Characteristics @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V <sub>BR(DSS)</sub>	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V <sub>GS</sub> =0V, I <sub>D</sub> =250μA
ΔV <sub>BR(DSS)/ΔT<sub>J</sub></sub>	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C, I <sub>D</sub> =1mA
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	V <sub>GS</sub> =10V, I <sub>D</sub> =12A ④
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V <sub>DS</sub> =V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> =250μA
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance	13	—	—	S	V <sub>DS</sub> =50V, I <sub>D</sub> =12A ④
I <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V <sub>DS</sub> =500V, V <sub>GS</sub> =0V
		—	—	250		V <sub>DS</sub> =400V, V <sub>GS</sub> =0V, T <sub>J</sub> =125°C
I <sub>GSS</sub>	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V <sub>GS</sub> =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V <sub>GS</sub> =-20V
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge	—	—	210	nC	I <sub>D</sub> =20A
Q <sub>gs</sub>	Gate-to-Source Charge	—	—	29		V <sub>DS</sub> =400V
Q <sub>gd</sub>	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		V <sub>GS</sub> =10V See Fig. 6 and 13 ④
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	V <sub>DD</sub> =250V
t <sub>r</sub>	Rise Time	—	59	—		I <sub>D</sub> =20A
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	—	110	—		R <sub>G</sub> =4.3Ω
t <sub>f</sub>	Fall Time	—	58	—		R <sub>D</sub> =13Ω See Figure 10 ④
L <sub>D</sub>	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L <sub>S</sub>	Internal Source Inductance	—	13	—		
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	—	4200	—	pF	V <sub>GS</sub> =0V
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	870	—		V <sub>DS</sub> =25V
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—		f=1.0MHz See Figure 5

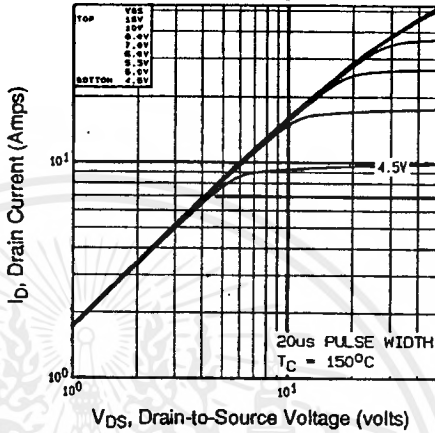
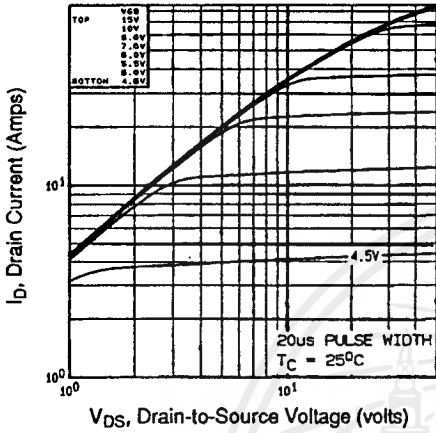


## Source-Drain Ratings and Characteristics

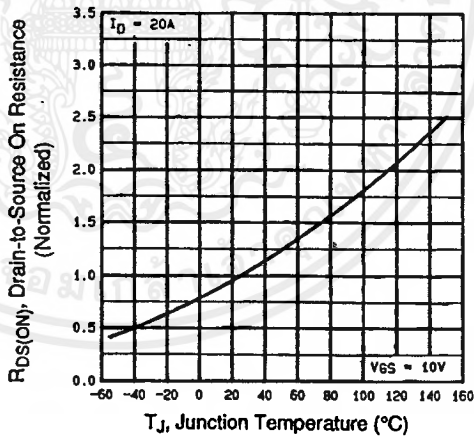
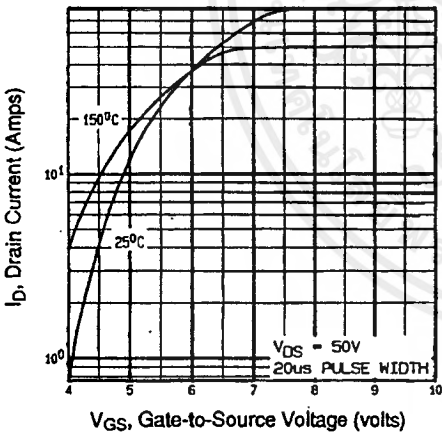
	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I <sub>S</sub>	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I <sub>SM</sub>	Pulsed Source Current (Body Diode) ④	—	—	80		
V <sub>SD</sub>	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T <sub>J</sub> =25°C, I <sub>S</sub> =20A, V <sub>GS</sub> =0V ④
t <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	T <sub>J</sub> =25°C, I <sub>S</sub> =20A
Q <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	dI/dt=100A/μs ④
t <sub>on</sub>	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L <sub>S</sub> +L <sub>D</sub> )				

### Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V<sub>DD</sub>=50V, starting T<sub>J</sub>=25°C, L=4.3mH R<sub>G</sub>=25Ω, I<sub>AS</sub>=20A (See Figure 12)
- ③ I<sub>SD</sub>≤20A, dI/dt≤160A/μs, V<sub>DD</sub>≤V<sub>BR(DSS)</sub>, T<sub>J</sub>≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.



DATA SHEETS



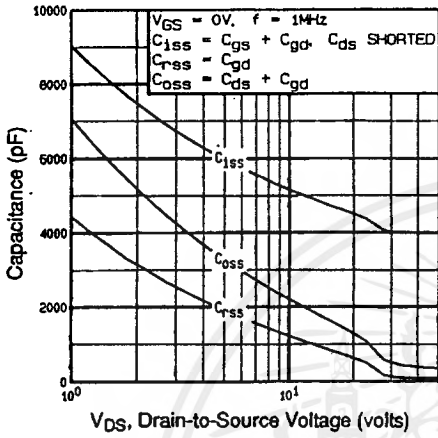


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

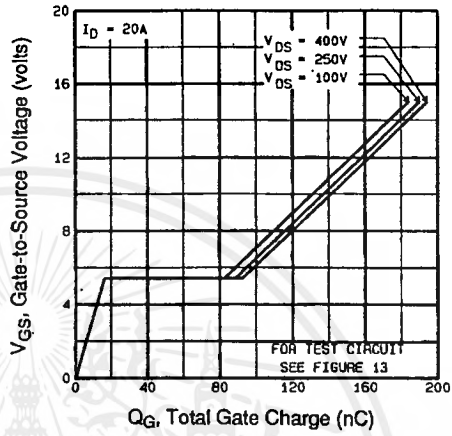


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

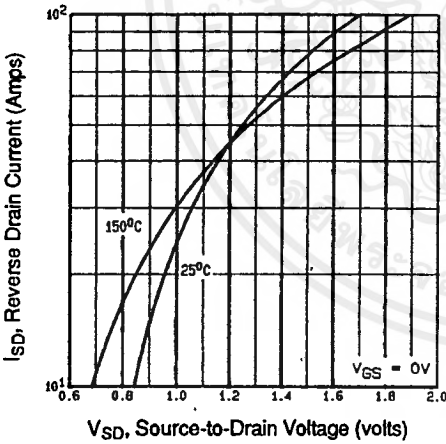


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

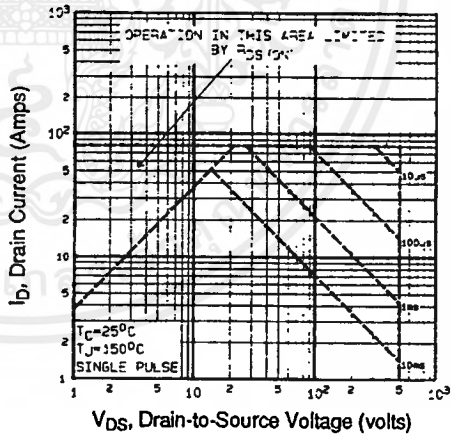


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

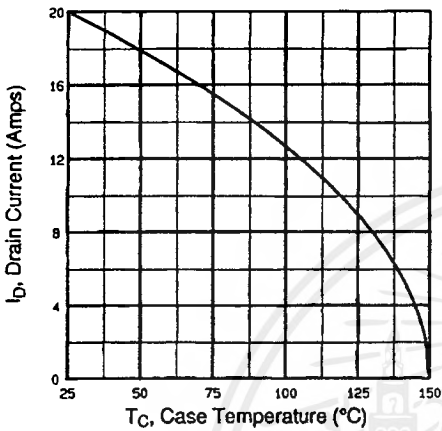


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

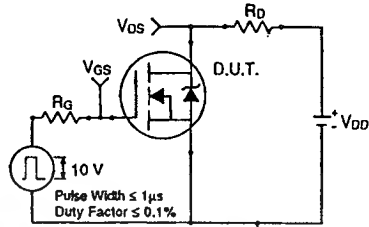


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

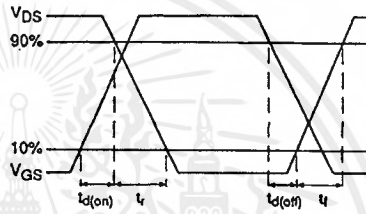


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

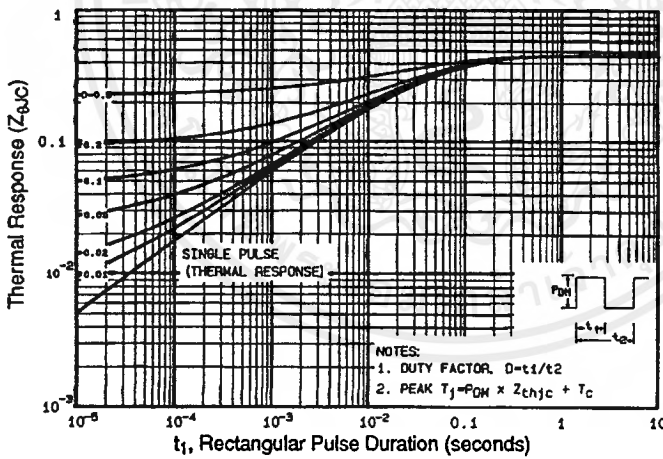


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

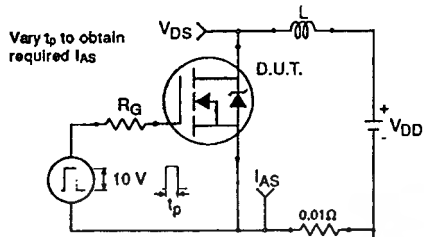


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

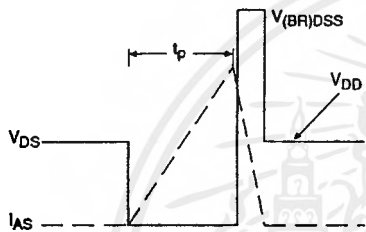


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

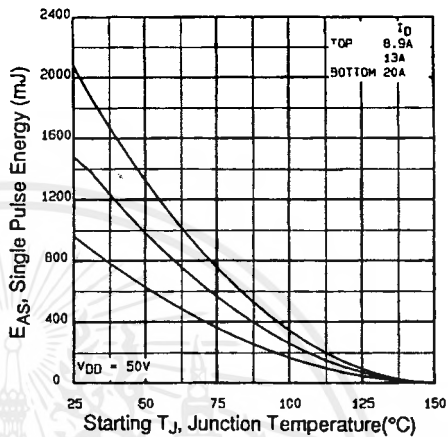


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

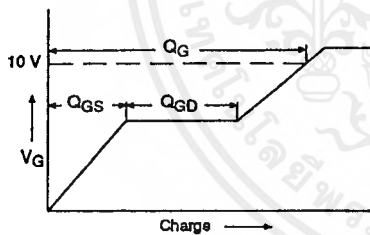


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

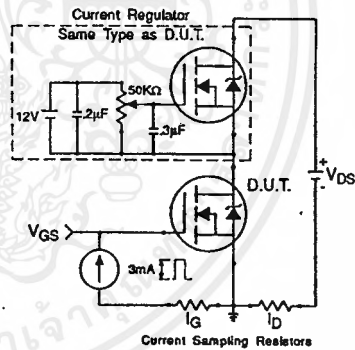


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

**International**  
**IROR Rectifier**



# TL494 TL495

## Specifications and Applications Information

### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

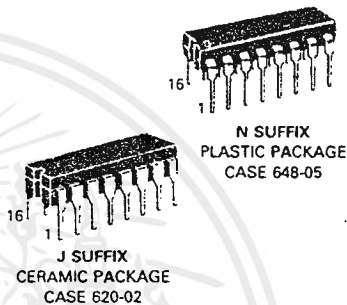
The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 39 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

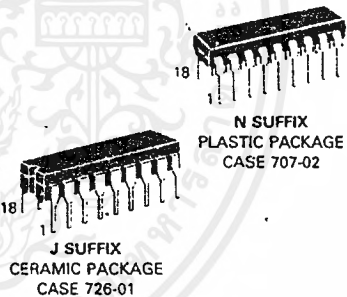
### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

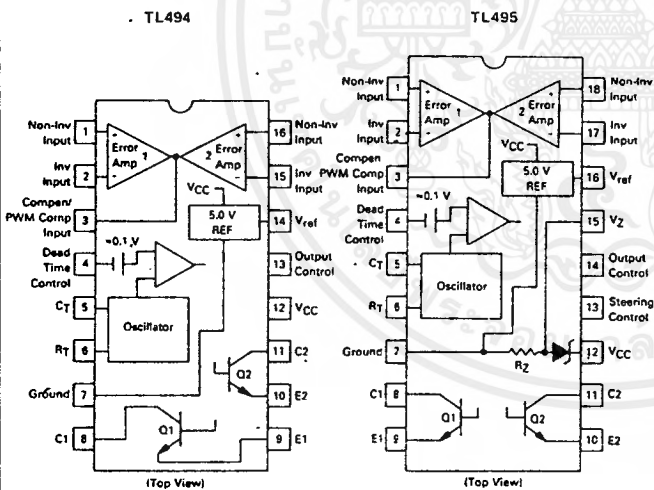
TL494



TL495



### PIN CONNECTIONS



The TL494C/495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I/495I are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

### ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55 To 125°C	Ceramic DIP
TL495CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL495CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL495IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL495IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

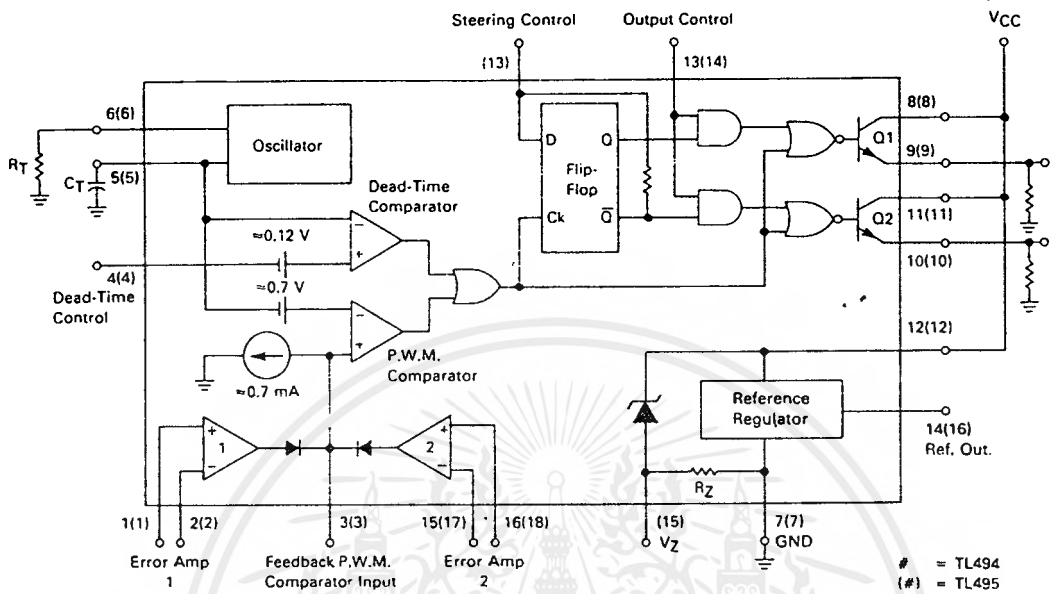
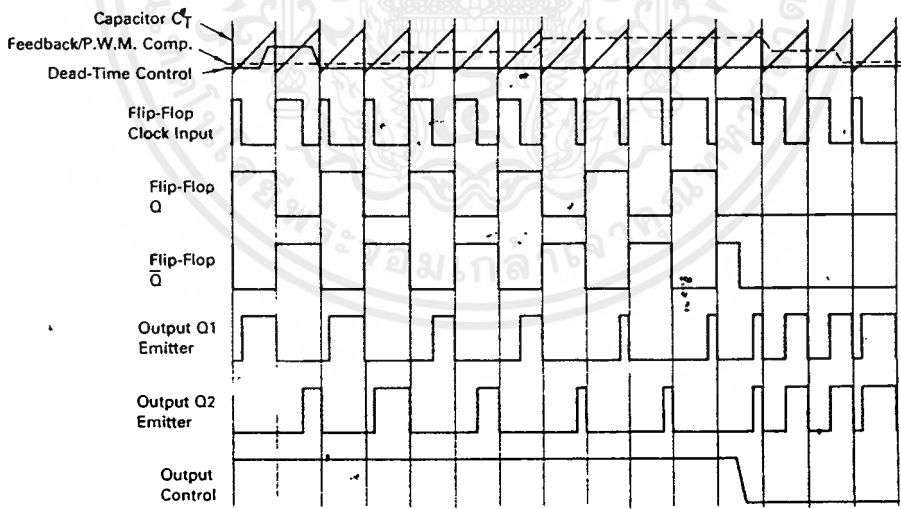


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



# TL494, TL495

## Description

The TL494/495 are 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 oscillator frequency is determined by:

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

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 dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time 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 dead time may be imposed on the output by setting the dead time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 to 3.3 V.

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 dead time control input, down to zero, as the

voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from  $-0.3$  V to  $(V_{CC} - 2$  V), 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 non-inverting 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 dead-time 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 TL494/495 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 accuracy of  $\pm 5\%$  with a thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

The TL495 contains an on-chip 39 volt zener diode for high voltage applications where  $V_{CC}$  is greater than 40 volts, and an output steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop. (Refer to the functional table shown in Figure 3.)

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Inputs		Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Output Control	Steering Control		
Grounded	Open	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At $V_{ref}$	Open	Push-pull operation	0.5
At $V_{ref}$	$V1 < 0.4$ V	Single-ended P.W.M. at Q1 only	1
At $V_{ref}$	$V1 > 2.4$ V	Single-ended P.W.M. at Q2 only	1

See Engineering Bulletin EB100 for further information.

# TL494, TL495

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

Rating	Symbol	TL494M	TL494/TL495I	TL494C/TL495C	Unit
Power Supply Voltage	$V_{CC}$	42	42	42	V
Collector Output Voltage	$V_{C1}, V_{C2}$	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	$I_{C1}, I_{C2}$	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	$V_{in}$	$V_{CC} + 3.0$	$V_{CC} - 3.0$	$V_{CC} + 3.0$	V
Power Dissipation ( $T_A \leq 45^\circ\text{C}$ )	$P_D$	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	$T_J$	150	150	150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	$T_A$	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

## THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	100	80	$^\circ\text{C/W}$
Power Derating Factor	$1/R_{\theta JA}$	10.0	12.5	$\text{mW}/^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	$T_A$	50	45	$^\circ\text{C}$

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
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
Amplifier Input Voltage	$V_{in}$	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	$I_{f.b.}$	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	$I_{ref}$	—	—	10	mA
Timing Resistor	$R_T$	1.8	30	500	k $\Omega$
Timing Capacitor	$C_T$	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	$f_{osc}$	1.0	40	200	kHz

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ , $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ 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.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reference Voltage ( $I_O = 1.0\text{ mA}$ )	$V_{ref}$	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature ( $\Delta T_A = \text{Min to Max}$ )	$\Delta V_{ref} (\Delta T)$	—	0.2	2.0	—	1.3	2.6	%
Input Regulation ( $V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$ )	$Reg_{line}$	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation ( $I_O = 1.0\text{ mA to }10\text{ mA}$ )	$Reg_{load}$	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current ( $V_{ref} = 0\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$I_{SC}$	10	35	50	—	35	—	mA

# TL494, TL495

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ , $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ 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.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I/TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
<b>OUTPUT SECTION</b>								
Collector Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_{CE} = 40\text{ V}$ )	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	$\mu\text{A}$
Emitter Off-State Current ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ , $V_C = 40\text{ V}$ , $V_E = 0\text{ V}$ )	$I_{E(off)}$	—	—	-150	—	—	-100	$\mu\text{A}$
Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter ( $V_E = 0\text{ V}$ , $I_C = 200\text{ mA}$ ) Emitter-Follower ( $V_C = 15\text{ V}$ , $I_E = -200\text{ mA}$ )	$V_{sat(C)}$	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
	$V_{sat(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ( $V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$ ) High State ( $V_{OC} = V_{ref}$ )	$I_{OCL}$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{A}$
	$I_{OCH}$	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_r$	—	100	200	—	100	200	ns
	$t_{r(f)}$	—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	$t_f$	—	25	100	—	25	100	ns
	$t_{f(f)}$	—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>ERROR AMPLIFIER SECTIONS</b>					
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	$\mu\text{A}$
Input Common-Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 7.0\text{ V to } 40\text{ V}$ )	$V_{ICR}$	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Open-Loop Voltage Gain ( $\Delta V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_O = 0.5\text{ to } 3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5\text{ to } 3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$f_c$	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ( $V_O = 0.5\text{ to } 3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	$\phi_m$	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ( $\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$ , $V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current ( $V_O$ (Pin 3) = 0.7 V)	$I_{O-}$	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current ( $V_O$ (Pin 3) = 3.5 V)	$I_{O+}$	-2.0	-4.0	—	mA

# TL494, TL495

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ , $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ 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.

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	$V_{TH}$	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{in} = 0.7\text{ V}$ )	$I_{I-}$	0.3	0.7	—	mA
<b>DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>					
Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{in} = 0\text{ to }5.25\text{ V}$ )	$I_B$ (DT)	—	-2.0	-10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ( $V_{in} = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ , $R_T = 12\text{ k}\Omega$ ) ( $V_{in} = 0\text{ V}$ , $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$ , $R_T = 30\text{ k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	$V_{TH}$	— 0	2.8 —	3.3 —	V
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Frequency ( $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$ , $R_T = 30\text{ k}\Omega$ )	$f_{osc}$	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ( $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$ , $R_T = 30\text{ k}\Omega$ )	$\sigma f_{osc}$	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ( $\Delta T_A = T_{low}\text{ to }T_{high}$ ) ( $T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$ , $R_T = 12\text{ k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	—	—	12	%

Characteristic	Symbol	TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
<b>STEERING CONTROL</b>					
Input Current Low ( $V_{in} = 0.4\text{ V}$ )	$I_{STL}$	—	-25	-200	$\mu\text{A}$
Input Current High ( $V_{in} = 2.4\text{ V}$ ) ( $V_{in} = V_{ref}$ )	$I_{STH}$	— —	25 75	200 —	$\mu\text{A}$
<b>ZENER CHARACTERISTICS</b>					
Zener Breakdown Voltage ( $I_Z = 2.0\text{ mA}$ )	$V_Z$	—	39	—	V
Sink Current ( $V_{in} = 1.0\text{ V}$ )	$I_{RZ}$	—	0.3	—	mA
<b>TOTAL DEVICE</b>					
Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$ , All Other Inputs and Outputs Open) ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ ) ( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )	$I_{CC}$	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ( $V_{in} = 2.0\text{ V}$ ) (See Figure 12.) ( $C_T = 0.001$ , $R_T = 12\text{ k}\Omega$ , $V_{CC} = 15\text{ V}$ )	—	—	7.0	—	mA

\* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula,  $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N - 1}}$

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

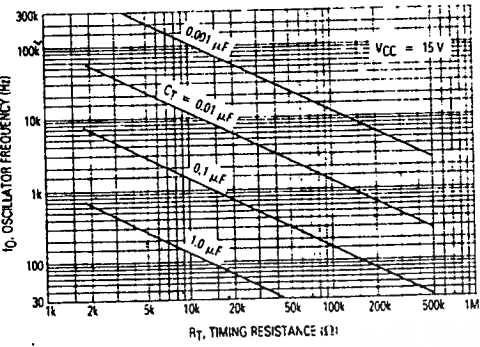


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

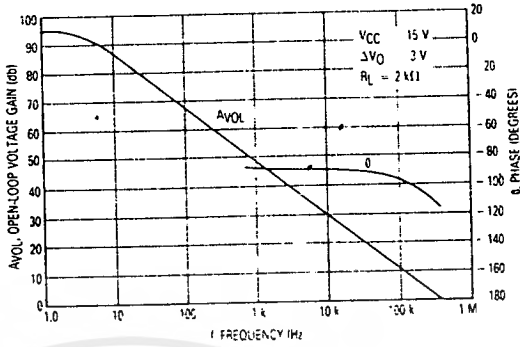


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

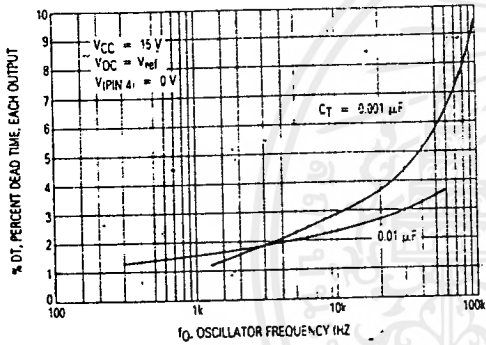


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

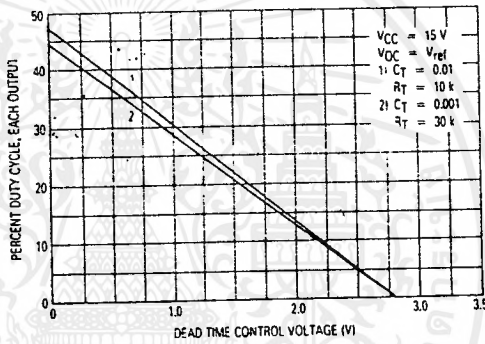


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

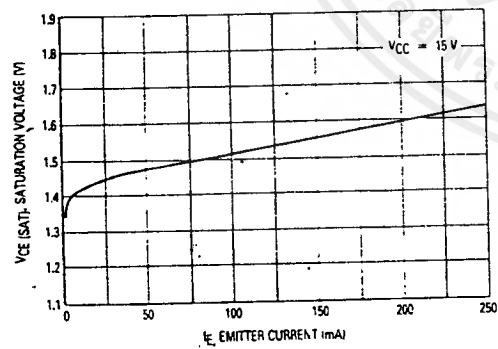


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT

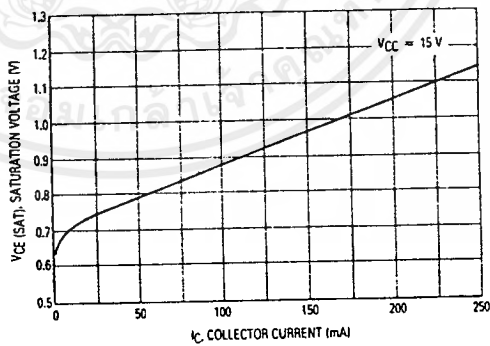


FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

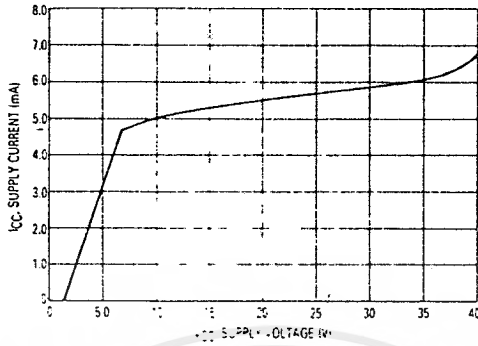


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

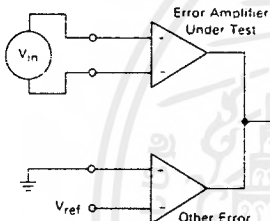


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

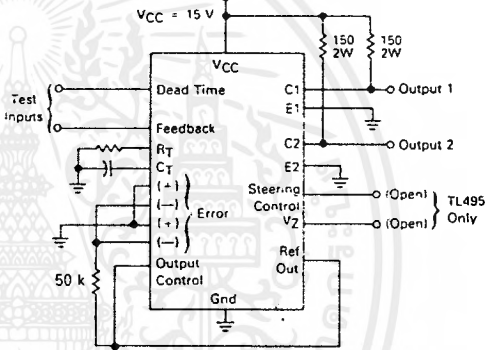


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

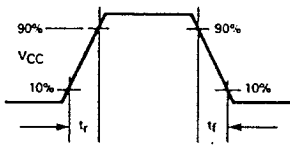
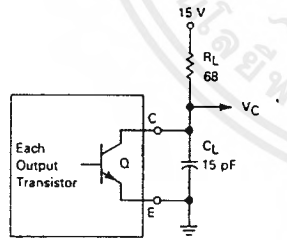


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

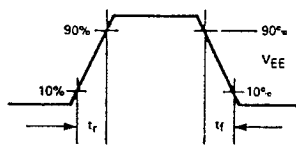
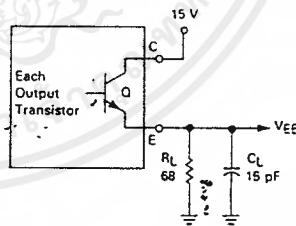


FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

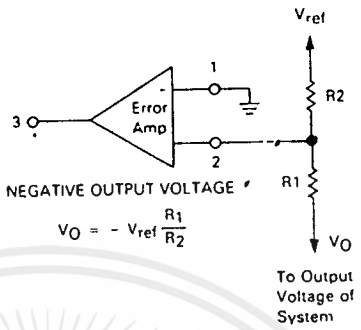
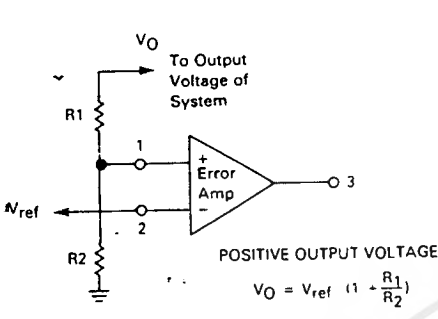


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

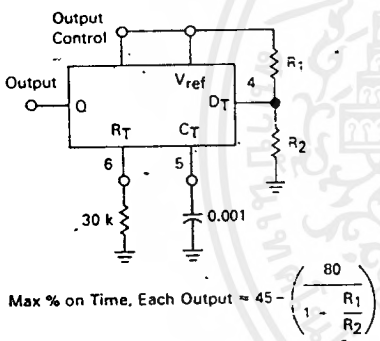


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

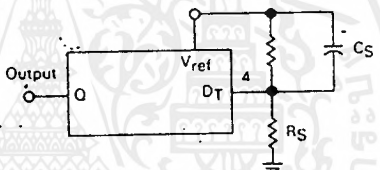
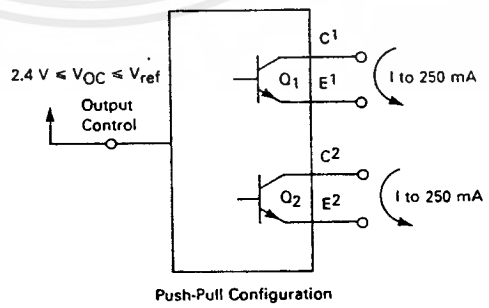
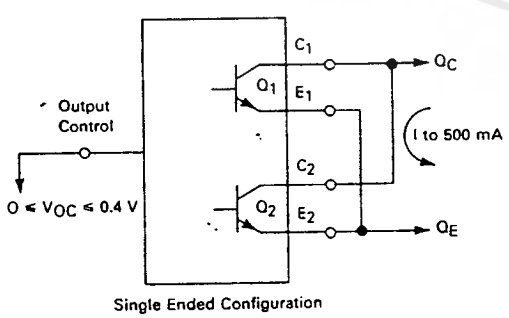


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# L494, TL495

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

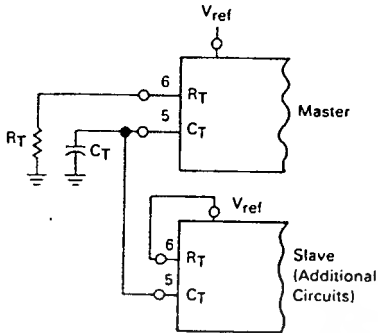


FIGURE 20 — OPERATION WITH  $V_{IN} > 40$  V USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

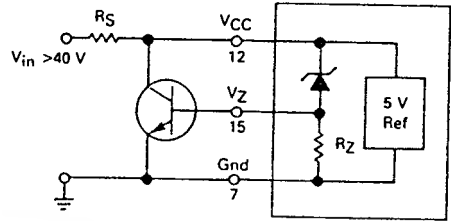
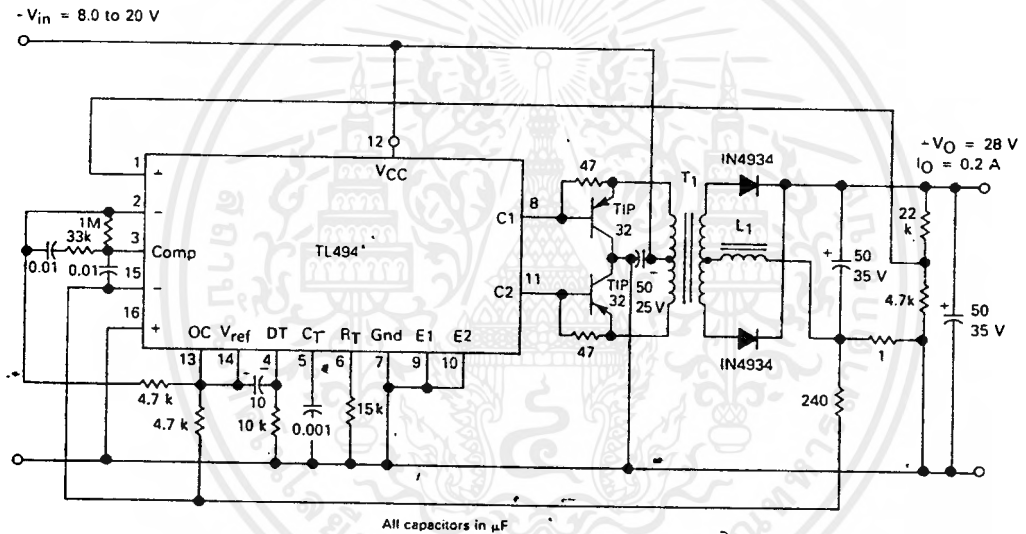


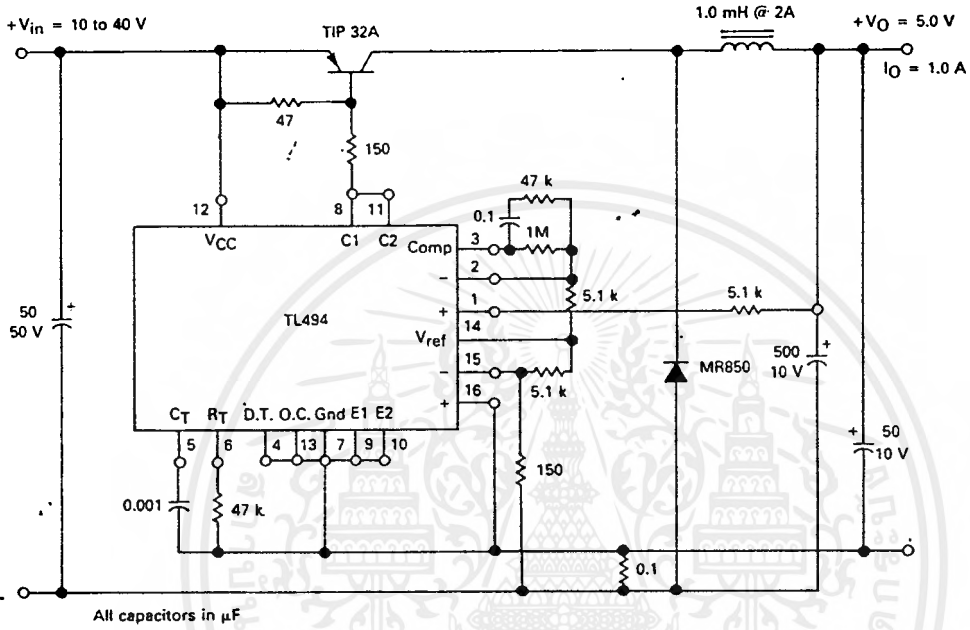
FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



- L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
- T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG  
Secondary: 120T C.T. #36 AWG  
Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0$ to $20$ V	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 0.2$ to $200$ mA	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	40 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6$ V, $R_L = 0.1 \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6$ V, $I_O = 200$ mA	72%

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



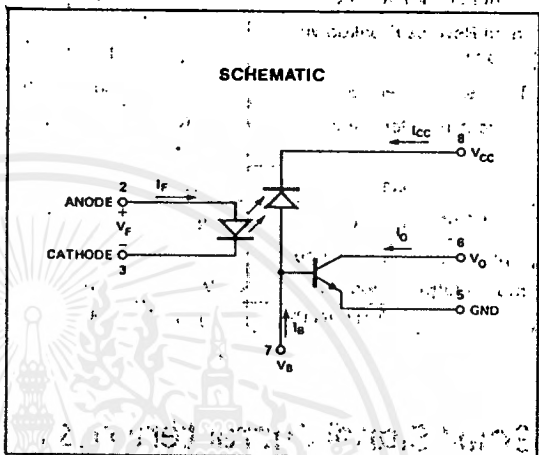
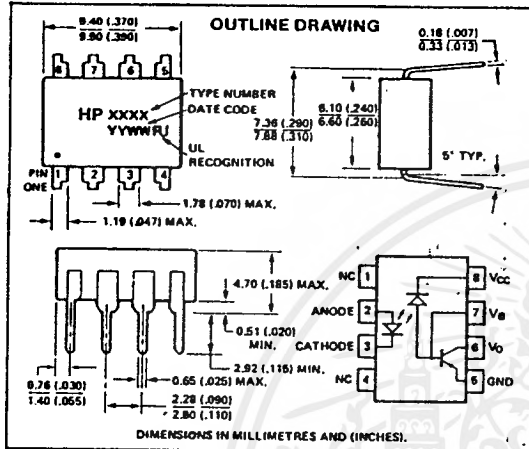
TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10 \text{ V to } 40 \text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28 \text{ V}, I_o = 1.0 \text{ mA to } 1.0 \text{ A}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28 \text{ V}, I_o = 1.0 \text{ A}$	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28 \text{ V}, I_o = 1.0 \text{ A}$	71%



HEWLETT  
PACKARD

# WIDEBAND ANALOG/VIDEO OPTOCOUPLER

HCPL-4562



## Features

- WIDE BANDWIDTH: 17 MHz<sup>(1)</sup>
- HIGH VOLTAGE GAIN: 2.0<sup>(1)</sup>
- LOW TEMPERATURE COEFFICIENT (G<sub>V</sub>): -0.3% PER °C<sup>(1)</sup>
- HIGHLY LINEAR AT LOW DRIVE CURRENTS
- HIGH-SPEED AlGaAs EMITTER
- RECOGNIZED UNDER THE COMPONENT PROGRAM OF U.L. (FILE NO. E55361) FOR DIELECTRIC WITHSTAND PROOF VOLTAGES OF 2500 VAC, 1 MINUTE AND 5000 VAC, 1 MINUTE (OPTION 020).
- VDE 0883 APPROVAL AVAILABLE

## Description

The HCPL-4562 optocoupler provides wide-bandwidth isolation for analog signals. It is ideal for video isolation when combined with its application circuit (Figure 4). High linearity and low phase shift are achieved through an 820 nm AlGaAs emitter, combined with a high-speed detector.

## Applications

- VIDEO ISOLATION FOR THE FOLLOWING STANDARDS/FORMATS: NTSC, PAL, SECAM, S-VHS, ANALOG RGB
- LOW-DRIVE-CURRENT FEEDBACK ELEMENT IN SWITCHING POWER SUPPLIES, e.g. FOR ISDN NETWORKS
- A/D CONVERTER SIGNAL ISOLATION
- ANALOG SIGNAL GROUND ISOLATION

## Recommended Operating Conditions

Operating Temperature	-55°C to +70°C
Quiescent Input Current — I <sub>FQ</sub>	7.6 mA
Peak Input Current — I <sub>F</sub>	10 mA

## Absolute Maximum Ratings

Storage Temperature	-55°C to +125°C
Operating Temperature	-40°C to +85°C
Lead Solder Temperature	260°C for 10 s (1.6 mm below seating plane)
Average Input Current — I <sub>F</sub>	12 mA DC
Peak Input Current — I <sub>F</sub>	18.6 mA
Effective Input Current — I <sub>F</sub>	12.9 mA rms
Supply Voltage — V <sub>CC</sub> (Pin 8-5)	-0.3 V to 30 V
Output Voltage — V <sub>O</sub> (Pin 6-5)	-0.3 V to 20 V
Reverse Input Voltage — V <sub>R</sub> (Pin 3-2)	1.8 V
Emitter-Base Reverse Voltage (Pin 5-7)	5 V
Peak Output Current — I <sub>O</sub> (Pin 6)	16 mA
Average Output Current — I <sub>O</sub> (Pin 6)	8 mA
Base Current — I <sub>B</sub> (Pin 7)	5 mA
Output Power Dissipation <sup>(2)</sup>	100 mW

**CAUTION:** The small junction sizes inherent to the design of this bipolar component, increase the component's susceptibility to damage from electrostatic discharge (ESD). It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

## DC Electrical Specifications (T<sub>A</sub> = 25°C)

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Figure	Notes
Base Photo Current	I <sub>PB</sub>	13	32 19.2	65	μA μA	I <sub>F</sub> = 10 mA, V <sub>PB</sub> ≥ 5 V I <sub>F</sub> = 6 mA, V <sub>PB</sub> ≥ 5 V	2, 6	
I <sub>PB</sub> Temperature Coefficient	ΔI <sub>PB</sub> /ΔT		-0.3		%/°C	2 mA < I <sub>F</sub> < 10 mA, V <sub>PB</sub> ≥ 5 V	2	
I <sub>PB</sub> Nonlinearity			0.25		%	2 mA < I <sub>F</sub> < 10 mA	2, 6	3
Input Forward Voltage	V <sub>F</sub>	1.1	1.3	1.6	V	I <sub>F</sub> = 5 mA	5	
Input Reverse Breakdown Voltage	BV <sub>R</sub>	1.8	5		V	I <sub>R</sub> = 10 μA		
Transistor Current Gain	h <sub>FE</sub>	60	160			I <sub>C</sub> = 1 mA, V <sub>CE</sub> = 1.25 V		
Current Transfer Ratio	CTR		45		%	I <sub>F</sub> = 6 mA, V <sub>CE</sub> = 1.25 V, V <sub>PB</sub> ≥ 5 V	8, 9	
DC Output Voltage	V <sub>O</sub>		4.25		V	G <sub>V</sub> = 2, V <sub>CC</sub> = 9 V	4, 15	
Input-Output Resistance	R <sub>I-O</sub>		10 <sup>12</sup>		Ω	V <sub>I-O</sub> = 500 V		5
Input-Output Capacitance	C <sub>I-O</sub>		0.6		pF	f = 1 MHz		5
Input-Output Insulation	V <sub>ISO</sub>	2500			V <sub>RMS</sub>	R <sub>H</sub> ≤ 50%, t = 1 min.		5
	OPTION 020	V <sub>ISO</sub>	5000					

## Small-Signal Characteristics (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

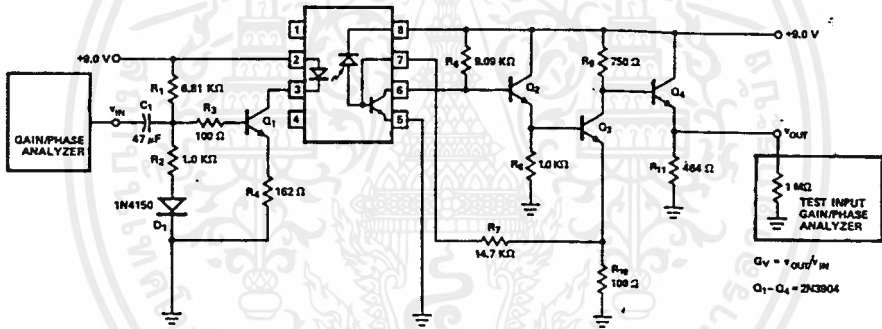
Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Figure	Notes
Voltage Gain	G <sub>V</sub> (0.1 MHz)	0.8	2.0	4.2		V <sub>IN</sub> = 1 V <sub>p-p</sub>	1	6
G <sub>V</sub> Temperature Coefficient	ΔG <sub>V</sub> /ΔT		-0.3		%/°C	V <sub>IN</sub> = 1 V <sub>p-p</sub> , f = 0.1 MHz	1, 11	
Base Photo Current Variation	ΔI <sub>PB</sub> (6 MHz)		1.1	3.0	-dB	I <sub>F0</sub> = 6 mA, V <sub>IN</sub> = 1 V <sub>p-p</sub> , f <sub>REF</sub> = 0.1 MHz	3, 10, 12	
-3 dB Frequency (I <sub>PB</sub> )	I <sub>PB</sub> (-3 dB)	6	15		MHz	V <sub>IN</sub> = 1 V <sub>p-p</sub> , f <sub>REF</sub> = 0.1 MHz, I <sub>F0</sub> = 6 mA	3, 10, 12	
-3 dB Frequency (G <sub>V</sub> )	G <sub>V</sub> (-3 dB)	6	17		MHz	V <sub>IN</sub> = 1 V <sub>p-p</sub> , f <sub>REF</sub> = 0.1 MHz	1, 11	
Gain Variation	ΔG <sub>V</sub> (6 MHz)		0.8		-dB	T <sub>A</sub> = -10°C, V <sub>IN</sub> = 1 V <sub>p-p</sub> , f <sub>REF</sub> = 0.1 MHz	1, 11	
			1.1	3.0	-dB	V <sub>IN</sub> = 1 V <sub>p-p</sub> , f <sub>REF</sub> = 0.1 MHz	1, 11	
			1.5		-dB	T <sub>A</sub> = 70°C, V <sub>IN</sub> = 1 V <sub>p-p</sub> , f <sub>REF</sub> = 0.1 MHz	1, 11	
	ΔG <sub>V</sub> (10 MHz)	1.15			-dB	V <sub>IN</sub> = 1 V <sub>p-p</sub> , f <sub>REF</sub> = 0.1 MHz	1, 11	
Differential Gain			±1		%	I <sub>Fdc</sub> = 0.7 mA pk-pk, I <sub>Fdc</sub> = 3 to 9 mA, f = 3.58 MHz	3, 7	
Differential Phase			±1		deg.	I <sub>Fdc</sub> = 0.7 mA pk-pk, I <sub>Fdc</sub> = 3 to 9 mA, f = 3.58 MHz	3, 7	
Total Harmonic Distortion	THD		2.5		%	f = 3.58 MHz, G <sub>V</sub> = 2, V <sub>IN</sub> = 1 V <sub>p-p</sub> , I <sub>F0</sub> = 6 mA	4	10
Output Noise Voltage	V <sub>NOISE</sub>		950		μV <sub>RMS</sub>	10 Hz to 10 MHz	1	
Isolation Mode Rejection Ratio	IMRR		122		dB	f = 120 Hz, G <sub>V</sub> = 2	14	11

## Insulation Related Specifications

Parameter	Symbol	Value	Units	Conditions
Min. External Air Gap (Clearance)	L(I/O1)	≥7	mm	Measured from input terminals to output terminals
Min. External Tracking Path (Creepage)	L(I/O2)	≥7	mm	Measured from input terminals to output terminals
Min. Internal Plastic Gap (Clearance)		0.08	mm	Through insulation distance conductor to conductor
Tracking Resistance	CTI	175	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group (per DIN VDE 0109)		IIIa		Material Group DIN VDE 0109

### Notes:

- When used in the circuit of Figure 1 or Figure 4:  $G_V = V_{OUT}/V_{IN}$ .
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of 2.0 mW/°C.
- Maximum variation from the best fit line of  $I_{PB}$  vs.  $I_F$  expressed as a percentage of the peak-to-peak full-scale output.
- CURRENT TRANSFER RATIO is defined as the ratio of output collector current,  $I_O$ , to the forward LED input current,  $I_F$ , times 100%.
- Device considered a two-terminal device: Pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and Pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.
- Flat-band small-signal voltage gain.
- The frequency at which the gain is 3 dB below the flat-band gain.
- Differential gain is the change in the small-signal gain of the optocoupler at 3.58 MHz as the bias level is varied over a given range.
- Differential phase is the change in the small-signal phase response of the optocoupler at 3.58 MHz as the bias level is varied over a given range.
- TOTAL HARMONIC DISTORTION is defined as the square root of the sum of the square of each harmonic distortion component.
- ISOLATION MODE REJECTION RATIO, a measure of the optocoupler's ability to reject signals or noise that may exist between input and output terminals, is defined by  $(V_{OUT}/V_{IN})/(V_{OUT}/V_{IM})$ , where  $V_{IM}$  is the isolation mode voltage signal.



NOTE: ALL RESISTORS ARE 1% TOLERANCE; EXCEPT  $R_4$  (162 Ω ±0.5 Ω).

Figure 1. Gain and Bandwidth Test Circuit

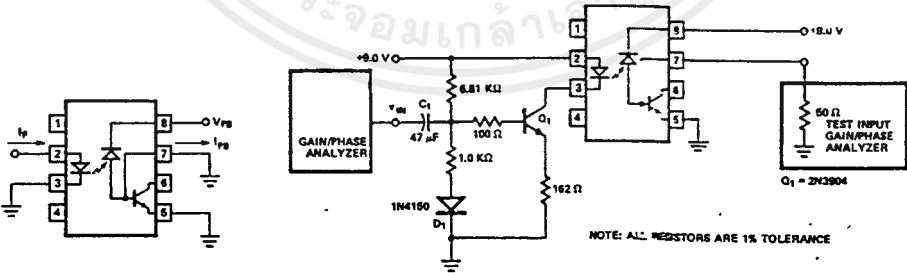


Figure 2. Base Photo Current Test Circuit

Figure 3. Base Photo Current Frequency Response Test Circuit

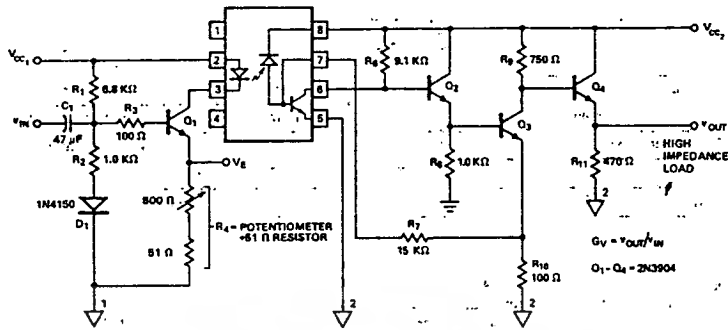


Figure 4. Recommended Isolated Video Interface Circuit

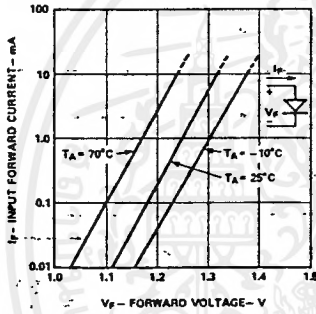


Figure 5. Input Current vs. Forward Voltage

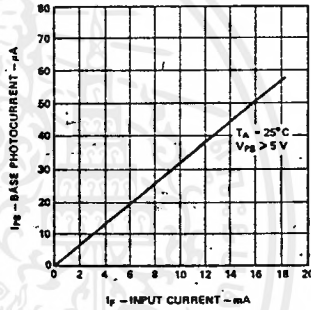


Figure 6. Base Photo Current vs. Input Current

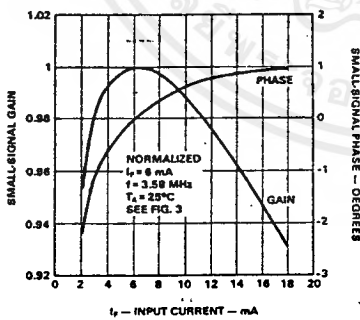


Figure 7. Small-Signal Response vs. Input Current

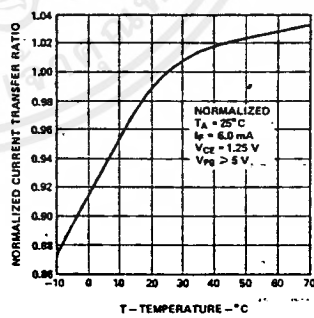


Figure 8. Current Transfer Ratio vs. Temperature

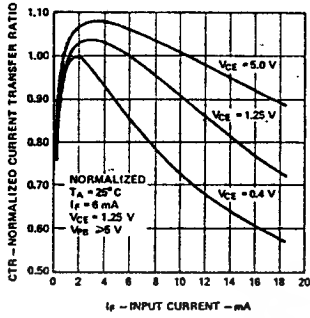


Figure 9. Current Transfer Ratio vs. Input Current

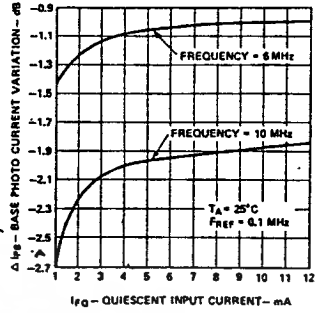


Figure 10. Base Photo Current Variation vs. Bias Conditions

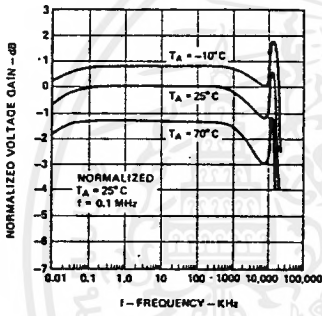


Figure 11. Normalized Voltage Gain vs. Frequency

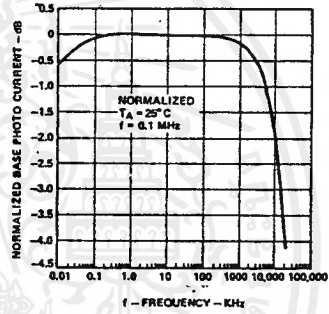


Figure 12. Normalized Base Photo Current vs. Frequency

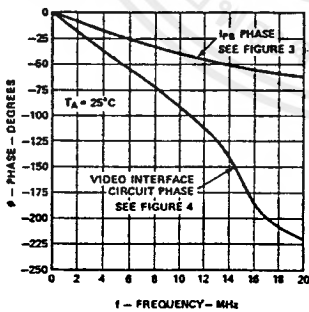


Figure 13. Phase vs. Frequency

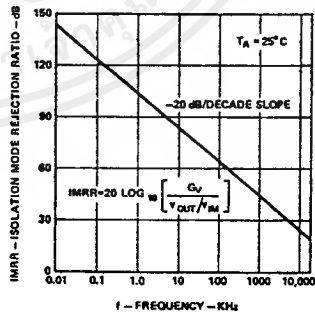


Figure 14. Isolation Mode Rejection Ratio vs. Frequency

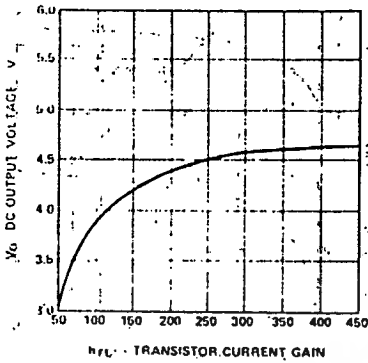


Figure 15. DC Output Voltage vs. Transistor Current Gain

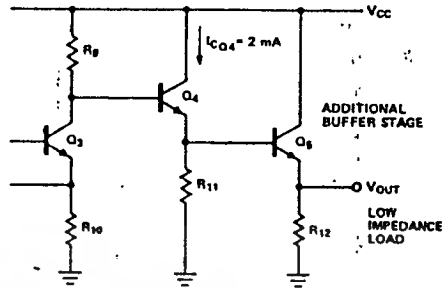


Figure 16. Output Buffer Stage for Low Impedance Loads

## Design Considerations of the Application Circuit

The application circuit in Figure 4 incorporates several features that help maximize the bandwidth performance of the HCPL-4562. Most important of these features is peaked response of the detector circuit that helps extend the frequency range over which the voltage gain is relatively constant. The number of gain stages, the overall circuit topology and the choice of DC bias points are all consequences of the desire to maximize bandwidth performance.

To use the circuit, first select  $R_1$  to set  $V_E$  for the desired LED quiescent current by:

$$I_{FO} = \frac{V_E}{R_4} \approx \frac{G_V V_E R_{10}}{(\partial I_{PB} / \partial I_F) R_7 R_9} \quad (1)$$

For a constant value of  $v_{IN,p-p}$ , the circuit topology (adjusting the gain with  $R_4$ ) preserves linearity by keeping the modulation factor (MF) dependent only on  $V_E$ :

$$i_{F,p-p} \approx v_{IN} / R_4 \quad (2)$$

$$\frac{i_{F,p-p}}{I_{FO}} \approx \frac{i_{PB,p-p}}{I_{PBQ}} = \frac{v_{IN,p-p}}{V_E} \quad (3)$$

$$\text{Modulation Factor (MF)} = \frac{i_{F,p-p}}{2 I_{FO}} \approx \frac{v_{IN,p-p}}{2 V_E} \quad (4)$$

For a given  $G_V$ ,  $V_E$ , and  $V_{CC}$ , DC output voltage will vary only with  $h_{FEX}$ :

$$V_O = V_{CC} - V_{BE4} - \frac{R_9}{R_{10}} (V_{BEX} - (I_{PBQ} - I_{BXQ}) R_7) \quad (5)$$

Where:

$$I_{PBQ} \approx \frac{G_V V_E R_{10}}{R_7 R_9} \quad (6)$$

and,

$$I_{BXQ} \approx \frac{V_{CC} - 2 V_{BE}}{R_6 h_{FEX}} \quad (7)$$

Figure 15 shows the dependency of the DC output voltage on  $h_{FEX}$ .

For  $9V < V_{CC} < 12V$ , select the value of  $R_{11}$  such that

$$I_{CQ4} \approx \frac{V_O}{R_{11}} \leq \frac{4.25V}{470\Omega} \leq 9.0 \text{ mA} \quad (8)$$

The voltage gain of the second stage ( $Q_3$ ) is approximately equal to:

$$\frac{R_9}{R_{10}} \cdot \frac{1}{1 + s R_9 \left[ C_{CO3} + \frac{1}{2\pi R_{11} f_{T4}} \right]} \quad (9)$$

Increasing  $R'_{11}$  ( $R'_{11}$  includes the parallel combination of  $R_{11}$  and the load impedance) or reducing  $R_9/R_{10}$  ratio constant) will improve the bandwidth.

If it is necessary to drive a low impedance load, bandwidth may also be preserved by adding an additional emitter following the buffer stage ( $Q_5$  in Figure 16), in which case  $R_{11}$  can be increased to set  $I_{CQ4} \approx 2 \text{ mA}$ .

Finally, adjust  $R_4$  to achieve the desired voltage gain.

$$G_V \approx \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \approx \frac{\partial I_{PB}}{\partial I_F} \left[ \frac{R_7 R_9}{R_4 R_{10}} \right] \quad (10)$$

where typically  $\frac{\partial I_{PB}}{\partial I_F} = 0.0032$

Definition:

- $G_V$  = Voltage Gain
- $I_{FO}$  = Quiescent LED forward current
- $i_{F,p-p}$  = Peak-to-peak small signal LED forward current
- $v_{IN,p-p}$  = Peak-to-peak small signal input voltage
- $i_{PB,p-p}$  = Peak-to-peak small signal base photo current
- $I_{PBQ}$  = Quiescent base photo current
- $V_{BEX}$  = Base-Emitter voltage of HCPL-4562 transistor
- $I_{BXQ}$  = Quiescent base current of HCPL-4562 transistor
- $h_{FEX}$  = Current Gain ( $I_C/I_B$ ) of HCPL-4562 transistor
- $V_E$  = Voltage across emitter degeneration resistor  $R_4$
- $f_{T4}$  = Unity gain frequency of  $Q_4$
- $C_{CO3}$  = Effective capacitance from collector of  $Q_3$  to ground

### กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดีโดยการช่วยเหลือจากบุคคลต่างๆ ซึ่งทางคณะผู้จัดทำขอขอบคุณ ดังมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- (1) อาจารย์อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ และ ดร. วิจิตร กิณเรศ ที่ให้คำแนะนำความรู้ คอยชี้แนะข้อสงสัย เอื้อเฟื้อสถานที่และให้ยืมอุปกรณ์ในการจัดทำโครงการนี้
- (2) อาจารย์ทุกๆ ท่านในสถาบันแห่งนี้ที่ให้ความรู้และคำสอนที่มีคุณค่ามากมาย
- (3) พี่โรมัส และ พี่บอย ที่สละเวลาให้คำปรึกษาและให้ความช่วยเหลือในการทำโครงการ
- (4) พี่ตัวเล็ก และ พี่เอที่ให้ความสะดวกในการยืมอุปกรณ์ที่ใช้ในการทำโครงการอย่างขยันขันแข็ง ถึงแม้พวกเราจะสร้างความยุ่งยากให้กับพี่ๆ อยู่เสมอ
- (5) เพื่อน ๆ ทุกคนที่คอยห่วงใยเป็นกำลังใจ และคอยช่วยเหลือให้คำปรึกษาตลอดมา
- (6) ขอขอบคุณ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สถาบันที่ช่วยสร้างโอกาสในการศึกษาให้แก่คณะผู้จัดทำ

## เอกสารอ้างอิง

1. Abraham L. Pressman, "Switching Power Supply Design" Mcgraw-Hill, 1992.
2. Bernard Grob, "Basic Electronics" Mcgraw-Hill Kogakusha Ltd :London, 1971.
3. George C. Chrysis, "High –Frequency Switching Power Supply Theory and Design" Mcgraw-Hill Book Company :Singapore, 1989.
4. John Davies and Peter Simpson, "Induction Heating Handbook" Mcgraw-Hill Book Company: England, 1926.
5. Marian K. Kazimierczuk, "Resonant Power Converters" John Wiley and Sons Inc. : New York, 1995.
6. Muhummad H. Rashid, "Power Electronic Circuit ,Device, and Application" Prentice-Hall International, 1988.
7. กฤษดา วิสวธีระนนท์, รศ. "อินเวอร์เตอร์" ซีเอ็ดดูเคชั่น:กรุงเทพฯ, 2536.
8. สุวัฒน์ คั่น, "เทคนิคและการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย" บริษัท เอนเทลไทย จำกัด:กรุงเทพฯ, 2537.