

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่

DESIGN OF 50-Hz AND 50-kHz TRANSFORMERS
USING AREA PRODUCT APPROACH

ธวัชชัย นัยสีกิต

THAWATCHAI NAISATIT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-020-042

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่

DESIGN OF 50-Hz AND 50-kHz TRANSFORMERS
USING AREA PRODUCT APPROACH

ธวัชชัย นัยสธิต

THAWATCHAI NAISATIT



T105110

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 1051104
เดือนปี 16 พ.ศ. 2552

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2552

KMITL-2009-EN-M-020-042

**DESIGN OF 50-Hz AND 50-kHz TRANSFORMERS
USING AREA PRODUCT APPROACH**

THAWATCHAI NAISATIT

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2009

KMITL-2009-EN-M-020-042





COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่
Thesis Title Design of 50-Hz and 50-kHz Transformers Using Area Product Approach
นักศึกษา นายธวัชชัย นัยสถิต
รหัสประจำตัว 47060213
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-020-042

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ชัยวุฒิ	ฉัตรอุทัย	
ผศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
ดร.สมภพ	ผลไม้	
ผศ.ดร.สลิลทิพย์	สินธุสนธิชาติ	
รศ.ดร.วิริยะ	พิเชษฐจำเริญ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 12 พฤษภาคม พ.ศ. 2552 เวลา 13.00 – 15.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 2 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 12 พฤษภาคม พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz โดยใช้ วิธีผลคูณพื้นที่
นักศึกษา	นาย ธวัชชัย นัยสถิต
รหัสนักศึกษา	47060213
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอหลักการและขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ขนาด 550 VA และหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ขนาด 1600 VA โดยวิธีผลคูณพื้นที่ สำหรับหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ใช้ในกระบวนการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันและกระแสในวงจรไฟฟ้า ส่วนหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ใช้ในกระบวนการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันและกระแส สำหรับวงจรด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งบ่อยครั้งมักจะได้พบเห็นหม้อแปลงทั้งสองนี้กลายเป็นองค์ประกอบส่วนหนึ่งในวงจร ดังนั้นการออกแบบหม้อแปลงที่ดี จึงถือว่าเป็นสิ่งสำคัญยิ่งที่จะต้องพิจารณา โดยเฉพาะเมื่อต้องการให้วงจรทั้งระบบ มีประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้าสูง ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟารวมทางด้านปฐมภูมิ และ ทุติยภูมิ ($P_1 + P_2$) กับ ผลคูณพื้นที่ของพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง (A_c) และพื้นที่หน้าตัดของช่องหน้าต่างที่ใช้บรรจุขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ($W_{a,primary} + W_{a,secondary}$) จะถูกนำมาประยุกต์ใช้ในกระบวนการออกแบบหม้อแปลงทั้งสอง

Thesis Title	Design of 50-Hz and 50-kHz Transformers Using Area Product Approach
Student	Mr. Thawatchai Naisatit
Student ID.	47060213
Degree	Master of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetjamroen

ABSTRACT

This paper presents the principle and process of 50-Hz , 550 VA and 50-kHz ,1600 VA transformers design by area product approach used for voltage and current transforming process in electric circuits for 50-Hz transformer and in power electronic circuits for 50-kHz transformer ,where both transformers are frequently found to be part of the circuits. Therefore, well-designed transformers can be also regarded as a very important thing to be considered , especially when a whole system circuit of high power conversion efficiency is required. The relation between the combined power on the primary and secondary sides ($P_1 + P_2$) and the area product of the cross-section area of a transformer core (A_c) and the cross-section area of a window containing the primary and secondary coils ($W_{a, primary} + W_{a, secondary}$) will be applied in the design process of both transformers.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย.....	3
1.7 การทบทวนหลักการพื้นฐานของการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ (Area Product : A_p) และวิธีรูปทรงเรขาคณิตของแกนหม้อแปลง (Core Geometry : K_g)	4
บทที่ 2 พื้นฐานของอุปกรณ์แม่เหล็กและทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่.....	7
2.1 บทนำ.....	7
2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของอุปกรณ์แม่เหล็ก.....	7
2.2.1 คุณสมบัติของสารแม่เหล็ก.....	7
2.2.2 กฎของแอมแปร์(Ampere's law).....	8

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.2.3 กฎมือขวา(Right-Hand's rule).....	9
2.2.4 ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก(Flux density).....	10
2.2.5 ความต้านทานแม่เหล็ก(Reluctance).....	10
2.2.6 กฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าของฟาราเดย์.....	11
2.3 ทฤษฎีพื้นฐานของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	12
2.3.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	16
2.3.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน.....	16
2.3.2.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮีสเตอร์ซิส.....	16
2.3.2.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวน.....	16
2.3.3 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวนำทองแดง.....	18
2.3.3.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง.....	18
2.3.3.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ.....	19
2.3.4 ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	19
2.4 ความหมายและที่มาของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า.....	21
2.4.1 ความหมายของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่.....	21
2.4.2 ที่มาของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่.....	23
2.4.3 สรุปสมการของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่.....	28
2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่กับองค์ประกอบต่างๆ ของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	29
2.5.1 ความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่กับ ปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	29
2.5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่กับ น้ำหนักรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	32
2.5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่กับ พื้นผิวรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	34
2.5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับ ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	37

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.6 Window utilization factor (K_u).....	42
2.7 Core loss curve.....	46
2.8 บทสรุป.....	47
บทที่ 3 การวิเคราะห์หลักการการทำงานของชุดทดสอบที่สร้างแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์	
ความถี่สูง 50-kHz ที่ใช้ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	48
3.1 บทนำ.....	48
3.2 โครงสร้างของชุดทดสอบที่สร้างแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ความถี่สูง.....	48
3.2.1 วงจรภาคกำลัง.....	49
3.2.1.1 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น.....	49
3.2.1.2 วงจรอินเวอร์เตอร์.....	58
3.2.2 ชุดโหลดเรโซแนนซ์ (Load Resonant).....	68
3.2.3 ชุดวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์.....	69
3.2.3.1 วงจรควบคุม(Control Circuit).....	69
3.2.3.2 วงจรขับเคลื่อน(Drive Circuit).....	69
บทที่ 4 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่.....	70
4.1 บทนำ.....	70
4.2 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz.....	70
4.2.1 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ในส่วนของแกนหม้อแปลงไฟฟ้า.....	70
4.2.2 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ในส่วนของขดลวดด้านปฐมภูมิ.....	72
4.2.3 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ในส่วนของขดลวดด้านทุติยภูมิ.....	74

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.3 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz.....	76
4.3.1 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ในส่วนของแกนหม้อแปลงไฟฟ้า.....	76
4.3.2 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ในส่วนของขดลวดด้านปฐมภูมิ.....	78
4.3.3 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ในส่วนของขดลวดด้านทุติยภูมิ.....	81
4.4 บทสรุป.....	83
บทที่ 5 การทดสอบและผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า.....	84
5.1 บทนำ.....	84
5.2 การทดสอบและผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz.....	84
5.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดค่าและเก็บผลการทดสอบ.....	84
5.2.2 การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz.....	84
5.2.3 ผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz.....	85
5.3 การทดสอบและผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz	93
5.3.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดค่าและเก็บผลการทดสอบ.....	93
5.3.2 การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz.....	93
5.3.3 ผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz.....	93
5.4 บทสรุป.....	100
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	101
บรรณานุกรม.....	105

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 Core Configuration Constants	26
2.2 Constant K_v	30
2.3 Constant K_w	33
2.4 Constant K_s	35
2.5 Constant K_f	40
4.1 ค่า K factor	81
5.1 ผลการทดลองคุณสมบัติทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ต่ำที่ 50-Hz.....	91
5.2 ผลการทดลองคุณสมบัติทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ 50-kHz.....	99
6.1 ความหนาแน่นกำลังไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz.....	104

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 (ก) กระแสทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก (ข) ตัวอย่างกรณีมีขดลวดทองแดงพันรอบแกนแม่เหล็กที่มีช่องอากาศ.....	9
2.2 กฎมือขวาสำหรับตัวนำทองแดงที่เป็นเส้นตรง.....	10
2.3 (ก) ทิศทางฟลักซ์แม่เหล็กและขั้วแรงดัน (ข) กฎของเลนซ์.....	12
2.4 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ.....	13
2.5 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลในทางปฏิบัติ.....	15
2.6 แสดงผลของกระแสวนในอุปกรณ์แม่เหล็ก.....	17
2.7 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าสูญเสีย เนื่องจากกระแสวน และฮิสเตอร์ซิสที่ความถี่ต่าง ๆ	17
2.8 ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	20
2.9 C core	21
2.10 E core	21
2.11 Pot core	22
2.12 toroidal core	22
2.13 Powder core	22
2.14 สรุปสมการของวิธีออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่.....	28
2.15 ปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ C core	31
2.16 ปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ E core	31
2.17 ปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ Pot core, toroidal core และ Powder core	32
2.18 พื้นที่ผิวของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ C core	36
2.19 พื้นที่ผิวของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ E core	36
2.20 พื้นที่ผิวของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ Pot core, toroidal core และ Powder core	37
2.21 สรุปสมการความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่และความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า.....	41

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.22 ภาพหน้าตัดของหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อใช้ตัวนำเส้นเดียวทรงกลมตันในการพัน.....	42
2.23 ภาพหน้าตัดของหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อใช้ตัวนำทรงกลมตันตีเกลียวในการพัน.....	45
2.24 Core loss curves for Magnetics Ferrite P 2500 μ	46
3.1 แสดงโครงสร้างของชุดทดสอบที่สร้างแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ความถี่สูง.....	48
3.2 วงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์	49
3.3 วงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อแยกออกจากโหลด C_d และ R	50
3.4 การทำงานของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกบวก.....	50
3.5 การทำงานของไดโอด D_1 และ D_2 ในวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์ ที่ทำหน้าที่ต่อแรงดัน ไซน์แหล่งจ่าย v_s ซีกบวกโดยตรงเข้ากับด้านเอาต์พุตของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์.....	51
3.6 การรวมไดโอด D_1 และ D_2 เป็นไดโอด $D_{1,2}$ ในวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์ ที่ทำหน้าที่ต่อ แรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ซีกบวกโดยตรงเข้ากับด้านเอาต์พุตของวงจร บริดจ์เร็คติไฟเออร์.....	51
3.7 การหาค่าอิมพีแดนซ์ของเซวินิน Z_{th} ของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อแรงดันไซน์ แหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกบวก.....	52
3.8 การทำงานของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกลบ.....	53
3.9 การทำงานของไดโอด D_3 และ D_4 ในวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์ ที่ทำหน้าที่ต่อแรงดัน ไซน์แหล่งจ่าย v_s ซีกลบออกมาที่ด้านเอาต์พุตของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์ที่ขั้วของแรงดัน ไฟฟ้าตรงข้ามกัน.....	54
3.10 การรวมไดโอด D_3 และ D_4 เป็นไดโอด $D_{3,4}$ ในวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์ ที่ทำหน้าที่ต่อ แรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ซีกลบออกมาที่ด้านเอาต์พุตของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์ที่ขั้ว ของแรงดันไฟฟ้าตรงข้ามกัน.....	54
3.11 การหาค่าอิมพีแดนซ์ของเซวินิน Z_{th} ของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อแรงดันไซน์ แหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกลบ.....	55

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.12	วงจรสมมูลของบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกบวกและลบ.....56
3.13	วงจรสมมูลของวงจรไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อต่อกับโหลด R และ C_d56
3.14	ลักษณะคลื่นแรงดัน และกระแส หลังไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์57
3.15	การไหลของกระแสไฟฟ้า i_d57
3.16	วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์ เรโซแนนซ์อนุกรม.....58
3.17	Regenerative Mode กิ่ง S_1, S_459
3.18	Powering Mode กิ่ง S_1, S_460
3.19	Regenerative Mode กิ่ง S_2, S_361
3.20	Powering Mode กิ่ง S_2, S_362
3.21	คลื่นแรงดันด้านเอาต์พุต.....63
3.22	สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุต.....65
3.23	หลักการเกิดคลื่นแรงดัน $V_{o,R}$ และกระแส i_o ทางด้านเอาต์พุต.....66
3.24	หลักการเกิดกระแส i_o ที่ได้จากแรงดันพินดามเมนทอลและฮาร์โมนิกส์ต่าง ๆ.....67
3.25	ชุดโหลดเรโซแนนซ์ที่มีหม้อแปลงไฟฟ้าประกอบอยู่ด้วย.....68
3.26	วงจรขับเกททำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างภาคกำลังและภาคควบคุม.....69
5.1	การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz.....85
5.2	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 97.83% ของพิกัด.....85
5.3	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 88.29% ของพิกัด.....86
5.4	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 78.74% ของพิกัด.....86
5.5	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 70.40% ของพิกัด.....87
5.6	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 58.45% ของพิกัด.....87
5.7	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 47.73% ของพิกัด.....88
5.8	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 38.18% ของพิกัด.....88

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 29.84% ของพิกัด.....89
5.10	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 20.29% ของพิกัด.....89
5.11	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 9.54% ของพิกัด.....90
5.12	กราฟแสดงค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz เมื่อหม้อแปลงจ่ายกำลังไฟ ฟ้าด้านทุติยภูมิที่ค่าต่างๆ.....92
5.13	การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz.....93
5.14	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 99.89% ของพิกัด.....94
5.15	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 89.45% ของพิกัด.....94
5.16	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 78.09% ของพิกัด.....95
5.17	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 72.66% ของพิกัด.....95
5.18	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 66.87% ของพิกัด.....96
5.19	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 60.04% ของพิกัด.....96
5.20	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 54.15% ของพิกัด.....97
5.21	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 48.32% ของพิกัด.....97
5.22	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 45.74% ของพิกัด.....98
5.23	รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 32.85% ของพิกัด.....98
5.24	กราฟแสดงค่าประสิทธิภาพ ของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz เมื่อหม้อแปลงจ่ายกำลัง ไฟฟ้าด้านทุติยภูมิที่ค่าต่างๆ.....100
6.1	แผนผังการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ของหม้อแปลง.....101
6.2	วงจรอินเวอร์เตอร์ แบบบริดจ์ RLC อนุกรมเรโซแนนซ์ ที่ใช้ใน การทดสอบหม้อ แปลงไฟฟ้า 50-kHz.....102
6.3	กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของหม้อแปลง 50-Hz และ50-kHz.....103
6.4	รูปหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz พร้อมทั้งชุดทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz....104

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง มักมีการแปลงระดับแรงดัน และ กระแสความถี่สูงจากระดับแรงดันสูงกระแสต่ำ เป็นแรงดันต่ำกระแสสูงที่ความถี่ในย่าน 50 – 100 kHz ซึ่งโดยหลักการทั่วไป ระดับแรงดันและกระแสความถี่สูงที่ใช้ป้อนโหลดในลักษณะนี้ จะได้มาจากด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง โดยอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่จ่ายระดับแรงดัน และกระแสไปยังหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยที่หม้อแปลงความถี่สูงทำหน้าที่แปลงระดับแรงดัน และกระแสดังกล่าวให้อยู่ในระดับที่ต้องการทางด้านเอาต์พุตได้ ดังนั้นปัญหาจึงอยู่ที่การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง เพื่อให้สามารถทำหน้าที่แปลงแรงดันและกระแสความถี่สูงจากด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ให้ได้แรงดัน และกระแสที่พิกัด

โดยในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้วิธีผลคูณพื้นที่ซึ่งเป็นวิธีที่สะดวก เพื่อคำนวณหา Cross Section Area (A_c) ตรงบริเวณขากลางของแกน Ferrite รูปทรง EE Core และ Window Area (W_u) ที่ใช้บรรจุขดลวดทองแดง ตลอดจนคำนวณหาค่าต่างๆ ตามขั้นตอนการออกแบบ จากหม้อแปลงไฟฟ้า ที่คำนวณ และออกแบบได้นี้ นำข้อมูลทั้งหมดที่ได้ไปประกอบพินขึ้นจริงและ นำไปทดสอบหาค่าประสิทธิภาพ เพื่อพิสูจน์ผลที่ได้จากการทดสอบเป็นไปตามข้อมูลการคำนวณออกแบบหรือไม่

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

- 1.2.1 เพื่อศึกษาให้เข้าใจหลักการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า ตามทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่
- 1.2.2 เพื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz ที่ออกแบบโดยวิธีผลคูณพื้นที่

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย

โดยแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เริ่มต้นจากการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ ตามทฤษฎีการออกแบบให้เข้าใจได้คือนั้น จะเริ่มศึกษา จากการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าสำหรับ รูปคลื่นไซน์ความถี่ 50-Hz และทำการทดสอบกับโหลด ซึ่งเป็นขั้นพื้นฐานก่อน จากนั้นจึงนำ วิธีการออกแบบมาประยุกต์ใช้ สำหรับการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ความถี่สูง 50-kHz และทำการทดสอบกับโหลด โดยในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ความถี่สูง 50-kHz นั้นมีความแตกต่างจากการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ความถี่ 50-Hz เนื่องจาก หม้อแปลงไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ความถี่ 50-Hz จะใช้ทดสอบกับแหล่งจ่ายการไฟฟ้า ส่วนหม้อแปลง ไฟฟ้ารูปคลื่นไซน์ความถี่สูง 50-kHz จะต้องทดสอบกับวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งปกติวงจร อินเวอร์เตอร์จะจ่ายแรงดันเป็นรูปคลื่นสแควร์ ดังนั้นจึงต้องอาศัยวงจร RLC Series Resonant เพื่อ เปลี่ยนรูปคลื่นสแควร์ที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์ให้เป็นรูปคลื่นไซน์

1.4 ขอบเขตการวิจัย

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz โดยวิธีผลคูณพื้นที่ในงานวิจัยนี้ สามารถแบ่งเป็นบทได้ดังนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการศึกษา แนวคิดที่ใช้ ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย ขั้นตอนการศึกษา ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย และ ทบทวนหลักการพื้นฐานของการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ (Area Product : A_p) และวิธีรูปทรงเรขาคณิตของแกน (Core Geometry : K_g)

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานของอุปกรณ์แม่เหล็ก และทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า โดยวิธีผลคูณพื้นที่ โดยในทฤษฎีพื้นฐานของอุปกรณ์แม่เหล็กประกอบด้วย คุณสมบัติของสาร แม่เหล็ก กฎของแอมแปร์ กฎมือขวา ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความต้านทานแม่เหล็ก กฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าของฟาราเดย์ ในทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วย กำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งได้แก่ กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน กำลังไฟฟ้าสูญเสียใน คิวนำทองแดง ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า

ส่วนทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าประกอบด้วย ความหมายและที่มาของวิธีการ ออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแบบผลคูณพื้นที่ ที่มาของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแบบผลคูณ พื้นที่ ความสัมพันธ์ระหว่าง ผลคูณพื้นที่กับองค์ประกอบต่างๆ ของหม้อแปลงไฟฟ้า Window utilization factor (K_u) Core loss curve

บทที่ 3 การวิเคราะห์หลักการทํางาน ของชุดทดสอบที่สร้างแรงดันไฟฟ้า คลื่นไซน์ ความถี่สูง 50-kHz ที่ใช้ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ประกอบด้วย โครงสร้างของชุดทดสอบที่สร้างแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ความถี่สูง วงจรภาคกำลัง วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่น วงจรอินเวอร์เตอร์ ชุดโพลครเรโซแนนซ์ ชุดควบคุมอินเวอร์เตอร์ วงจรควบคุม วงจรขับขาท

บทที่ 4 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz

บทที่ 5 การทดสอบและผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz การทดสอบและผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

- 1.5.1 ศึกษาทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่
- 1.5.2 ออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่ ตามทฤษฎีการออกแบบ ที่ได้ทำการศึกษาพร้อมทั้งทดสอบกับแหล่งจ่ายการไฟฟ้าโดยใช้โหลดเป็นหลอดไฟ เนื่องจากเป็นโหลดความต้านทานอย่างเดี่ยว ซึ่งจะทำให้ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด
- 1.5.3 เก็บข้อมูลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz
- 1.5.4 ออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่ตามทฤษฎี การออกแบบ ที่ได้ทำการศึกษา
- 1.5.5 ศึกษาทฤษฎีและออกแบบวงจร RLC Resonant Inverter เพื่อสร้างรูปคลื่นไซน์ความถี่สูง 50-kHz ที่ใช้ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz
- 1.5.6 ทดสอบกับวงจร RLC Resonant Inverter ที่ออกแบบ พร้อมเก็บข้อมูลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz
- 1.5.7 พิมพ์วิทยานิพนธ์

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัย

- 1.6.1 ได้ข้อสรุปเกี่ยวกับการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่ ทำให้การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้านั้นเป็นไปอย่างถูกต้อง
- 1.6.2 สามารถนำหม้อแปลงไฟฟ้าที่ออกแบบไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆได้

1.7 การทบทวนหลักการพื้นฐาน ของการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า โดยวิธีผลคูณพื้นที่ (Area Product : A_p) และวิธีรูปทรงเรขาคณิตของแกนหม้อแปลง (Core Geometry : K_g)

1.7.1 ปัญหาทั่วไปของการออกแบบหม้อแปลง

ในการออกแบบหม้อแปลงจะมีเงื่อนไขต่างๆ ที่จะต้องใช้ในการออกแบบหม้อแปลง เช่น กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต P_o (ค่าแรงดันคูณด้วยค่ากระแสสูงสุด ที่จุดการทำงานที่ต้องการกรณีโหลดเป็นความต้านทาน) ซึ่งขดลวดทุติยภูมิจะต้องสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตนี้ให้กับโหลดได้ภายในย่านการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่กำหนด (Voltage Regulation α) สำหรับเงื่อนไขอื่นๆ ที่จะพบในการออกแบบหม้อแปลง เช่นค่าประสิทธิภาพ (Efficiency) ต่ำสุด หรือการสูญเสียสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในตัวหม้อแปลง ตลอดจนขอบเขตจำกัดของระดับอุณหภูมิที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ (Temperature Rise) ในตัวหม้อแปลง ในขณะที่อุณหภูมิห้องที่กำหนด โดยในการออกแบบแต่ละครั้งจะไม่สามารถทำให้ตัวแปรทุกตัวมีค่าที่ดีที่สุดได้ เนื่องจากตัวแปรแต่ละตัวจะขึ้นตรงต่อกันและมีผลกระทบซึ่งกันและกันยกตัวอย่างเช่น ในกรณีของการใช้งานที่ต้องคำนึงถึงเรื่องขนาด และน้ำหนัก ของตัวหม้อแปลงเป็นปัจจัยหลัก ก็จะให้หม้อแปลงทำงานที่ความถี่สูงขึ้น ซึ่งก็จะมีข้อเสียเปรียบตามมาในเรื่องของประสิทธิภาพที่ลดลง หรือในกรณีที่ไม่สามารถเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นได้ก็อาจลดขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลงด้วยการเพิ่มประสิทธิภาพของหม้อแปลงซึ่งก็จะมีข้อเสียเปรียบตามมาเช่นกัน ในเรื่องของค่าใช้จ่ายที่เพิ่มขึ้น อันเนื่องมาต้องใช้แกนเหล็กที่ทำด้วยวัสดุที่มีราคาแพง เพื่อให้ได้แกนเหล็กที่มีประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้นเป็นต้น

1.7.2 ความสามารถในการจ่ายกำลังไฟฟ้า

ในการออกแบบหม้อแปลงจะมีด้วยกันหลายวิธี เพื่อให้ได้ผลการออกแบบที่เหมาะสมกับความต้องการใช้งาน ซึ่งในอดีตจนถึงปัจจุบันผู้ผลิตจะใช้รหัสตัวเลขในการกำหนดชนิดของแกนเหล็กหม้อแปลงที่ใช้ รหัสตัวเลขเหล่านี้จะบ่งบอกถึงความสามารถในการใช้งานของแกนเหล็กแต่ละประเภทที่ระดับกำลังไฟฟ้าที่แตกต่างกัน โดยในวิธีการดังกล่าวนี้จะกำหนดตัวเลขที่เป็นผลคูณระหว่างพื้นที่ของช่องหน้าต่างที่ใช้บรรจุลวดตัวนำ (Window Area: W_a) กับพื้นที่ภาคตัดขวางของแกนเหล็ก (Core Cross Section Area: A_c) ให้กับแกนเหล็กประเภทต่างๆ และเรียกผลคูณดังกล่าวนี้ว่า ผลคูณพื้นที่ (Area Product : A_p)

รหัสตัวเลขต่างๆเหล่านี้จะถูกนำมาใช้โดยผู้ผลิตและผู้จำหน่ายแกนเหล็กเพื่อกำหนดขนาดและคุณสมบัติทางไฟฟ้าต่างๆ ไว้ในคู่มือการใช้งาน โดยจะมีการเลือกใช้แกนเหล็ก

ประเภทต่างๆเช่น Laminations, Toroidals, C-Core, Pot Core , Powder และ Ferrite เป็นต้น ความสามารถในการ Regulate แรงดันและความสามารถในการใช้งานที่ระดับกำลังไฟฟ้าต่างๆ จะมีความสัมพันธ์กับค่า Core Geometry: K_g แกนเหล็กทุกอันจะมี K_g ค่าเฉพาะในตัว เนื่องจากทั้งค่า A_p และ K_g ต่างก็เป็นตัวแปรที่มีประโยชน์ในการออกแบบหม้อแปลง จึงนิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย

ยังมีข้อมูลอื่นที่มีการนำเสนอ และสามารถนำมาใช้เพื่อความสะดวกในการออกแบบอีกมากมาย โดยที่ข้อมูลของวัสดุส่วนมากจะถูกเขียนขึ้นในรูปแบบของตารางตัวเลข เพื่อให้ง่ายและสะดวกรวดเร็วในการเลือกใช้งานที่ตรงกับความต้องการของงาน

1.7.3 ความสัมพันธ์ของผลคูณพื้นที่ A_p กับความสามารถในการรับกำลังไฟฟ้าของหม้อแปลง P_t

สมการที่ใช้ในการออกแบบสำหรับคำนวณหาความสามารถในการรับกำลังไฟฟ้าของหม้อแปลงคือ

$$A_p = \frac{P_t \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} \quad [cm^4] \quad (1.1)$$

การออกแบบหม้อแปลงส่วนใหญ่จะใช้วิธีการออกแบบที่แตกต่างกันไป เพื่อให้ได้ผลการออกแบบที่เหมาะสม ตัวอย่างเช่น ในหลายกรณี กฎเกณฑ์ การใช้หัวแม่มือ (Rule of Thumb) จะถูกนำมาใช้ สำหรับหาค่าความหนาแน่นกระแส (Current Density: J) ตัวอย่างที่ใช้กำหนดค่าความหนาแน่นกระแส J ที่ถือว่ามึระดับการทำงานที่ดีคือ 1000 Circular mils/Ampere ซึ่งก็สามารถทำงานได้ในหลายๆตัวอย่างการใช้งาน แต่ขนาดลวดที่เลือกใช้ เพื่อให้ตรงตามเงื่อนไขที่วางไว้นี้อาจทำให้หม้อแปลงมีน้ำหนักมากและมีขนาดใหญ่เกินความต้องการ เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว จึงได้มีการพัฒนาวิธีใหม่โดยให้ความสามารถในการรับกำลังไฟฟ้าของแกนเหล็ก P_t ขึ้นตรงกับผลคูณพื้นที่ของแกนเหล็ก A_p โดยมีสมการที่ใช้ในการคำนวณดังนี้

$$A_p = \left[\frac{P_t \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right]^{(Table 1,x)} \quad (1.2)$$

จากข้างต้นจะเห็นว่าองค์ประกอบต่างๆ เช่น ความหนาแน่นฟลักซ์ B_m ความถี่ใช้งาน f ค่าสัมประสิทธิ์การใช้งานจริงของช่องหน้าต่าง K_u จะมีความสัมพันธ์กับ การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ (Temperature Rise) ทุกตัวแปรต่างก็มีผลกระทบต่อค่าผลคูณพื้นที่ A_p ของหม้อแปลง

ค่า K_j เป็นตัวแปรใหม่ที่ใช้ในการควบคุมค่า Copper Loss

ค่า Area Product A_p ของแกนเหล็กนี้ยังสามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการความสัมพันธ์ของผลคูณระหว่างพื้นที่ช่องหน้าต่างที่ใช้บรรจุลวดตัวนำทั้งหมดของแกนเหล็ก: W_a ในหน่วย cm^2 กับพื้นที่ภาคตัดขวาง ของแกนเหล็ก: A_c ในหน่วย cm^2 เช่นกัน ซึ่งจะได้สมการดังนี้

$$A_p = W_a A_c \quad [cm^4] \quad (1.3)$$

1.7.4 ความสัมพันธ์ของ K_g กับความสามารถในการ Regulate แรงดันของหม้อแปลง แม้ว่าหม้อแปลงส่วนใหญ่จะถูกออกแบบไว้ เพื่อให้อุณหภูมิเพิ่มขึ้นได้ถึงจุดที่กำหนด (Temperature Rise) ก็ตาม แต่ก็สามารถออกแบบให้มีค่า Voltage Regulation α ตามที่กำหนดได้เช่นกัน ค่า Voltage Regulation α และความสามารถในการรับกำลังไฟฟ้าของแกนเหล็ก P_t จะมีความสัมพันธ์กับค่าคงที่ 2 ค่าด้วยกันคือ K_g และ K_e ดังสมการ :

$$\alpha = \frac{P_t}{2K_g K_e} \quad (1.4)$$

ค่าคงที่ K_g จะพิจารณาได้จากสัดส่วนทรงเรขาคณิตซึ่งมีสมการความสัมพันธ์ที่สามารถเขียนได้ดังนี้คือ :

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} \quad [cm^5] \quad (1.5)$$

ส่วนค่าคงที่ K_e จะพิจารณาได้จากสภาวะการทำงานของวงจรแม่เหล็ก และวงจรไฟฟ้าโดยจะมีสมการความสัมพันธ์ดังนี้ คือ :

$$K_e = 0.145 K_f^2 f^2 B_m^2 \times 10^{-4} \quad (1.6)$$

โดยที่ K_f คือสัมประสิทธิ์ของรูปคลื่นซึ่งมีค่าเท่ากับ 4 สำหรับคลื่นลักษณะแควร์ หรือ เท่ากับ 4.44 สำหรับคลื่นลักษณะไซน์ จากข้างต้นจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบต่างๆ เช่น Flux Density B_m ความถี่ใช้งาน f และสัมประสิทธิ์ของรูปคลื่น K_f ต่างก็มีผลต่อการกำหนดขนาดหม้อแปลงทั้งสิ้น

บทที่ 2

พื้นฐานของอุปกรณ์แม่เหล็กและทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลง ไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่

2.1 บทนำ

ในบทนี้เป็นกรอธิบายถึงพื้นฐานของอุปกรณ์แม่เหล็กและ ทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ โดยในพื้นฐานของอุปกรณ์แม่เหล็กได้อธิบายถึง ความหมายของค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่สำคัญของอุปกรณ์แม่เหล็ก และ หม้อแปลงไฟฟ้า เพื่อใช้เป็นข้อมูลในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าในวิทยานิพนธ์นี้ โดยปัญหาการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าที่ผู้ออกแบบต้องพบในการออกแบบ และต้องปฏิบัติตามหลักการออกแบบมีหลายข้อ เช่น กำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ (ผลคูณระหว่างแรงดันกับกระแสด้านทุติยภูมิ) ขดลวดด้านทุติยภูมิต้องสามารถจ่ายพลังงานให้กับโหลดได้ ประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ออกแบบจะต้องมีค่าอยู่ภายใต้มาตรฐานที่ผู้ออกแบบกำหนด และหม้อแปลงไฟฟ้าจะต้องทำงานภายใต้อุณหภูมิแวดล้อมได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ เป็นการออกแบบที่อาศัยความสัมพันธ์ ระหว่างกำลังไฟฟารวมทางด้านปฐมภูมิ และ ทุติยภูมิ ($P_1 + P_2$) กับ ผลคูณพื้นที่ของพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง (A_c) และพื้นที่หน้าตัดของช่องหน้าต่างที่ใช้บรรจุขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ($W_{a, primary} + W_{a, secondary}$) ซึ่งจะนำเสนอในหัวข้อต่อไป

2.2 ทฤษฎีพื้นฐานของอุปกรณ์แม่เหล็ก

2.2.1 คุณสมบัติของสารแม่เหล็ก

สารแม่เหล็กสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภทด้วยกัน คือ

ประเภทที่ 1 ไดอะแมกเนติก (Diamagnetic) ได้แก่ สารที่ไม่สามารถซาบซึมสนามแม่เหล็กได้ ($\mu_r < 1$) ยกตัวอย่างเช่น ทองแดง(copper) บิสมัท(bismuth) เงิน(silver) และทอง(gold) เป็นต้น

ประเภทที่ 2 พาราแมกเนติก (Paramagnetic) ได้แก่ สารที่สามารถซาบซึมสนามแม่เหล็กได้เล็กน้อย ($\mu_r > 1$) ยกตัวอย่างเช่น อากาศ (Air) โครเมียม (chromium) แพลตตินัม (platinum) และ อลูมิเนียม (aluminum) เป็นต้น

ประเภทที่ 3 เฟอร์โรแมกเนติก(Ferromagnetic) ได้แก่ สารที่สามารถซาบซึมสนามแม่เหล็กได้มาก ($\mu_r \gg 1$) ยกตัวอย่างเช่น เหล็ก (iron) นิกเกิ้ล (nickel) โคบอลต์ (cobalt) และเหล็กอัลลอยด์ (iron alloys) เป็นต้น

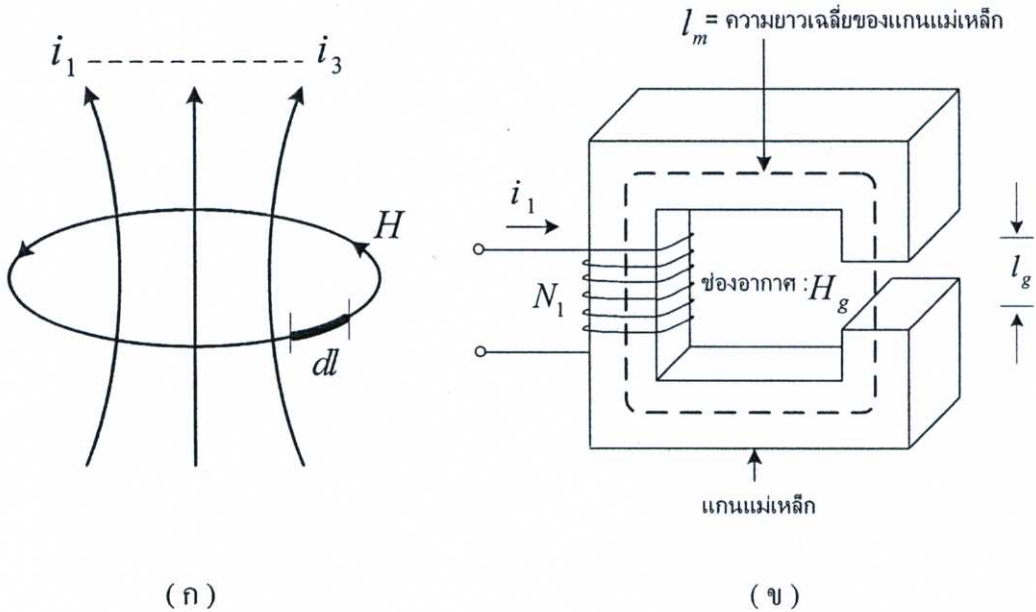
ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก (magnetic field intensity ; H) ของวัสดุแต่ละชนิดจะมีค่าไม่เท่ากัน ขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างอิเล็กตรอนที่อยู่ในวัสดุ กับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (magnetic flux density ; B) ของวัสดุแต่ละชนิดโดยอัตราส่วนของความสัมพันธ์ดังกล่าว จะขึ้นอยู่กับชนิดของเนื้อสารของวัสดุแต่ละชนิด ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ $B = \mu H$ โดยจะนิยาม μ ว่าเป็น ความซาบซึมได้ (permeability) สำหรับที่สุญญากาศ (Vacuum) และสารที่ไม่ใช่เฟอร์โรแมกเนติก (nonferromagnetic) โดยส่วนใหญ่ค่าความซาบซึมได้ จะมีค่าคงที่ ซึ่งหมายถึงค่าความเข้มสนามแม่เหล็กจะแปรผัน โดยตรงกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ซึ่งที่สุญญากาศ ค่าความซาบซึมได้ จะมีค่าคงที่เท่ากับ $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} (H/m)$ ทำให้สามารถนิยามค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ (μ_r ; relative permeability) ได้จากความสัมพันธ์ $\mu = \mu_0 \mu_r$ ซึ่งเป็นสมการทั่วไปที่ใช้สำหรับอธิบายคุณลักษณะของวัสดุแม่เหล็กต่างๆ

ในทางปฏิบัติค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ ของสารแม่เหล็กประเภท ไดอะแมกเนติกและพาราแมกเนติกจะไม่แตกต่างจากค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ของอากาศ เพราะสารแม่เหล็กทั้งสองประเภทต่างก็มีค่า $\mu_r \approx 1$ จึงเป็นผลทำให้อุปกรณ์แม่เหล็กที่ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง นิยมใช้สารแม่เหล็กประเภทเฟอร์โรแมกเนติกเป็นส่วนใหญ่

2.2.2 กฎของแอมแปร์ (Ampere's Law)

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวนำทองแดง จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหรือที่เรียกกันว่าความเข้มสนามแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อเมตร (A/m) ซึ่งกฎของแอมแปร์ได้กล่าวไว้ว่า “ การอินทิเกรตความเข้มสนามแม่เหล็กตามเส้นทางแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับผลรวมกระแสไฟฟ้า ที่ล้อมรอบโดยสนามแม่เหล็กนั้น ” ดังแสดงในสมการที่ (2.1) โดยมีรูปที่ 2.1 ประกอบ [6]

$$\oint H \cdot dl = \sum i_{enclosed} \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.1 (ก) กระแสทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก (ข) ตัวอย่าง กรณีมีขดลวดทองแดงพันรอบแกนแม่เหล็กที่มีช่องอากาศ

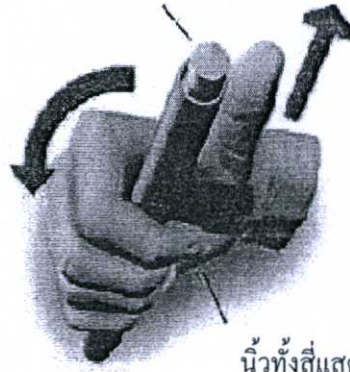
ซึ่งในทางปฏิบัติจะเป็นแบบรูปที่ 2.1 (ข) ดังแสดงในสมการที่ (2.2)

$$H_1 l_1 + H_g l_g = N_1 i_1 \quad (2.2)$$

2.2.3 กฎมือขวา (Right-Hand's Rule)

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านในดัดนำทองแดง จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กมีทิศทางตามกฎมือขวา ซึ่งสามารถเปรียบเทียบได้กับทิศทางการหมุนของสกรู กล่าวคือเมื่อสกรูหมุนไปด้านขวามือ ทิศทางของสกรูจะเคลื่อนที่ไปข้างหน้าเช่นเดียวกันเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับทางด้านไฟฟ้า หมายถึงทิศทางของสกรูคือทิศทางของกระแสไฟฟ้า ส่วนทิศทางการหมุนของสกรูคือทิศทางของสนามแม่เหล็ก ซึ่งนิยมใช้ในการหาทิศทางของสนามแม่เหล็ก ในแกนแม่เหล็กไม่ว่าจะเกิดจากดัดนำทองแดงที่เป็นเส้นตรง หรือดัดนำทองแดงที่พันรอบแกนแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2.2

นิ้วหัวแม่มือแสดงทิศทางของกระแส



นิ้วชี้แสดงทิศทางสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 2.2 กฎมือขวาสำหรับหับตัวนำทองแดงที่เป็นเส้นตรง

2.2.4 ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (Flux Density)

ความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) มีความสัมพันธ์กับความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ดังนี้

$$B = \mu H \quad (2.3)$$

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.4)$$

เมื่อ B มีหน่วย Wb/m^2 หรือ เทสลา (T) และ μ คือความซาบซึมได้ (permeability) ของตัวกลาง มีหน่วย H/m ส่วน μ_0 คือความซาบซึมได้ที่สุญญากาศมีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ และ μ_r คือความซาบซึมได้สัมพัทธ์ มีค่าตั้งแต่ 1.0 เท่าของสุญญากาศไปจนถึงหลักหมื่นเท่าของสุญญากาศ

2.2.5 ความต้านทานแม่เหล็ก (Reluctance)

จากกฎของแอมแปร์ จะได้ความสัมพันธ์ของความต้านทานแม่เหล็ก (\mathcal{R}) ดังแสดงในสมการที่ (2.5)

$$\phi \mathcal{R} = N i \quad (2.5)$$

โดยที่ ϕ	หมายถึง	ฟลักซ์แม่เหล็ก มีหน่วยเป็น weber
\mathcal{R}	หมายถึง	ความต้านทานแม่เหล็ก มีหน่วยเป็น Ampere – turn / weber
N	หมายถึง	จำนวนรอบในการพันขดลวด มีหน่วยเป็น turn
i	หมายถึง	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด มีหน่วยเป็น Ampere

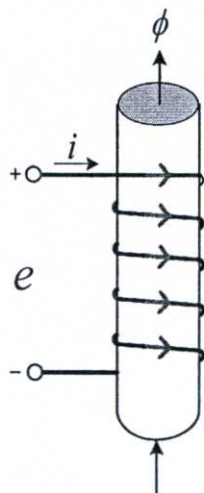
2.2.6 กฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าของฟาราเดย์

เมื่อพิจารณาถึงขดลวดทองแดงที่อยู่กับที่ ไม่ว่าจะอยู่ในกรณีที่มีหรือ ไม่มีแกนแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) กำหนดให้แรงดันไฟฟ้าเป็นบวกเมื่อมีกระแสไฟฟ้าเป็นบวกไหลเข้าทิศทางของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าจะเป็นไปตามกฎมือขวา ซึ่งฟลักซ์แม่เหล็กจะมีทิศทางไหลขึ้น และจากกฎของฟาราเดย์ “แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจากขดลวดทองแดง ซึ่งมีสนามแม่เหล็กเกี่ยวข้องที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะมีค่าแปรผันตรงกับจำนวนรอบของขดลวดทองแดง N และอัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก $\frac{d\phi}{dt}$ ” จึงสรุปได้ว่า วงจรแม่เหล็กที่ได้รับการทำแม่เหล็กด้วยระบบไฟฟ้ากระแสสลับนั้นจะทำให้เกิดค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดลวดทองแดง ดังแสดงในสมการที่ (2.6)

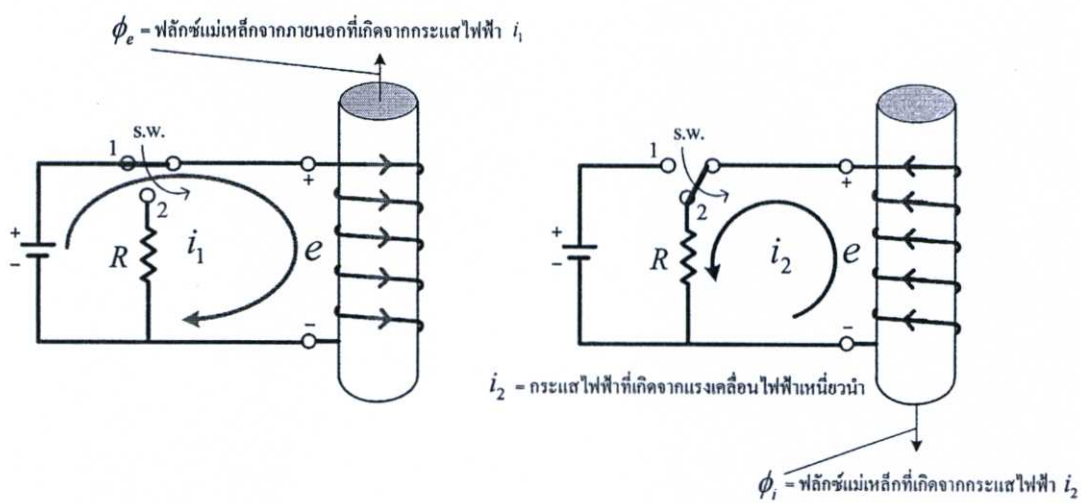
$$e = -\frac{d(N\phi)}{dt} = -N \frac{d\phi}{dt} = -\frac{d\lambda}{dt} \quad (2.6)$$

โดยข้อของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้นสามารถอธิบายได้จากกฎของเลนซ์ (Lenz's law) เรื่องการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า จากกฎของเลนซ์ที่กล่าวว่า “แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะต้องมีทิศทางที่ต้านการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กเกี่ยวข้องซึ่งทำให้เกิดมันขึ้นมา”

จากรูปที่ 2.3 (ข) เมื่อ S.W. อยู่ในตำแหน่งที่ 1 ทำให้มีกระแสไฟฟ้า i_1 ไหลเข้าขดลวดทองแดง ส่งผลให้มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าภายนอก (ϕ_{ex}) อันเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้น และเมื่อ S.W. อยู่ในตำแหน่งที่ 2 จะทำให้มีกระแสไฟฟ้า i_2 ที่เกิดจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ e ไหลออกจากขดลวดทองแดง ส่งผลให้มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กจากภายในขดลวดทองแดง (ϕ_i) และ จากกฎมือขวา เมื่อทิศทางของกระแสไฟฟ้า i_2 มีทิศทางตรงข้ามกับ i_1 ทำให้ทิศของฟลักซ์แม่เหล็กจากภายในขดลวดทองแดง (ϕ_i) มีทิศตรงข้ามกับฟลักซ์แม่เหล็กจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าภายนอก (ϕ_{ex}) จึงกล่าวได้ว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจะมีค่าเป็นบวกที่จุดต่อด้านบนเมื่อเปรียบเทียบกับจุดต่อด้านล่าง



(ก)

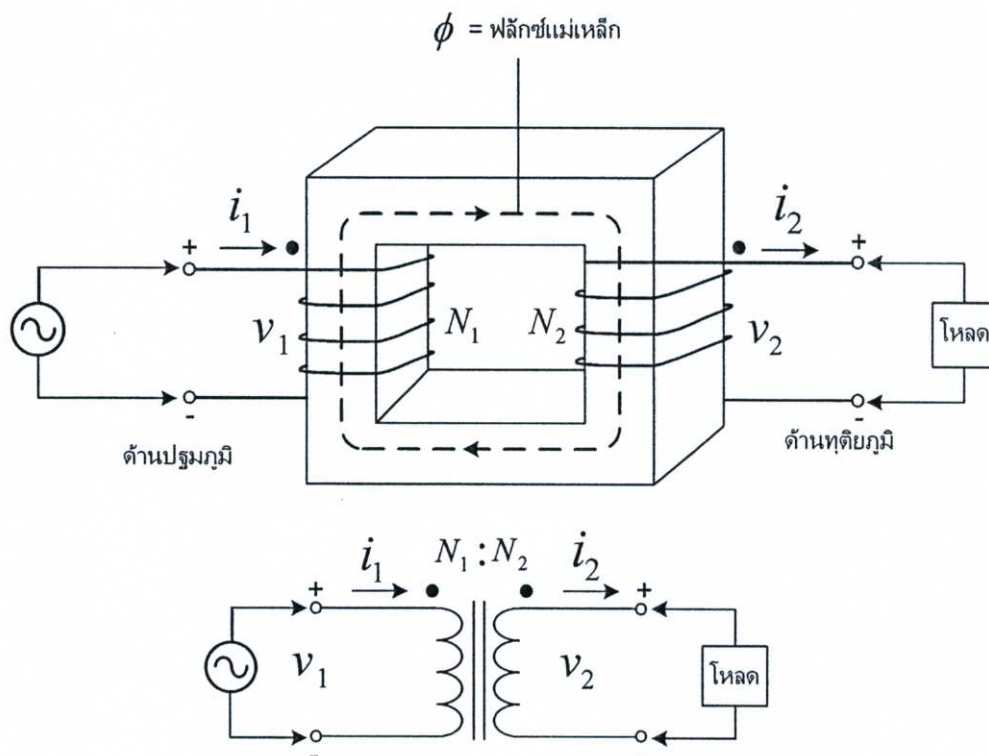


(ข)

รูปที่ 2.3 (ก) ทิศทางฟลักซ์แม่เหล็กและชั่วแรงดัน (ข) กฎของเลนซ์

2.3 ทฤษฎีพื้นฐานของหม้อแปลงไฟฟ้า

พื้นฐานของหม้อแปลงไฟฟ้าจะประกอบไปด้วย ขดลวดทองแดงอย่างน้อยสองขดพันรอบแกนแม่เหล็ก โดยขดลวดทองแดงด้านที่รับพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายพลังงานจะเรียกว่าขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ (Primary) ในขณะที่ขดลวดทองแดงที่ต่ออยู่กับด้านโหลด จะเรียกว่าขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิ (Secondary) โดยการส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้าจากด้านแหล่งจ่ายไปยังโหลดต้องอาศัยสนามแม่เหล็กเป็นตัวกลางในการส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้า



รูปที่ 2.4 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ [6]

จากรูปที่ 2.4 สามารถเขียนสมการของวงจรแม่เหล็กได้เป็น

$$N_1 i_1 - \phi R = N_2 i_2 \quad (2.7)$$

ถ้ากำหนดให้ค่าความซาบซึมมีค่ามากเพียงพอ ซึ่งในกรณีของหม้อแปลงไฟฟ้าในอุดมคติจะมีค่าเท่ากับอนันต์ จะเป็นผลทำให้ค่าความต้านทานแม่เหล็กมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ทำให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ คือ

$$N_1 i_1 = N_2 i_2 \quad (2.8)$$

และจากกฎของฟาราเดย์ จะได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดปฐมภูมิเท่ากับ

$$v_1 = e_1 = N_1 \left(\frac{d\phi}{dt} \right) \quad (2.9)$$

และเนื่องจากที่ขดทุติยภูมิ มีฟลักซ์แม่เหล็กที่เป็นตัวเดียวกับ ที่ขดปฐมภูมิ ดังนั้นจะได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดทุติยภูมิเท่ากับ

$$v_2 = e_2 = N_2 \left(\frac{d\phi}{dt} \right) \quad (2.10)$$

ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าในอุดมคติดังแสดงในสมการที่ (2.11)

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1} \quad \text{โดย} \quad \frac{d\phi}{dt} \neq 0 \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.11) จะได้ว่าหม้อแปลงในอุดมคตินั้นต้องมีค่าอนุพันธ์ของฟลักซ์แม่เหล็กต่อเวลาไม่เท่ากับศูนย์ และกำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออกซึ่งหมายความว่า ไม่มีการสูญเสีย ดังนั้นค่าของกระแสไฟฟ้าและแรงเคลื่อนไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยการเปลี่ยนอัตราส่วนจำนวนรอบในการพันขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ ต่อด้านทุติยภูมิ (Turn ratio)

แต่ในทางปฏิบัตินั้น ไม่สามารถหึงค่าความต้านทานแม่เหล็กได้ ซึ่งจะมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดปฐมภูมิถึงแม้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ขดทุติยภูมิจะเป็นศูนย์ก็ตาม และเมื่อกำหนดให้กระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิเป็นศูนย์ จะได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (Magnetizing inductance: L_m) มีค่าเท่ากับ

$$L_m = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}} \quad (2.12)$$

และเนื่องจากในทางปฏิบัตินั้น ค่าความซาบซึมได้ของแกนแม่เหล็กไม่เท่ากับอนันต์เหมือนกับกรณีอุดมคติ ทำให้มีฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่ไม่ไหลผ่านแกนแม่เหล็ก แต่จะไหลวนผ่านอากาศแทน ดังนั้นที่ขดปฐมภูมิจะได้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเท่ากับ

$$\phi_1 = \phi_{11} + \phi \quad (2.13)$$

โดยที่

ϕ_{11} คือ ฟลักซ์แม่เหล็กรั่วผ่านอากาศ

ϕ คือ ฟลักซ์แม่เหล็กที่ไหลผ่านแกนแม่เหล็กและตัดผ่านขดลวดทองแดงทุติยภูมิ

โดยทั่วไปการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) มีค่ามาก ๆ เพื่อที่จะทำให้ค่ากระแสทำแม่เหล็ก (magnetizing current) มีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดกระแสไฟฟ้าของโหลด และในกรณีที่แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัว จะส่งผลให้ค่าของตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายถึงหม้อแปลงไฟฟ้าเกิดการลัดวงจรนั่นเอง

2.3.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง จะประกอบไปด้วยกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน (Core loss) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวนำทองแดง (Copper loss) นอกจากนั้นการออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็กที่ดีควรจะมีค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์แม่เหล็กดังกล่าว ประมาณ 1-5% ของกำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

2.3.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน

สำหรับกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะประกอบด้วย กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส (Hysteresis loss) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวนภายในแกนแม่เหล็ก (Eddy current loss) โดยจะมีรายละเอียดดังนี้

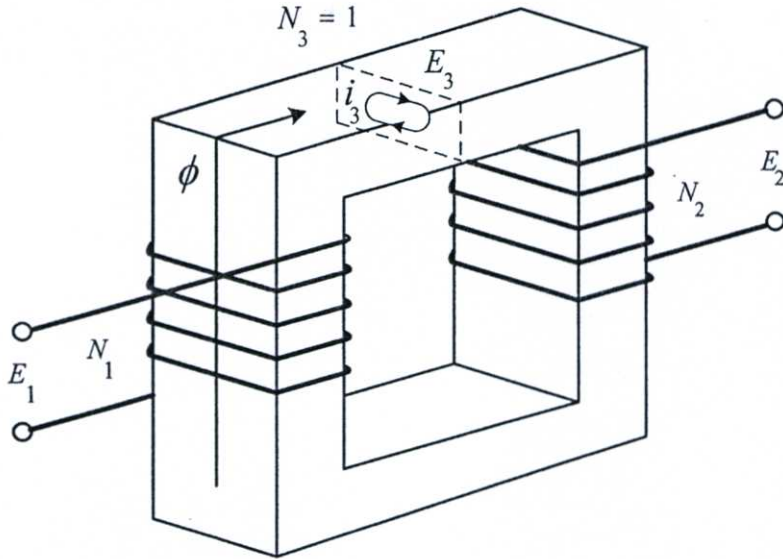
2.3.2.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส

กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส จะขึ้นอยู่กับค่าความซาบซึมได้ (μ) โดยถ้าเลือกแกนแม่เหล็กที่มีค่าความซาบซึมได้สูงๆ ก็จะทำให้ค่าความสูญเสียจากฮิสเทอรีซิสมีค่าต่ำ และในทำนองกลับกัน ถ้าเลือกแกนแม่เหล็กที่มีค่าความซาบซึมต่ำๆ ก็จะทำให้ค่าความสูญเสียจากฮิสเทอรีซิสมีค่าสูง

2.3.2.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวน

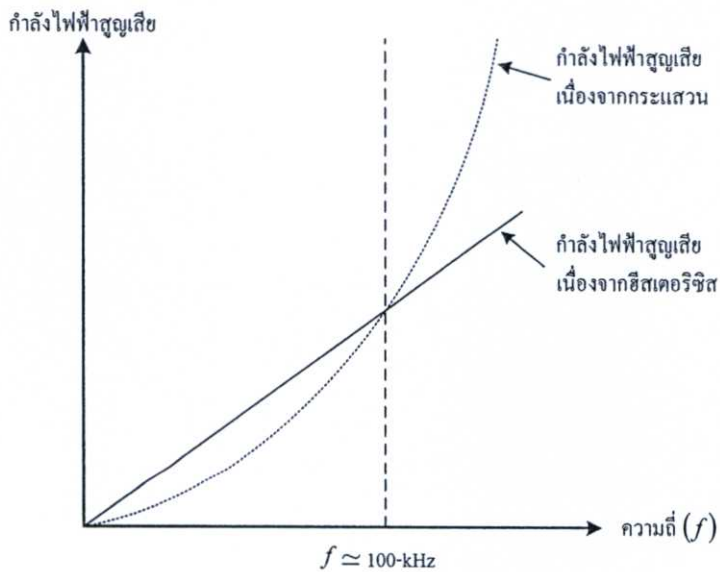
กระแสวนจะทำให้เกิดความร้อนขึ้น ภายในแกนแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ดังนั้นเมื่อต้องใช้งานที่ความถี่สูง จึงนิยมใช้วิธีการเลือกแกนแม่เหล็ก ที่มีคุณสมบัติความต้านทานไฟฟ้าสูงเช่นแกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite cores) ซึ่งสามารถใช้งานได้ตั้งแต่ย่านความถี่ 10 kHz จนถึง 10 MHz โดยแกนแม่เหล็กชนิดนี้จะนิยมใช้ในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

อย่างไรก็ตามส่วนใหญ่บริษัทผู้ผลิตจะระบุค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน มีหน่วยเป็นวัตต์ต่อปริมาตรของแกนแม่เหล็ก (Watts per unit volume) หรือ วัตต์ต่อหน่วยน้ำหนัก (Watts per unit weight) ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก, ความถี่สูงสุด และอุณหภูมิใช้งานที่บริษัทผู้ผลิตกำหนด



รูปที่ 2.6 แสดงผลของกระแสสวนในอุปกรณ์แม่เหล็ก [6]

รูปที่ 2.7 แสดงการเปรียบเทียบผลของกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจาก ฮิสเตอร์ซิส กับกำลังไฟฟ้าสูญเสีย เนื่องจากกระแสสวน ต่อความถี่ใช้งาน ซึ่งโดยทั่วไปที่ความถี่ต่ำกว่า 100 kHz กำลังไฟฟ้าสูญเสีย ที่เกิดขึ้นในแกนแม่เหล็ก ส่วนใหญ่จะเกิดจาก กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจาก ฮิสเตอร์ซิส ในขณะที่ความถี่ใช้งานสูงกว่า 100 kHz กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนแม่เหล็ก ส่วนใหญ่จะเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสสวน



รูปที่ 2.7 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสสวนและฮิสเตอร์ซิส ที่ความถี่ต่าง ๆ [6]

2.3.3 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวนำทองแดง

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในตัวนำทองแดงสามารถแบ่งออกได้เป็น กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง (Winding DC loss) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ (Winding AC loss) ซึ่งจะมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.3.3.1 กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง(Winding DC loss)

กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง หมายถึง กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากค่าความต้านทานไฟฟ้า ต่อค่าไฟฟ้ากระแสตรง (R_{dc}) ในสายตัวนำทองแดง สำหรับค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงสามารถหาได้ดังนี้

$$R_{dc} = \rho \frac{l}{A} \quad (2.15)$$

- เมื่อ R_{dc} คือ ความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงของขดลวดตัวนำ
 l คือ ความยาวของลวดตัวนำ
 ρ คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของลวดตัวนำ
 A คือ พื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำ

ซึ่งส่วนใหญ่สายตัวนำที่ใช้ จะนิยมใช้ทองแดงเป็นส่วนประกอบ โดยที่สายทองแดงดังกล่าวจะมีค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะ (ρ) ที่อุณหภูมิ $20^{\circ}C$ ประมาณ $1.709 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ อย่างไรก็ตามเมื่อนำไปใช้งานที่แตกต่างจากค่าที่ระบุ สามารถหาค่าความต้านทานไฟฟ้าในสายทองแดงได้ โดยคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ $0.00393/^{\circ}C$ (จำนวนเท่าที่เพิ่มขึ้นของค่าความต้านทานต่อองศาเซลเซียส จากค่าความต้านทาน ซึ่งสามารถหาตัวแปร γ_{20} นี้ได้ดังแสดงไว้ในสมการที่ 4.26 ในหน้า 73)

2.3.3.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ

(Winding AC loss)

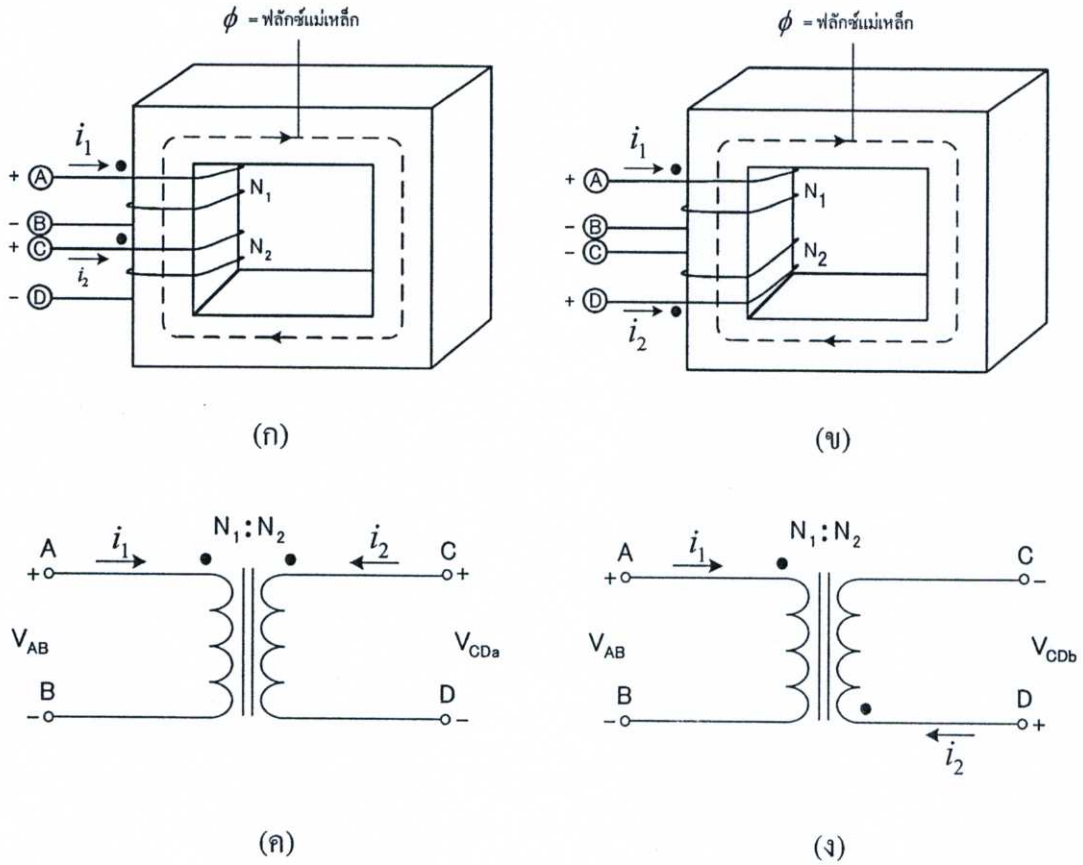
ความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ จะแตกต่างจากความต้านทานไฟฟ้า ของตัวนำทองแดงที่ใช้เฉพาะกับไฟฟ้ากระแสตรง เพราะสนามแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับ จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำภายในตัวนำทองแดง ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดกระแสวนภายในตัวนำทองแดงดังกล่าว ทำให้เกิดปรากฏการณ์ที่กระแสไฟฟ้าจะไหลเฉพาะบริเวณผิวของตัวนำทองแดงนั้น ซึ่งนิยามได้ว่า “ปรากฏการณ์ทางผิว” (Skin effect) หรือกระแสวนภายในตัวนำทองแดงอาจเกิดจากผลของสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้า ที่ไหลอยู่ในตัวนำทองแดงอื่นที่อยู่ใกล้เคียงกับ ตัวนำดังกล่าว ซึ่งจะเรียกปรากฏการณ์ดังกล่าวว่า “ปรากฏการณ์ความใกล้เคียง” (Proximity effect) โดยที่ปรากฏการณ์ทั้งสองจะเปรียบเสมือนกับเป็นการเพิ่มค่าความต้านทานในขดลวดทองแดง แต่ความต้านทานที่เพิ่มขึ้นดังกล่าวจะเกิดขึ้นเฉพาะเมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับเท่านั้น จึงนิยามว่าเป็นความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ โดยที่ความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับจะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเพิ่มขึ้นในระบบมากกว่ากรณีที่ตัวนำทองแดงใช้กับ ไฟฟ้ากระแสตรงเท่านั้น

2.3.4 ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า

ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า (Dot polarity) จะมีความสำคัญดังนี้

- ใช้สำหรับการบอกถึงทิศทางการพันขดลวดทองแดงในทิศทางเดียวกันไม่ว่าจะเป็นทิศทางตามเข็มนาฬิกาหรือทวนเข็มนาฬิกา
- ใช้สำหรับการบอกถึงขั้วของแรงดันไฟฟ้าที่เหมือนกันของหม้อแปลงไฟฟ้า

ยกตัวอย่างเช่นถ้ามีขดลวดทองแดงสองขดได้แก่ ขดลวดทองแดง AB และขดลวดทองแดง CD พันในทิศทางเดียวกันแสดงทิศทางการพันและขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า ดังในรูปที่ 2.8(ก) ในขณะที่วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้า ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.8(ค) จะเห็นได้ว่าที่จุด A และจุด C จะมีเฟสหรือขั้วของแรงดันไฟฟ้าที่เหมือนกัน ซึ่งนั่นก็หมายถึง ถ้าที่จุด A มีค่าเป็นบวกที่จุด C ก็จะมีค่าเป็นบวกด้วย สำหรับทิศทางการพัน และขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้าที่แตกต่างกันได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.8(ข) และวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าในรูปที่ 2.8(ง)



รูปที่ 2.8 ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า [6]

สำหรับวิธีการหาขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า สามารถทำได้โดยกำหนดให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้าขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า เช่น กระแสไฟฟ้าไหลเข้าจุด A,B ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ก) กระแสดังกล่าว ทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กในทิศทางเดียวกันหรือเสริมกัน ก็จะสมารถกล่าวได้ว่าขั้ว A และ C เป็นจุดที่มีขั้วเหมือนกันนั่นเอง ในขณะที่รูป 2.8(ข) ขั้วที่เหมือนกันจะได้แก่ขั้ว A และ D

2.4 ความหมายและที่มาของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า

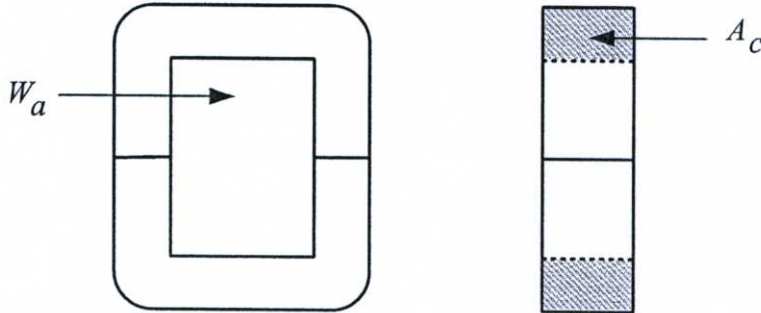
ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่ที่จะประกอบด้วยความหมายและที่มาของวิธีการออกแบบดังนี้

2.4.1 ความหมายของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่

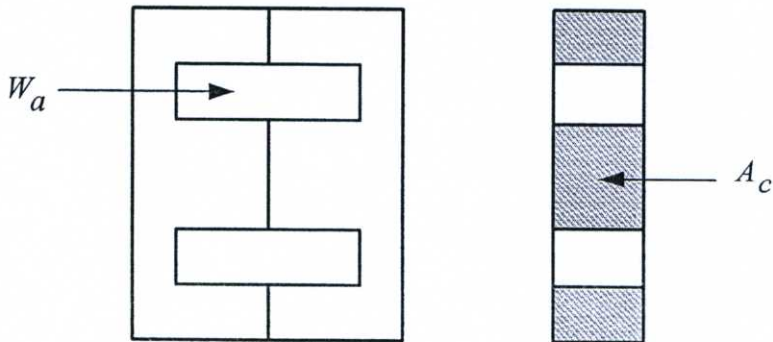
ผลคูณพื้นที่ที่ A_p ของแกนหม้อแปลง คือ ผลคูณระหว่าง พื้นที่หน้าตัดของช่องหน้าต่างของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้บรรจุขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ (W_a) ซึ่งเป็นพื้นที่ ที่มีกระแสไฟฟ้าทั้งด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิ มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร กับ พื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลงไฟฟ้า (A_c) ซึ่งเป็นพื้นที่ ที่มีฟลักซ์แม่เหล็กไหลผ่าน มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตร จะได้สมการดังนี้

$$A_p = W_a A_c \quad (2.16)$$

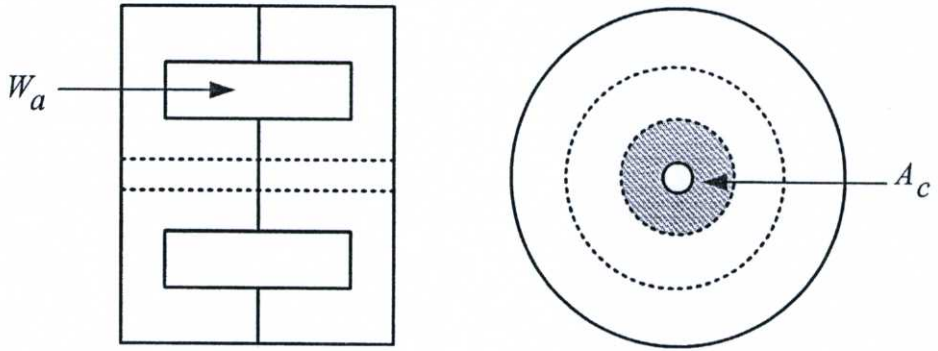
โดยในรูปที่ 2.9 ถึงรูปที่ 2.13 แสดงรูปทรงของแกนหม้อแปลงไฟฟ้าชนิดต่างๆ พร้อมทั้งระบุพื้นที่หน้าตัดของช่องหน้าต่างและพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลงไฟฟ้า



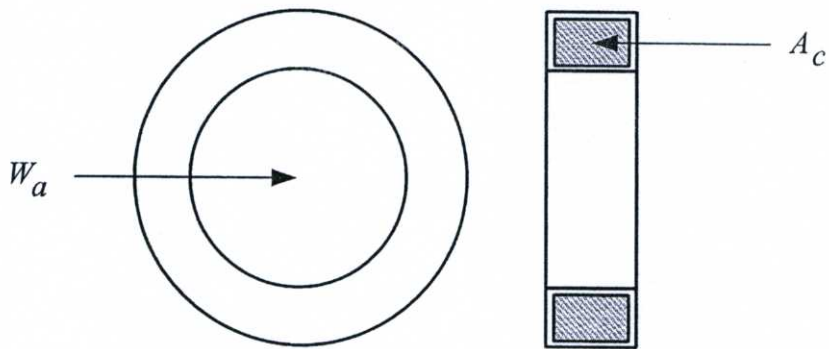
รูปที่ 2.9 C core.



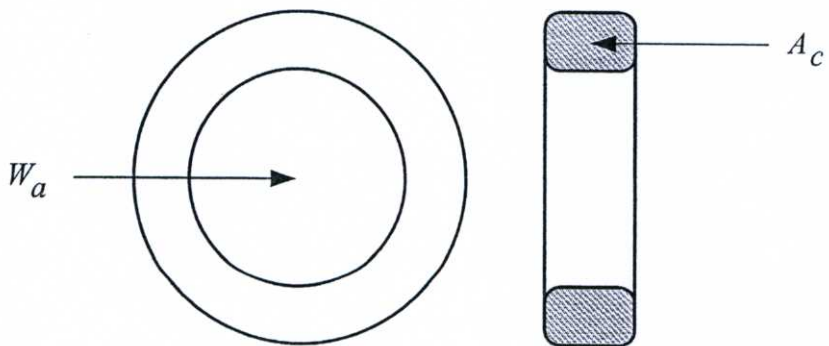
รูปที่ 2.10 E core.



รูปที่ 2.11 Pot core.



รูปที่ 2.12 toroidal core.



รูปที่ 2.13 Powder core.

2.4.2 ที่มาของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่

ที่มาของวิธี การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ มาจากสมการของฟาราเดย์

ดังนี้

$$e = N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.17)$$

$$\phi = \phi_m \sin \omega t \quad (2.18)$$

$$e = N \frac{d(\phi_m \sin \omega t)}{dt} \quad (2.19)$$

$$e = N\phi_m \omega \cos \omega t \quad (2.20)$$

$$e = N\phi_m (2\pi f) \cos(2\pi f t) \quad (2.21)$$

$$E = \frac{e}{\sqrt{2}} = \frac{N\phi_m (2\pi f)}{\sqrt{2}} = 4.44 f N \phi_m \quad (2.22)$$

เมื่อ

$$\phi_m = B_m A = B_m A_c \times 10^{-4} \quad (2.23)$$

จะได้

$$E = K_f B_m A_c N f \times 10^{-4} \quad (2.24)$$

จัดรูปสมการใหม่

$$N A_c = \frac{E \times 10^4}{K_f B_m f} \quad (2.25)$$

$$K_u = \frac{NA_w}{W_a} \quad (2.26)$$

$$N = \frac{K_u W_a}{A_w} \quad (2.27)$$

คูณค่า A_c ทั้ง 2 ข้างจะได้

$$NA_c = \frac{K_u W_a A_c}{A_w} \quad (2.28)$$

จากสมการที่ (2.25) เท่ากับ (2.28)

$$\frac{E \times 10^4}{K_f B_m f} = \frac{K_u W_a A_c}{A_w} \quad (2.29)$$

$$W_a A_c = \frac{A_w E \times 10^4}{K_f K_u B_m f} \quad (2.30)$$

ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า

$$J = \frac{I}{A_w} \quad (2.31)$$

$$A_w = \frac{I}{J} \quad (2.32)$$

ประสิทธิภาพ

$$\eta = \frac{P_{(output)}}{P_{(input)}}, \quad P_{(input)} = EI \quad (2.33)$$

คูณ E ทั้ง 2 ข้างของสมการที่ (2.32)

$$EA_w = \frac{EI}{J} \quad (2.34)$$

จากสมการที่ (2.29) จะได้

$$EA_w = K_u B_m f K_f W_a A_c \times 10^{-4} \quad (2.35)$$

จากสมการที่ (2.33) และ (2.34) จะได้

$$\frac{EI}{J} = \frac{P_{(input)}}{J} = \frac{P_{(output)}}{J\eta} \quad (2.36)$$

$$W_a A_c|_{total} = W_a A_c|_{primary} + W_a A_c|_{secondary} \quad (2.37)$$

จากสมการที่ (2.33)

$$P_{(total)} = \frac{P_{(output)}}{\eta} + P_{(output)} \quad (2.38)$$

จากสมการที่ (2.30)

$$W_a A_c|_{total} = \frac{EI \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} + \frac{\eta EI \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} \quad (2.39)$$

$$W_a A_c = \frac{P_{(total)} \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} \quad (2.40)$$

ดังนั้น

$$A_p = \frac{P_{(total)} \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} \quad (2.41)$$

ตารางที่ 2.1 Core configuration constants[1]

Core	Losses	$K_j (25^\circ\text{C})$	$K_j (50^\circ\text{C})$	(x)	(y)	K_s	K_w	K_v
C core	$P_{cu} = P_{fe}$	323	468	1.16	-0.14	39.2	66.6	17.9
E core	$P_{cu} = P_{fe}$	366	534	1.14	-0.12	41.3	68.2	19.7
Pot core	$P_{cu} = P_{fe}$	433	632	1.20	-0.17	33.8	48.0	14.5
Toroidal core	$P_{cu} = P_{fe}$	250	365	1.15	-0.13	50.9	82.3	25.0
Powder core	$P_{cu} \gg P_{fe}$	403	590	1.14	-0.12	32.5	58.8	13.1
		$A_t = K_s A_p^{0.50}$				$Vol = K_v A_p^{0.75}$		
		$W_t = K_w A_p^{0.75}$				$J = K_j A_p^{-0.125}$		

จากตารางที่ 2.1 ค่า (x) และ (y) เป็นเลขยกกำลังของสมการ A_p และ J ดังนี้

$$A_p = \left(\frac{P_{(total)} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^{(x)} \quad (2.42)$$

$$J = K_j A_p^{(y)} \quad (2.43)$$

จากตารางที่ 2.1 เลขยกกำลังของสมการ J ของแกนหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ E Core มีค่าเท่ากับ -0.12 แทนค่าลงในสมการที่ (2.43) ได้ดังนี้

$$J = K_j A_p^{-0.12} \quad (2.44)$$

แทนค่าสมการที่ (2.44) ลงใน (2.41) จะได้

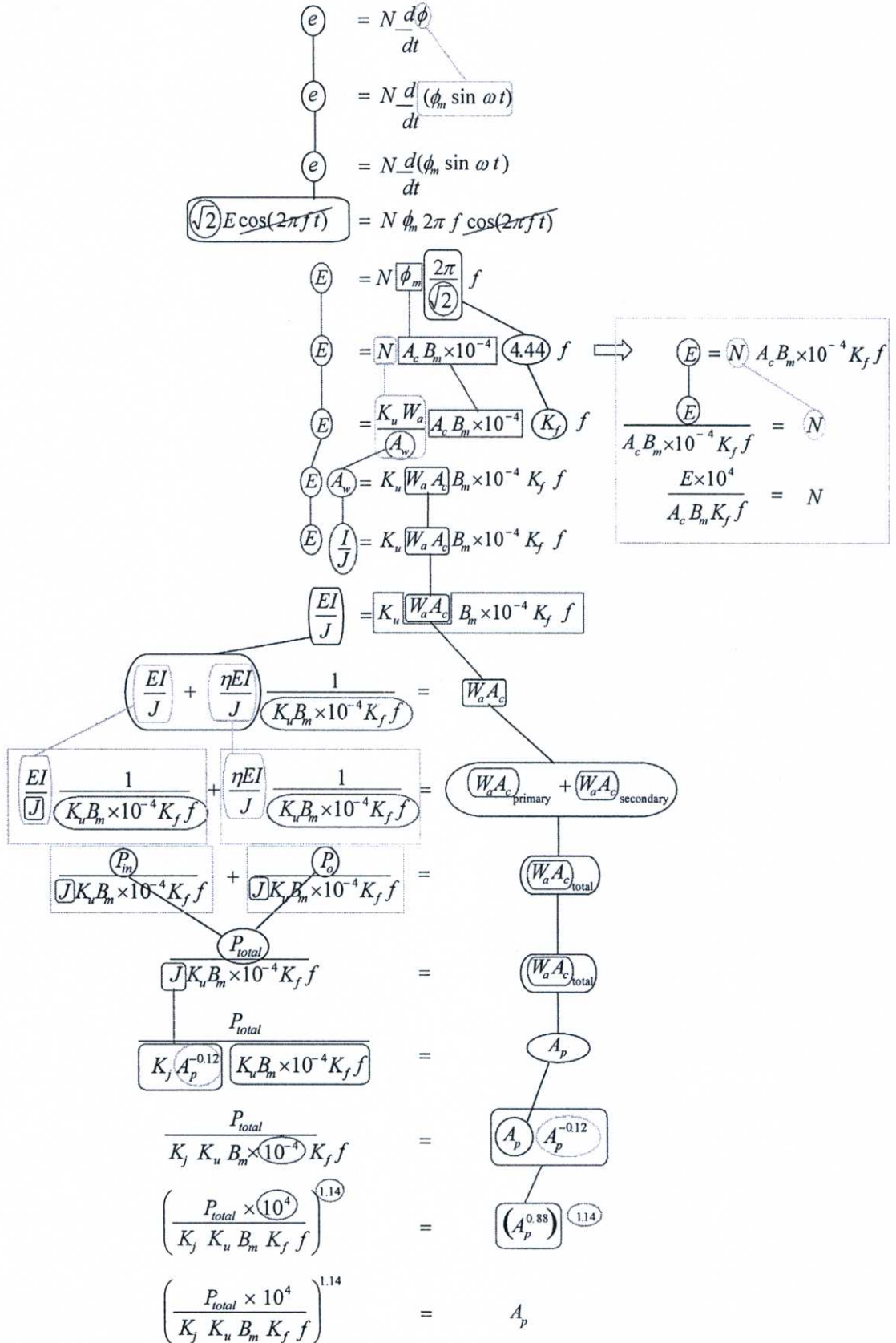
$$A_p = \frac{P_{(total)} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j A_p^{-0.12}} \quad (2.45)$$

$$A_p^{0.88} = \frac{P_{(total)} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \quad (2.46)$$

จะได้สมการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าสำหรับ หม้อแปลงไฟฟ้าแบบ E core ดังนี้

$$A_p = \left(\frac{P_{(total)} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^{1.14} \quad (2.47)$$

2.4.3 สรุปสมการของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่



รูปที่ 2.14 สรุปสมการของการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่

2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่กับองค์ประกอบต่างๆ ของหม้อแปลงไฟฟ้า

ค่าของผลคูณพื้นที่ที่มีความสัมพันธ์กับองค์ประกอบต่างๆ ที่สำคัญดังต่อไปนี้

2.5.1 ความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่กับปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้า

ปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้าสามารถแสดงความสัมพันธ์กับผลคูณพื้นที่ของหม้อแปลงไฟฟ้า A_p ได้โดยรูปทรงปริมาตรแสดงในรูปที่ 2.15 ถึง รูปที่ 2.17 เป็นรูปทรงตันโดยไม่คิดปริมาตรของช่องหน้าต่างของแกนหม้อแปลงไฟฟ้า โดยความสัมพันธ์มาจากเหตุผลที่ปริมาตรเปลี่ยนแปลงไปตามค่ากำลังสามของความยาว l โดยที่ผลคูณพื้นที่ A_p เปลี่ยนแปลงไปตามค่ากำลังสี่ของความยาว โดยกำหนดให้ K_1 เป็นค่าคงที่ของปริมาตรที่เปลี่ยนแปลงตามค่ากำลังสามของความยาว และ K_2 เป็นค่าคงที่ของผลคูณพื้นที่ ที่เปลี่ยนแปลงตามค่ากำลังสี่ของความยาวสามารถอธิบายได้โดยสมการดังนี้

$$Volume = K_1 l^3 \quad (2.48)$$

$$A_p = K_2 l^4 \quad (2.49)$$

จากสมการ (2.49) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$l^4 = \frac{A_p}{K_2} \quad (2.50)$$

$$l = \left(\frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25} \quad (2.51)$$

$$l^3 = \left[\left(\frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25} \right]^3 \quad (2.52)$$

$$l^3 = \left(\frac{A_p}{K_2} \right)^{0.75} \quad (2.53)$$

แทนค่าสมการ (2.53) ในสมการ (2.48) จะได้

$$Volume = \left(\frac{K_1}{K_2^{0.75}} \right) (A_p)^{0.75} \quad (2.54)$$

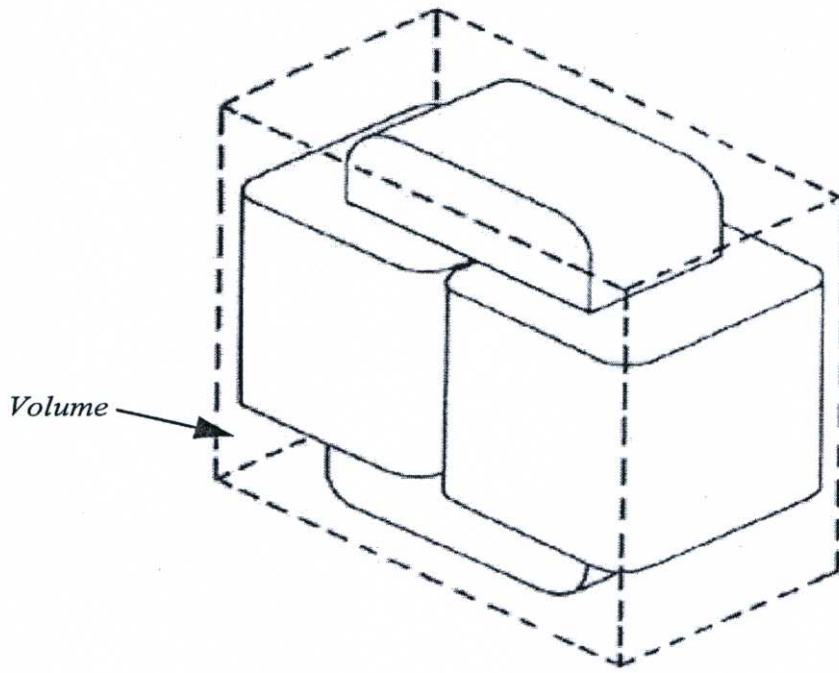
ดังนั้นจะได้สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับ ปริมาตรดังสมการที่ (2.55)

$$Volume = K_v (A_p)^{0.75} \quad (2.55)$$

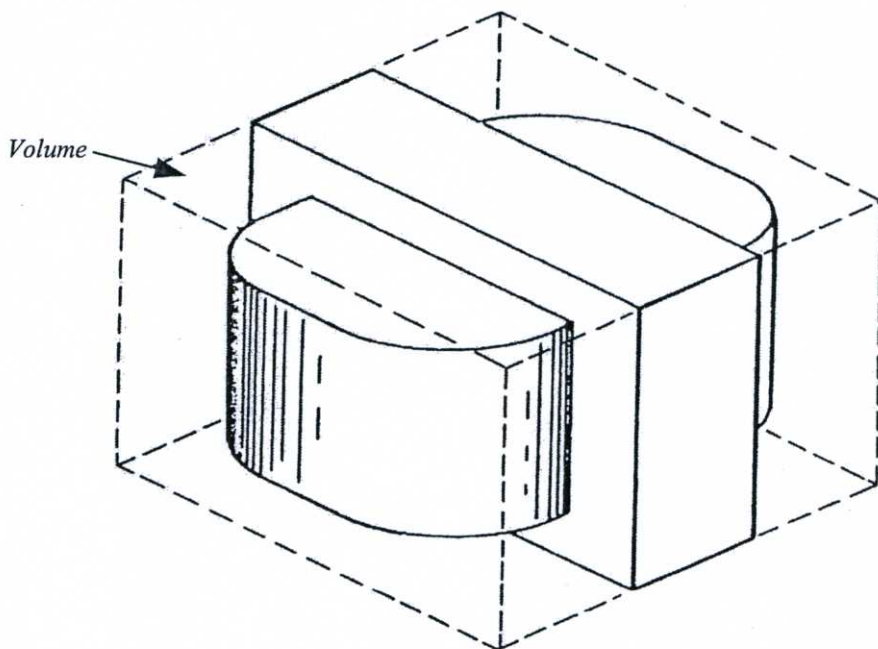
ค่าคงที่ K_v เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับ ปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้า โดยในตารางที่ 2.2 ได้แสดงค่าคงที่ K_v ของหม้อแปลงไฟฟ้าแต่ละแบบ ส่วนในรูปที่ 2.15 ถึงรูปที่ 2.17 เป็นรูปปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้าแต่ละแบบ

ตารางที่ 2.2 Constant K_v [1]

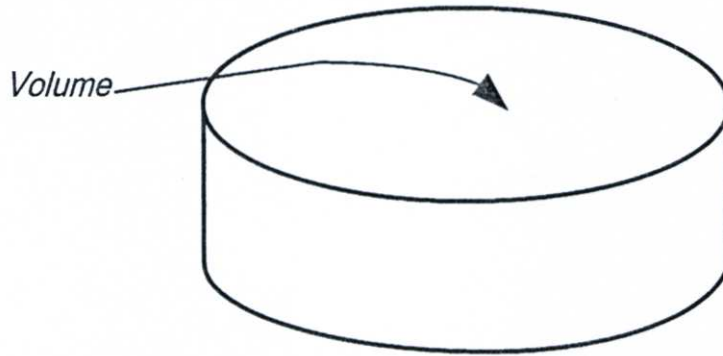
K_v	Core
17.9	C core
19.7	E core
14.5	Pot core
25.0	Toroidal core
13.1	Powder core



รูปที่ 2.15 ปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ C core



รูปที่ 2.16 ปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ E core



รูปที่ 2.17 ปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ Pot core Toroidal core และ Powder core

2.5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับน้ำหนักรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า

น้ำหนักรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า (Total Weight : W_t) สามารถแสดงความสัมพันธ์กับผลคูณพื้นที่ A_p โดยอาศัยความสัมพันธ์จากเหตุผลที่น้ำหนักรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า เปลี่ยนแปลงไปตามค่ากำลังสามของความยาว l ส่วนผลคูณพื้นที่พื้นที่ A_p เปลี่ยนแปลงไปตามค่ากำลังสี่ของความยาว โดยกำหนดให้ K_3 เป็นค่าคงที่ของน้ำหนักรวม ที่เปลี่ยนแปลงตาม ค่ากำลังสามของความยาว และ K_2 เป็นค่าคงที่ของผลคูณพื้นที่ ที่เปลี่ยนแปลงตามค่ากำลังสี่ของความยาว ซึ่งสามารถอธิบายได้โดยสมการดังนี้

$$W_t = K_3 l^3 \quad (2.56)$$

$$A_p = K_2 l^4 \quad (2.57)$$

จากสมการ (2.57) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$l^4 = \frac{A_p}{K_2} \quad (2.58)$$

$$l = \left(\frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25} \quad (2.59)$$

$$l^3 = \left[\left(\frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25} \right]^3 \quad (2.60)$$

$$l^3 = \left(\frac{A_p}{K_2} \right)^{0.75} \quad (2.61)$$

แทนค่าสมการ (2.61) ในสมการ (2.56) จะได้

$$W_t = \left(\frac{K_3}{K_2^{0.75}} \right) (A_p)^{0.75} \quad (2.62)$$

ดังนั้นจะได้สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับ น้ำหนักรวมดังสมการที่ (2.63)

$$W_t = K_w (A_p)^{0.75} \quad (2.63)$$

ค่าคงที่ K_w เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับ น้ำหนักรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า โดยในตารางที่ 2.3 ได้แสดงค่าคงที่ K_w ของหม้อแปลงไฟฟ้าแต่ละแบบ

ตารางที่ 2.3 Constant K_w [1]

K_w	Core
66.6	C core
68.2	E core
48.0	Pot core
82.3	Toroidal core
58.8	Powder core

2.5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับพื้นที่ผิวรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า

พื้นที่ผิวรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า (Total Area : A_t) สามารถแสดงความสัมพันธ์กับผลคูณพื้นที่ A_p ได้โดยอาศัยความสัมพันธ์จาก เหตุผลที่พื้นที่ผิวรวมของหม้อแปลงไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไปตามค่ากำลังสองของความยาว l ส่วนผลคูณพื้นที่ A_p เปลี่ยนแปลงไปตามค่ากำลังสี่ของความยาวโดยกำหนดให้ K_4 เป็นค่าคงที่ของพื้นที่ผิวรวมที่เปลี่ยนแปลงตามค่ากำลังสองของความยาว และ K_2 เป็นค่าคงที่ของผลคูณพื้นที่ ที่เปลี่ยนแปลงตามค่ากำลังสี่ของความยาว ซึ่งสามารถอธิบายได้โดยสมการดังนี้

$$A_t = K_4 l^2 \quad (2.64)$$

$$A_p = K_2 l^4 \quad (2.65)$$

จากสมการ (2.65) เขียนใหม่ได้ดังนี้

$$l^4 = \frac{A_p}{K_2} \quad (2.66)$$

$$l = \left(\frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25} \quad (2.67)$$

$$l^2 = \left[\left(\frac{A_p}{K_2} \right)^{0.25} \right]^2 \quad (2.68)$$

$$l^2 = \left(\frac{A_p}{K_2} \right)^{0.5} \quad (2.69)$$

แทนค่าสมการ (2.69) ในสมการ (2.64) จะได้

$$A_t = \left(\frac{K_4}{K_2^{0.5}} \right) (A_p)^{0.5} \quad (2.70)$$

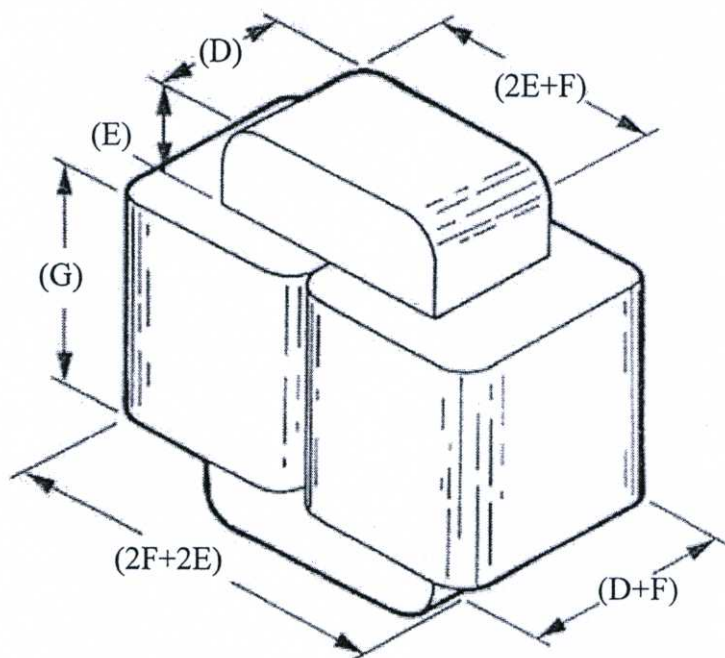
ดังนั้นจะได้สมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับ พื้นผิวรวมดังสมการที่ (2.71)

$$A_t = K_s (A_p)^{0.5} \quad (2.71)$$

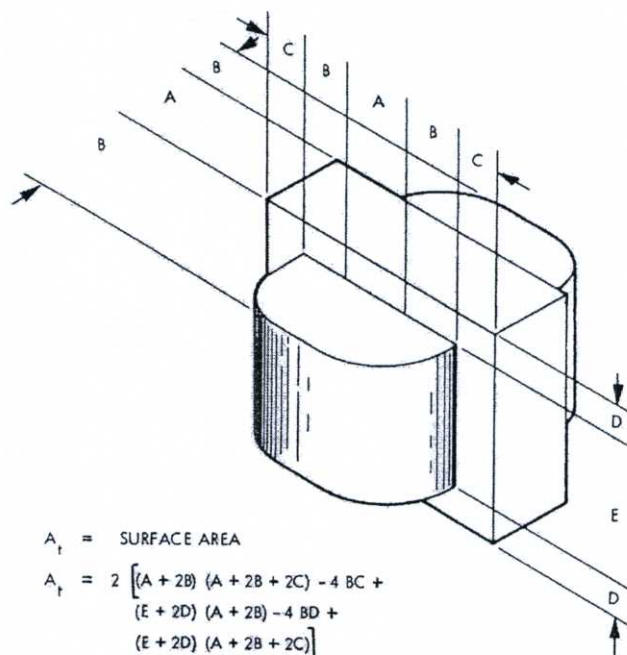
ค่าคงที่ K_s เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับพื้นผิวรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า โดยในตารางที่ 2.4 ได้แสดงค่าคงที่ K_s ของหม้อแปลงไฟฟ้าแต่ละแบบ ส่วนในรูปที่ 2.18 ถึงรูปที่ 2.20 เป็นรูปพื้นผิวรวมของหม้อแปลงไฟฟ้าแต่ละแบบ

ตารางที่ 2.4 Constant K_s [1]

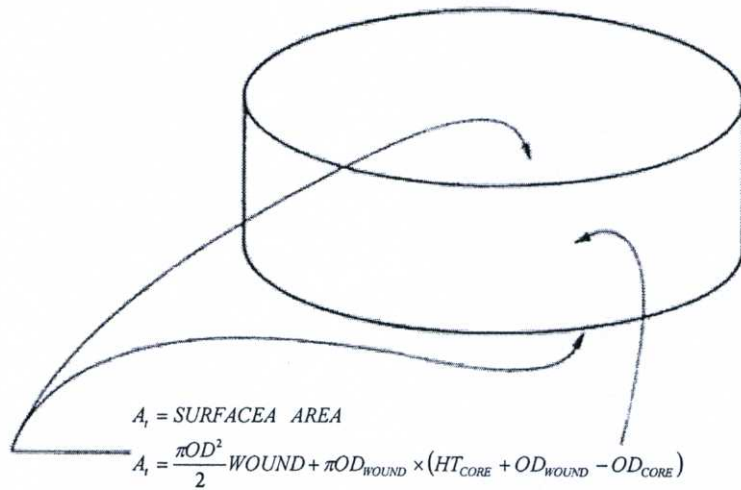
K_s	Core
39.2	C core
41.3	E core
33.8	Pot core
50.9	Toroidal core
32.5	Powder core



รูปที่ 2.18 พื้นผิวรวม A_t ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ C core



รูปที่ 2.19 พื้นผิวรวม A_t ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ E core



รูปที่ 2.20 พื้นผิวรวม A_t ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบ Pot core Toroidal core และ Powder core

2.5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้า

ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า J ของหม้อแปลงไฟฟ้า สามารถแสดงความสัมพันธ์กับผลคูณพื้นที่ A_p ของหม้อแปลงไฟฟ้า เมื่อกำหนดให้อุณหภูมิมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งสามารถอธิบายความสัมพันธ์ได้โดยสมการดังนี้

$$A_t = K_s A_p^{0.5} \quad (2.72)$$

$$P_{cu} = I^2 R \quad (2.73)$$

$$I = A_w J \quad (2.74)$$

แทนค่าสมการ (2.74) ลงในสมการ (2.73) จะได้

$$P_{cu} = A_w^2 J^2 R \quad (2.75)$$

โดยที่

$$R = \frac{MLT}{A_w} N \rho \quad (2.76)$$

แทนค่าสมการ (2.76) ลงในสมการ (2.75) จะได้

$$P_{cu} = A_w^2 J^2 \frac{MLT}{A_w} N \rho \quad (2.77)$$

$$P_{cu} = A_w J^2 MLT N \rho \quad (2.78)$$

เมื่อค่า MLT เป็นส่วนหนึ่งของความยาวโดยมีค่าคงที่ K_5 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่กับค่า MLT ของหม้อแปลงไฟฟ้าดังแสดงในสมการ (2.79)

$$MLT = K_5 A_p^{0.25} \quad (2.79)$$

แทนค่าสมการ (2.79) ลงในสมการ (2.78)

$$P_{cu} = A_w J^2 K_5 A_p^{0.25} N \rho \quad (2.80)$$

จากพื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดง ของหม้อแปลงไฟฟ้ามีความสัมพันธ์กับค่าคงที่ค่าหนึ่งคูณกับพื้นที่ช่องหน้าต่างของหม้อแปลงไฟฟ้า และยังมีความสัมพันธ์กับค่าคงที่ค่าหนึ่งคูณกับ พื้นผิวรวมของหม้อแปลงไฟฟ้า โดยกำหนดให้ค่าคงที่นั้นเป็นค่า K_6 และ K_7 จะได้ดังสมการที่ (2.81)

$$A_w N = K_6 W_a = K_7 A_t \quad (2.81)$$

แทนค่า A_t จากสมการ (2.64) ลงในสมการ (2.81) จะได้

$$A_w N = K_7 K_4 l^2 \quad (2.82)$$

$$A_w N = K_8 l^2 \quad (2.83)$$

$$A_w N = K_8 \left(\frac{A_p^{0.5}}{K_2^{0.5}} \right) \quad (2.84)$$

$$A_w N = K_9 A_p^{0.5} \quad (2.85)$$

แทนค่าสมการ (2.85) ลงในสมการ (2.80)

$$P_{cu} = K_9 A_p^{0.5} K_5 A_p^{0.25} J^2 \rho \quad (2.86)$$

จากสมการ (2.86) รวมค่าคงจะได้

$$K_{10} = K_9 K_5 \rho \quad (2.87)$$

ในกรณีที่หม้อแปลงไฟฟ้าทำงานจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดที่เหมาะสมจะมีค่า Core loss เท่ากับ Copper loss ดังแสดงในสมการที่ (2.88)

$$P_{cu} = K_{10} A_p^{0.75} J^2 = P_{fe} \quad (2.88)$$

$$P_{total} = P_{cu} + P_{fe} \quad (2.89)$$

$$\Delta T = K_{11} \frac{P_{total}}{A_t} \quad (2.90)$$

$$\Delta T = \frac{2K_{11} K_{10} J^2 A_p^{0.75}}{K_s A_p^{0.5}} \quad (2.91)$$

จากสมการ (2.91) รวมค่าคงจะได้

$$K_{12} = \frac{2K_{10} K_{11}}{K_s} \quad (2.92)$$

ดังนั้นจะได้

$$\Delta T = K_{12} J^2 A_p^{0.25} \quad (2.93)$$

จากสมการ (3.79) จีครูปสมการใหม่จะได้

$$K_{13} = \frac{\Delta T}{K_{12}} \quad (2.94)$$

ดังนั้นจะได้

$$J^2 = K_{13} A_p^{-0.25} \quad (2.95)$$

ดังนั้นจะได้สมการแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้า ได้ดังสมการที่ (2.96)

$$J = K_j A_p^{-0.125} \quad (2.96)$$

เมื่อค่าคงที่ K_j เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่ กับค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้า โดยค่าคงที่ K_j ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบต่างๆ ที่ค่าอุณหภูมิเพิ่มขึ้น 25°C และ 50°C ได้ถูกนำมาแสดงในตารางที่ 2.5

ตารางที่ 2.5 Constant K_j [1]

K_j 25°C	K_j 50°C	Core
322	468	C core
366	534	E core
433	632	Pot core
250	365	Toroidal core
403	590	Powder core

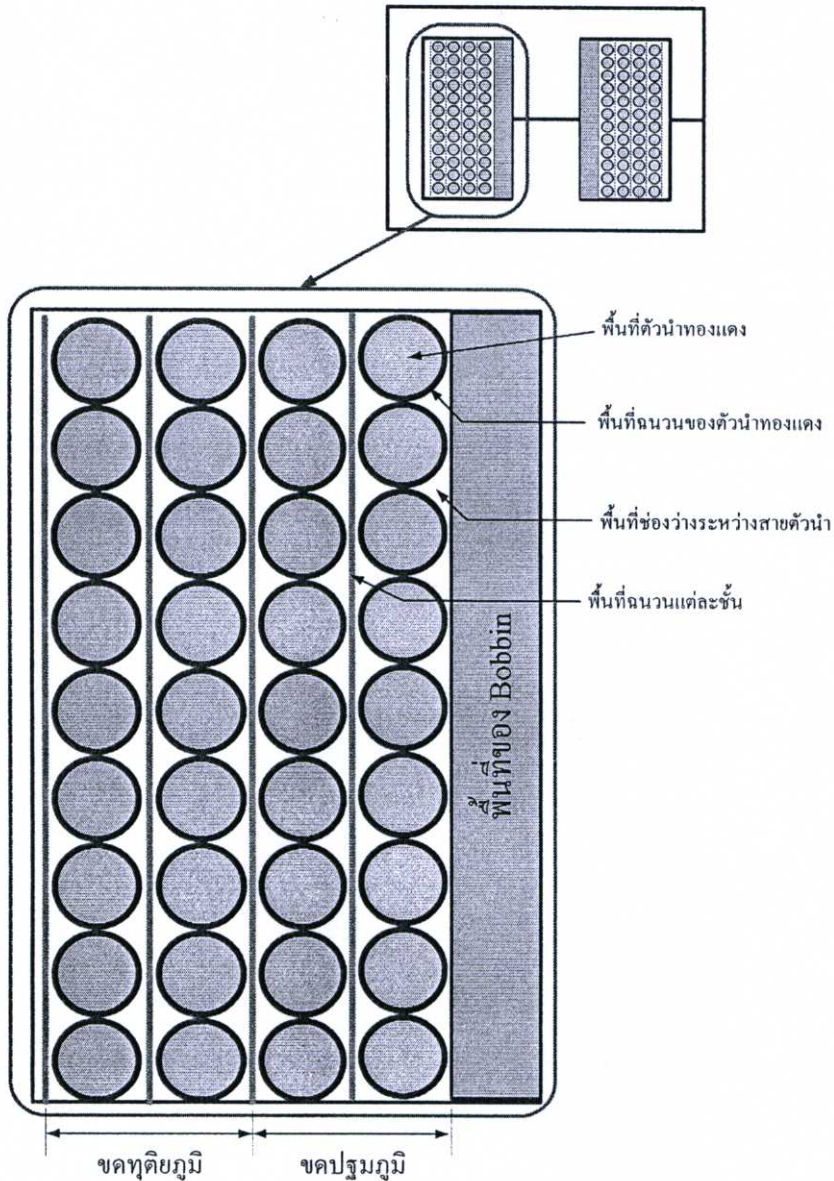
$$\begin{aligned}
 P_{cu} &= I^2 R \\
 P_{cu} &= A_w^2 J^2 R \\
 P_{cu} &= A_w^2 J^2 \frac{MLT}{A_w} N \rho \\
 P_{cu} &= A_w J^2 MLT N \rho \\
 P_{cu} &= A_w N J^2 MLT \rho \\
 P_{cu} &= K_g A_p^{0.5} J^2 K_s A_p^{0.25} \rho \\
 P_{cu} &= K_g K_s \rho J^2 A_p^{0.5} A_p^{0.25} \\
 P_{cu} &= K_{10} J^2 A_p^{0.75} \\
 P_{cu} &= P_{fe} = K_{10} J^2 A_p^{0.75} \\
 P_{total} &= P_{cu} + P_{fe} = 2 P_{cu} \\
 \Delta T &= K_{11} \frac{P_{total}}{A_c} \\
 \Delta T &= K_{11} \frac{2 K_{10} J^2 A_p^{0.75}}{K_s A_p^{0.5}} \\
 \Delta T &= \frac{2 K_{11} K_{10}}{K_s} J^2 A_p^{0.25} \\
 \Delta T &= K_{12} J^2 A_p^{0.25} \\
 \frac{\Delta T}{K_{12} A_p^{0.25}} &= J^2 \\
 \frac{\Delta T}{K_{13} A_p^{-0.25}} &= J^2 \\
 \sqrt{K_{13} A_p^{-0.25}} &= J \\
 \sqrt{K_{13}} \sqrt{A_p^{-0.25}} &= J \\
 K_j \sqrt{A_p^{-0.125}} &= J
 \end{aligned}$$

รูปที่ 2.21 สรุปสมการความสัมพันธ์ระหว่างผลคูณพื้นที่และความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า

2.6 Window utilization factor (K_u)

Window utilization factor (K_u) คือ สัดส่วนของพื้นที่หน้าตัดตัวนำทองแดงต่อพื้นที่ช่องหน้าต่างของแกนเหล็ก มีอิทธิพลต่อปัจจัยทั้ง 4 อย่างดังนี้

1. จำนวนของขดลวดตัวนำ
2. พื้นที่ช่องว่างระหว่างขดลวดตัวนำ
3. พื้นที่ของ Bobbin
4. จำนวนแต่ละชั้นของขดลวดตัวนำ



รูปที่ 2.22 ภาพหน้าตัดของหม้อแปลงไฟฟ้าเมื่อใช้ตัวนำเส้นเดียวทรงกลมตันในการพัน

เมื่อออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสต่ำเป็นเหตุผลที่ดีที่ต้องลดค่าของ S_1 เพราะจะเป็นการเพิ่มขนาดของฉนวนเนื่องจากในหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสต่ำจะมีแรงดันสูง และเมื่อเพิ่มความหนาของฉนวนจะไม่ทำให้เกิดการลัดวงจรในหม้อแปลงได้ ส่วนค่า S_2 คือค่า Fill factor สำหรับพื้นที่ช่องหน้าต่างที่ใช้ประโยชน์ได้ โดยค่า Fill factor จะแสดงอัตราส่วนของพื้นที่หน้าต่างทั้งหมดของสายไฟบนพื้นราบกับ พื้นที่ต้องการในการพันสายไฟไม่ควรมากกว่า 0.91 ในทางปฏิบัติค่าสูงสุดจริงขึ้นอยู่กับวิธีการพันสายไฟที่อัดแน่นเพียงใด รวมทั้งความแตกต่างของความหนาของฉนวนของสายไฟที่พันและความหนาของฉนวนในแต่ละชั้นที่พัน ฉะนั้นค่า Fill factor จึงมีค่าน้อยกว่าค่าสูงสุดในทางทฤษฎี

ในการพันหม้อแปลงไฟฟ้าจะมีฟิล์มฉนวนรองสายไฟแต่ละชั้น โดยมีอัตราส่วนระหว่างพื้นที่ของสายไฟกับพื้นที่ ที่ใช้ประโยชน์มีค่าเท่ากับ 0.6 และเพื่อความปลอดภัยในการกำหนดค่า S_3 จะต้องพิจารณาพื้นที่ช่องว่างของแกนเหล็กและพื้นที่ที่ใช้ประโยชน์ และในการพันหม้อแปลงก็จะต้องพิจารณาเรื่องการออกแบบ Bobbin โดยที่การออกแบบ Bobbin อันเดียวจะให้ค่าอยู่ระหว่าง 0.835 ถึง 0.929 ส่วนของการออกแบบ bobbin 2 ชั้น จะให้ค่าอยู่ระหว่าง 0.687 ถึง 0.872 ดังนั้นค่าที่เหมาะสมสำหรับทั้งสองกรณี จะมีค่าเท่ากับ 0.75 โดยในการกำหนดค่า S_4 จะขึ้นอยู่กับพื้นที่ช่องว่างของแกนเหล็กที่ใช้ประโยชน์ได้และพื้นที่ของฉนวน ซึ่งถ้าหม้อแปลงไฟฟ้ามีขดลวดทุติยภูมิหลายชุด ก็หมายความว่าต้องมีพื้นที่ของฉนวนเพิ่มขึ้นด้วย ดังนั้นค่า S_4 จึงควรลดลง 10% สำหรับขดลวดทุติยภูมิแต่ละชุด เพราะว่ามีพื้นที่ของฉนวนเพิ่มขึ้นนั่นเองสำหรับค่า Window utilization factor ที่เหมาะสมในพื้นที่ช่องว่างแกนเหล็กมีค่าประมาณ 0.4 โดยกำหนดให้เป็นไปตามสมการดังนี้

$$0.4 = \frac{A_w(bare)}{A_w(total)} \times \text{Fill factor} \times \frac{W_a^{(eff)}}{W_a} \times \text{Insulation factor} \quad (2.98)$$

|
(S_1)

|
(S_2)

|
(S_3)

|
(S_4)

แต่สำหรับตัวนำที่เป็น Litz wire จะมีค่า Window utilization factor น้อยกว่า 0.4 เนื่องจากจะมีช่องว่างอากาศใน Litz wire เพิ่มขึ้นมาด้วย โดยจะมีค่ามากหรือน้อย ขึ้นอยู่กับ จำนวนเส้นตัวนำ และขนาดของ Litz wire

2.7 Core loss curve

ในการเลือกวัสดุที่จะนำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงไฟฟ้า คุณสมบัติต่างๆของวัสดุ และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เป็นสิ่งที่สำคัญอย่างมาก ที่ต้องมาพิจารณาในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า โดยส่วนใหญ่แล้ว บริษัทผู้ผลิตวัสดุจะกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ พร้อมทั้งกราฟคุณสมบัติไว้ให้

ส่วนใหญ่บริษัทผู้ผลิตจะกำหนดสมการแสดงค่า Core loss มีหน่วยเป็นกำลังไฟฟ้าต่อน้ำหนัก หรือ กำลังไฟฟ้าต่อปริมาตรไว้ที่กราฟ Core loss curve ซึ่งค่าที่คำนวณจากสมการ Core loss นี้เป็นค่าโดยประมาณที่บริษัทผู้ผลิตได้ทดสอบไว้ โดยสมการจะอยู่ในรูปแบบ ดังสมการที่ (2.99)

$$w = k f^m B^n \quad (2.99)$$

เมื่อ

w คือ Core loss ที่ได้จากการคำนวณมีหน่วยเป็น watts/kilogram

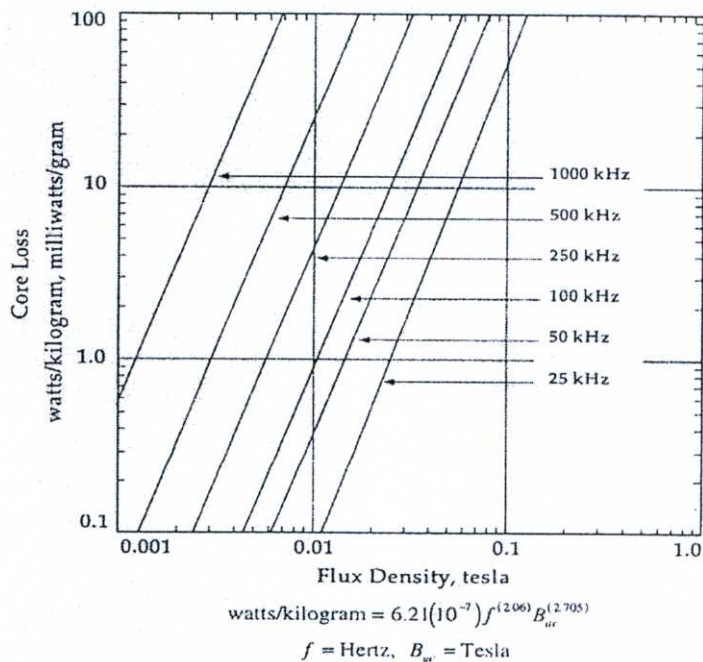
f คือ ความถี่ที่ใช้งานมีหน่วยเป็น hertz

B คือ ความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก มีหน่วยเป็น tesla

k, m และ n คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวัสดุ

โดยในรูปที่ 2.24 เป็นรูปตัวอย่างของกราฟ Core loss curve พร้อมทั้งสมการที่คำนวณหา

ค่า Core loss



รูปที่ 2.24 Core loss curves for Magnetics Ferrite P 2500μ .

2.8 บทสรุป

จากทฤษฎีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ ที่นำเสนอในบทนี้เป็นสิ่งที่ต้องนำไปใช้ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า ในแต่ละส่วน ตั้งแต่การใช้สมการต่างๆ ในการออกแบบ รวมไปถึงจนถึงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ต้องเลือกใช้ให้เหมาะสมเพื่อให้การออกแบบมีความถูกต้อง ตรงตามวัตถุประสงค์มากที่สุด

บทที่ 3

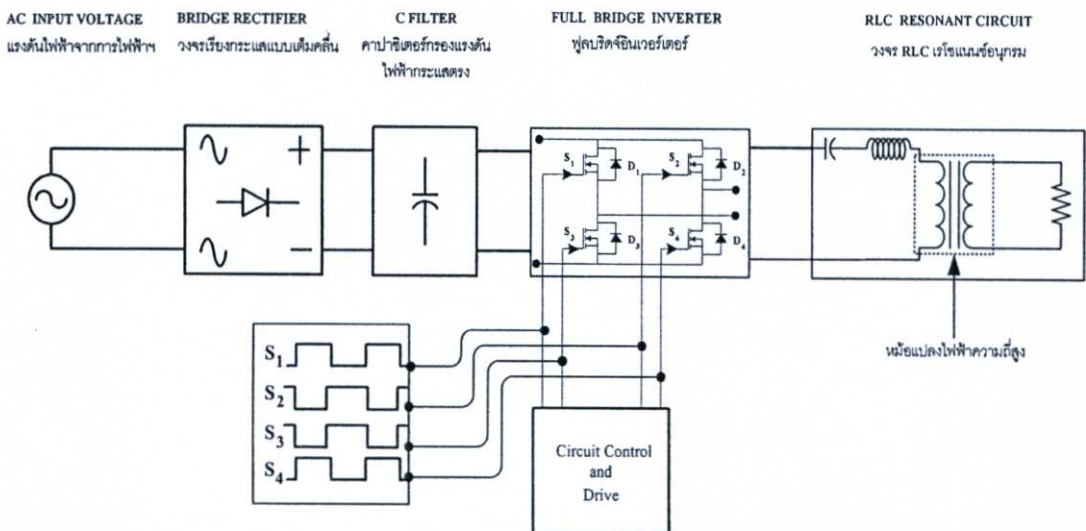
การวิเคราะห์หลักการทำงานของชุดทดสอบที่สร้างแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ ความถี่สูง 50-kHz ที่ใช้ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

3.1 บทนำ

ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง 50-kHz ที่ได้ทำการวิจัยชิ้นนี้ จะต้องอาศัยชุดทดสอบที่สร้างแรงดันคลื่นไซน์ความถี่สูง 50-kHz เพื่อจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในการทดสอบ โดยด้านเอาต์พุตของชุดทดสอบจะต่อกับด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ส่วนด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจะต่อกับโหลด โดยในงานวิจัยนี้เลือกโหลดที่มีค่าความต้านทานอย่างเดียว เพื่อให้หม้อแปลงไฟฟ้าจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลดสูงสุด

3.2 โครงสร้างของชุดทดสอบที่สร้างแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ความถี่สูง

โครงสร้างของชุดทดสอบแบ่งได้เป็น 3 ส่วนด้วยกันส่วนแรกคือ ภาคกำลังซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าจากการไฟฟ้าฯ วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นคาปาซิเตอร์กรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และวงจรอินเวอร์เตอร์ ส่วนที่สอง เป็นโหลดเรโซแนนซ์ซึ่งประกอบด้วยตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีโหลดต่ออยู่ทางด้านทุติยภูมิ ส่วนที่สามเป็นภาคควบคุม ทำหน้าที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์



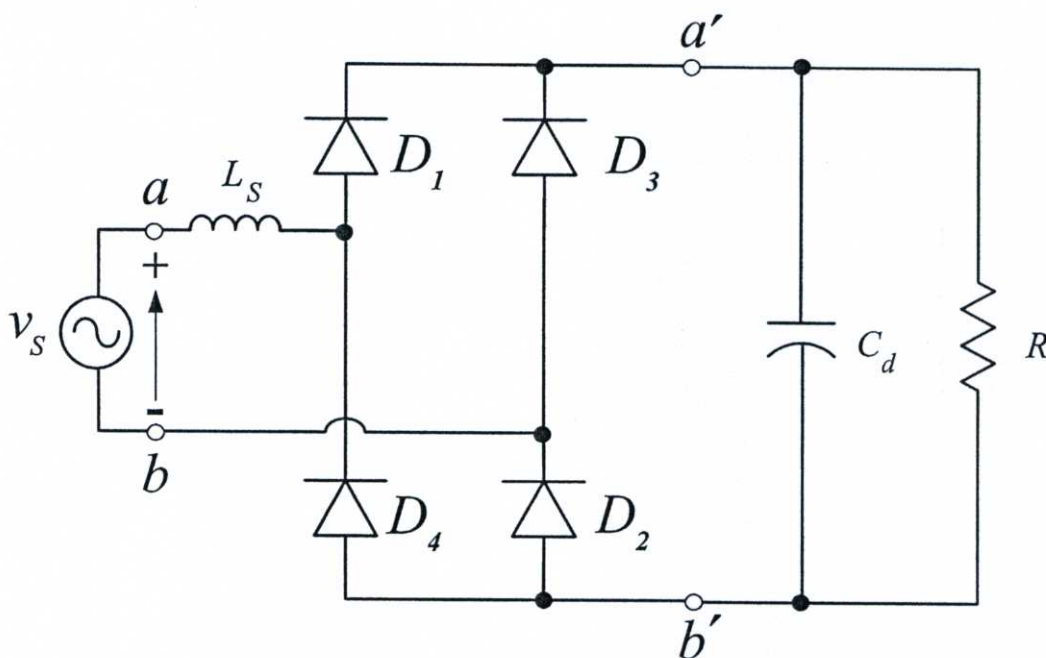
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของชุดทดสอบที่สร้างแรงดันไฟฟ้าคลื่นไซน์ความถี่สูง

3.2.1 วงจรภาคกำลัง

วงจรภาคกำลังทำหน้าที่เปลี่ยนกำลังไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ จากสายส่งของการไฟฟ้าเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงสำหรับป้อนให้กับหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่จะทดสอบ โดยวงจรภาคกำลังประกอบไปด้วยวงจรร้อยดังนี้

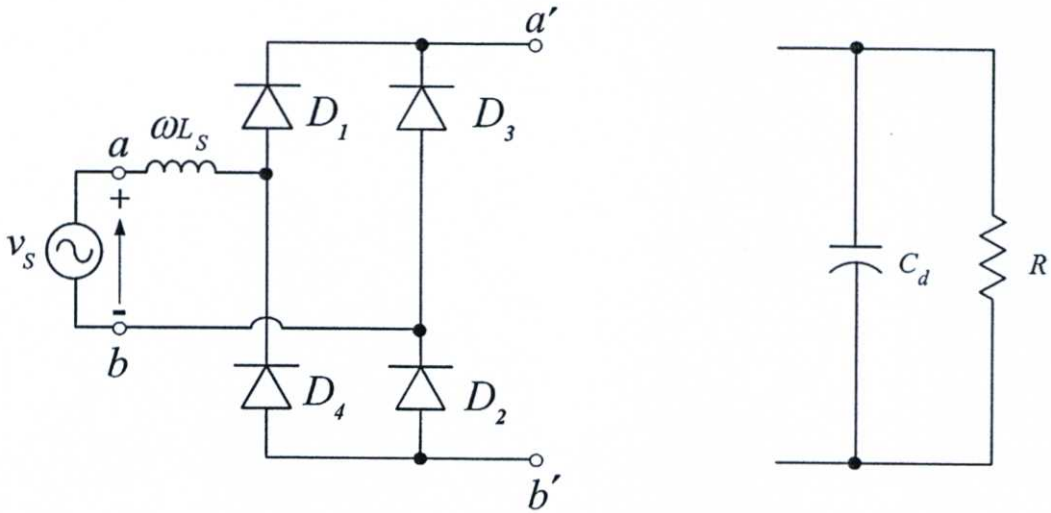
3.2.1.1 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

วงจรที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อจ่ายให้วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแบบไดโอดบริดจ์เรกติฟายเออร์ 1 เฟส (Single phase bridge rectifier) ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยแหล่งจ่ายการไฟฟ้าจะถูกจำลองให้เป็นแหล่งจ่าย (v_s) ซึ่งต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ (L_s) ของระบบไฟฟ้าส่วนวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์จะใช้ไดโอด 4 ตัว ซึ่งทางด้านไฟฟ้ากระแสตรงจะมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ (C_d) ต่ออยู่เพื่อทำหน้าที่กรองให้เป็นแรงดันดีซีตรงเรียบจ่ายให้ตัวต้านทาน ดังในรูปที่ 3.2



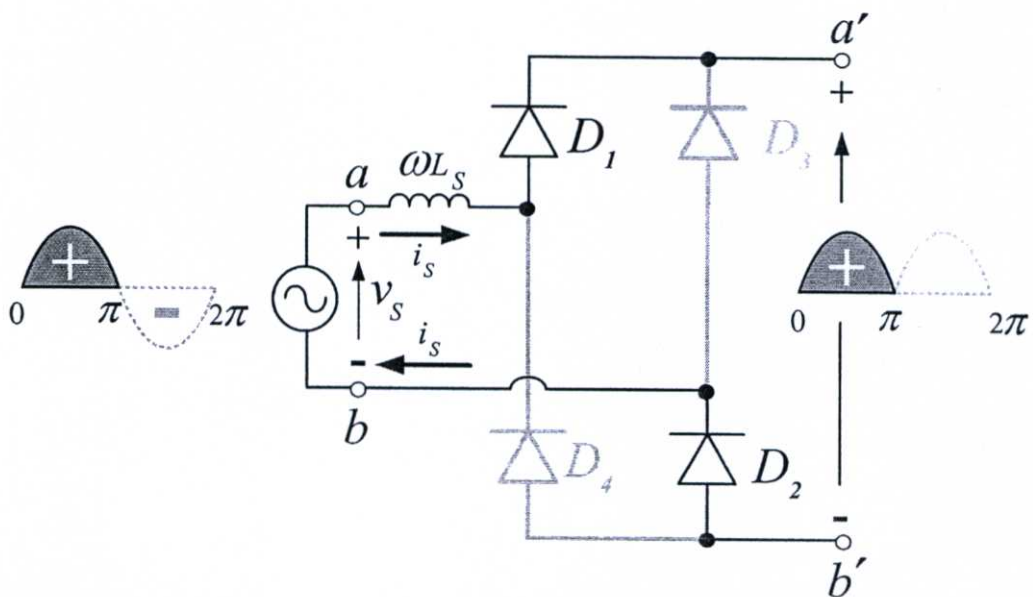
รูปที่ 3.2 วงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรเรกติฟายเออร์กรณีที่โหลดเป็นเป็นตัวต้านทานที่มีคาปาซิเตอร์กรองเรียบในกรณีด้านคิซีตรงเรียบเป็นบวก ในการวิเคราะห์จะใช้หลักการของเววินิน โดยการแบ่งวงจรออกเป็น 2 ส่วน คือ วงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์ และ โหลดเป็นตัวต้านทานที่ต่ออยู่กับคาปาซิเตอร์ดังในรูปที่ 3.3



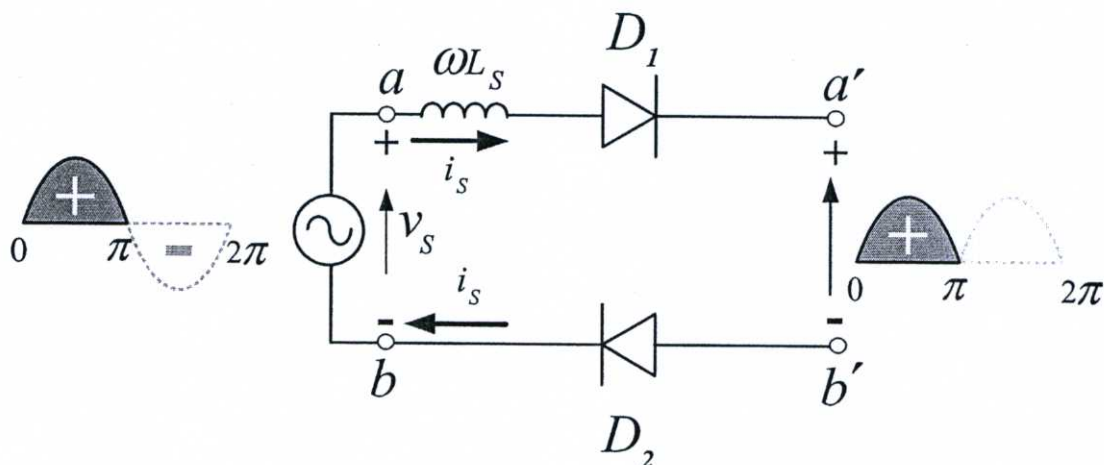
รูปที่ 3.3 วงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์เมื่อแยกออกจากโหลด C_d และ R

จากรูปที่ 3.3 พิจารณาด้านวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์ที่แยกออกจากโหลด C_d และ R โดยเริ่มจากการหาค่าแรงดันเววินินระหว่างจุด a' และ b' และหาค่าอิมพีแดนซ์ของเววินิน Z_{th} ทั้งซึ่งบวกและลบของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ตามลำดับ



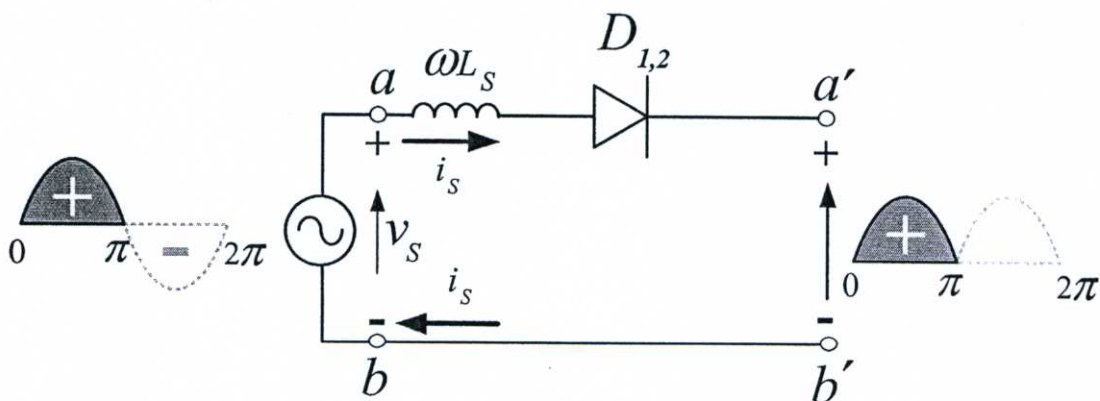
รูปที่ 3.4 การทำงานของวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์เมื่อแรงดัน ไซน์แหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกบวก

พิจารณาในช่วงซีกบวกของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ไดโอด D_1 และ D_2 จะนำกระแสแสดงรูปที่ 3.4 ซึ่งเป็นการต่อจุด a ของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ไปที่จุด a' ผ่านตัวเหนี่ยวนำแฝง L_s และไดโอด D_1 ทำให้ที่จุด a' ได้รับขั้วบวก ส่วนที่จุด b ของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s จะเป็นการต่อจุด b ไปที่จุด b' ผ่านไดโอด D_2 ทำให้ที่จุด b' ได้รับขั้วลบ จากการทำงานของไดโอด D_1 และ D_2 ในวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์ ที่ทำหน้าที่ต่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ซีกบวกโดยตรงเข้ากับด้านเอาต์พุตของวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์นั้น นำมาเขียนใหม่เพื่อให้ดูง่ายขึ้นด้วยการต่อไดโอด D_1 และ D_2 ต่อเรียงอนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 3.5



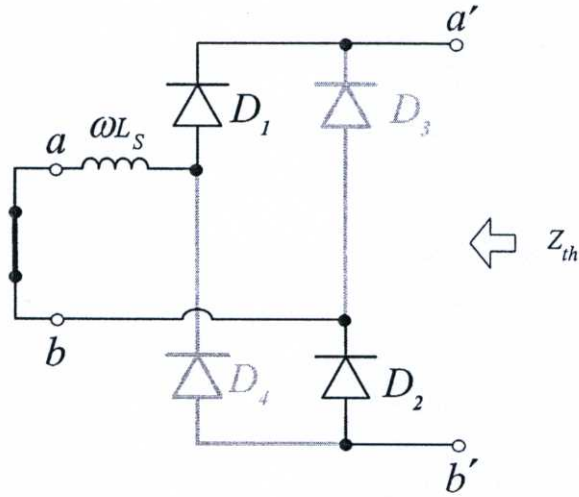
รูปที่ 3.5 การทำงานของไดโอด D_1 และ D_2 ในวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์ ที่ทำหน้าที่ต่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ซีกบวกโดยตรงเข้ากับด้านเอาต์พุตของวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์

จากวงจรในรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่าไดโอด D_1 และ D_2 ต่ออนุกรมเรียงไปในทิศเดียวกัน จึงสามารถเขียนไดโอด D_1 และ D_2 รวมกันเป็นไดโอด $D_{1,2}$ ดังในรูปที่ 3.6

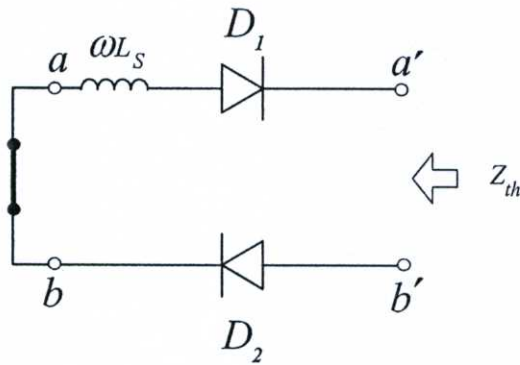


รูปที่ 3.6 การรวมไดโอด D_1 และ D_2 เป็นไดโอด $D_{1,2}$ ในวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์ ที่ทำหน้าที่ต่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ซีกบวกโดยตรงเข้ากับด้านเอาต์พุตของวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์

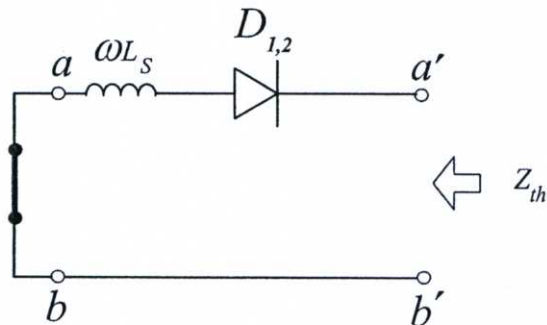
จากรูปที่ 3.6 ทำให้ได้แรงดันเฉลี่ยระหว่างจุด a' และ b' เมื่อพิจารณาในช่วงซีกบวกของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s มีค่าเท่ากับซีกบวกของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ในช่วง 0 ถึง π ดังแสดงในรูปที่ 3.4 จากนั้นหาค่าอิมพีแดนซ์ของเซวินิน Z_{th} ในช่วงซีกบวกของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s โดยการนำเอาแหล่งจ่ายแรงดัน v_s ออกแล้วลัดวงจรแทนที่แหล่งจ่ายแรงดัน v_s ดังรูปที่ 3.7(ก)



(ก)



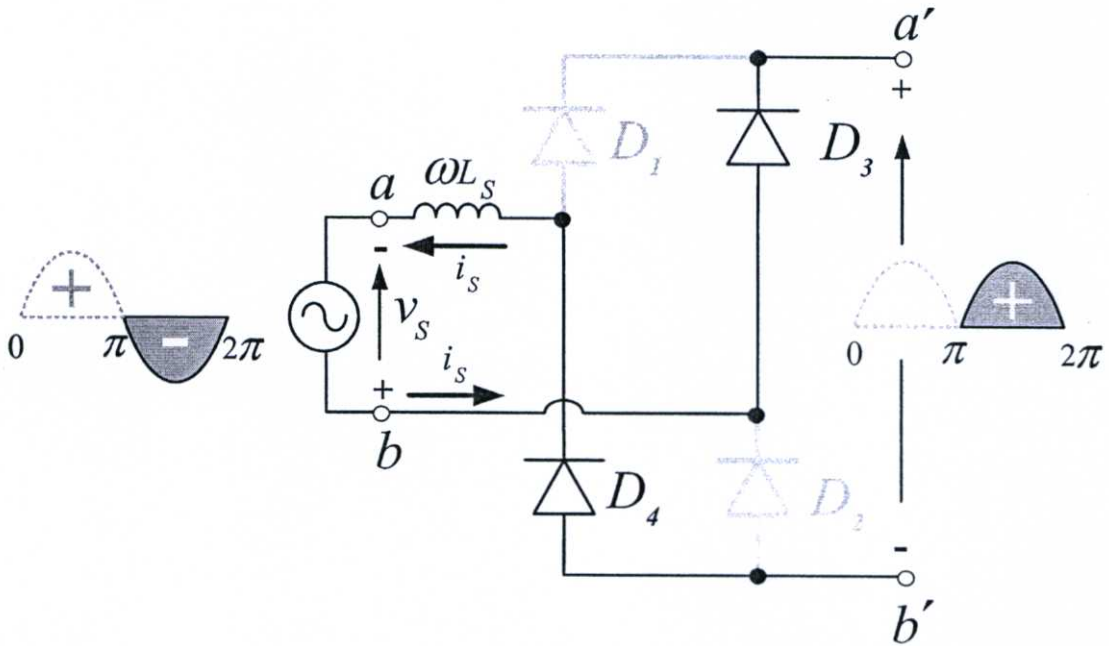
(ข)



(ค)

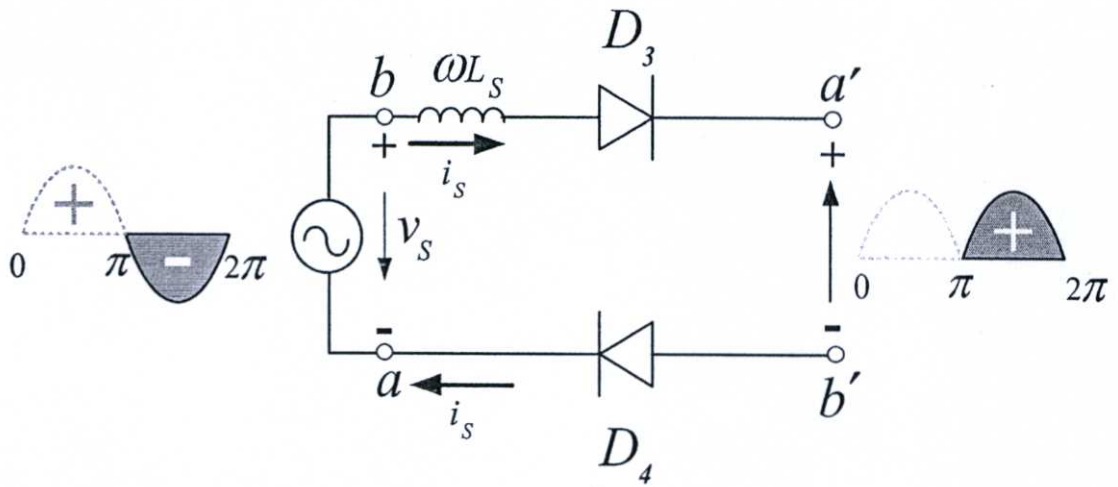
รูปที่ 3.7 การหาค่าอิมพีแดนซ์ของเซวินิน Z_{th} ของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกบวก

จากนั้นมองเข้าไปในวงจรผ่านจุด a' และ b' เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ของเซวินิน Z_{th} และเพื่อให้ดูง่ายจึงนำวงจรในรูปที่ 3.7(ก) มาเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ 3.7(ข) จะเห็นได้ว่าไดโอด D_1 และ D_2 ต่ออนุกรมเรียงไปในทิศเดียวกัน และเมื่อไม่คิดค่าอิมพีแดนซ์ของ ไดโอด D_1 และ D_2 ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของเซวินิน Z_{th} ในช่วงซีกบวกของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s มีค่าเท่ากับความเหนี่ยวนำแฝง (L_s) ของระบบไฟฟ้า ดังในรูปที่ 3.7(ค)



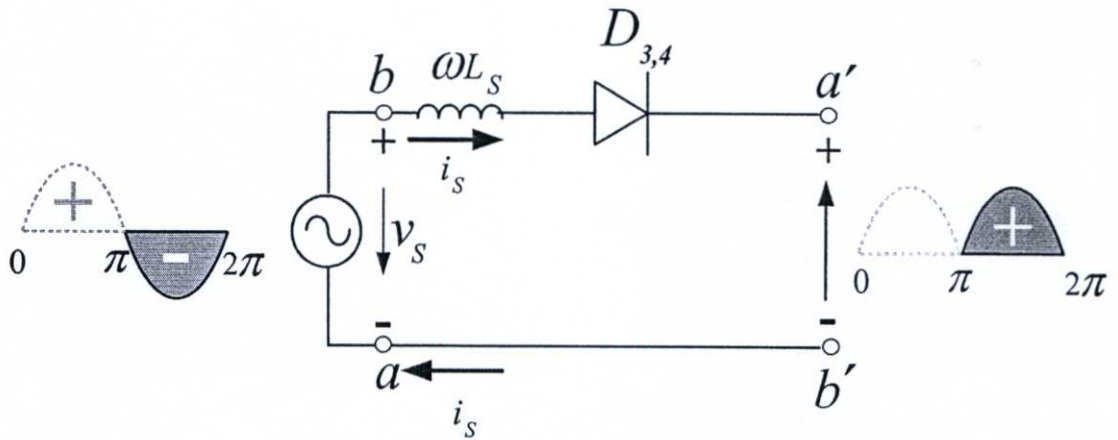
รูปที่ 3.8 การทำงานของวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์เมื่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกลบ

พิจารณาในช่วงซีกลบของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ไดโอด D_3 และ D_4 จะนำกระแสดังรูปที่ 3.8 ซึ่งเป็นการต่อจุด a ของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ไปที่จุด b' ผ่านตัวเหนี่ยวนำแฝง L_s และไดโอด D_4 ทำให้ที่จุด b' ได้รับขั้วลบ ส่วนที่จุด b ของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s จะเป็นการต่อจุด b ไปที่จุด a' ผ่านไดโอด D_3 ทำให้ที่จุด a' ได้รับขั้วบวก จากการทำงานของไดโอด D_3 และ D_4 ในวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์ ที่ทำหน้าที่ต่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ซีกลบออกมาที่ด้านเอาต์พุตของวงจรบริดจ์เรกติฟายเออร์ที่ขั้วของแรงดันไฟฟ้าตรงข้ามกันนั้น นำมาเขียนใหม่เพื่อให้ดูง่ายขึ้นด้วยการต่อไดโอด D_3 และ D_4 ต่อเรียงอนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 3.9



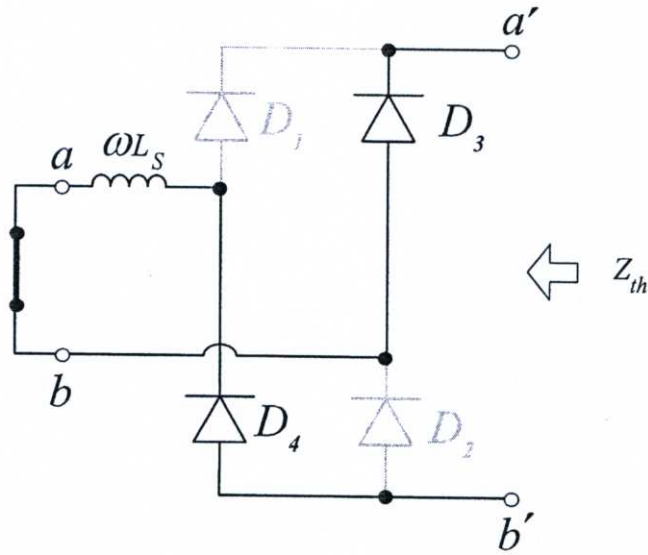
รูปที่ 3.9 การทำงานของไดโอด D_3 และ D_4 ในวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์ ที่ทำหน้าที่ต่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ซึ่กลบออกมาที่ด้านเอาต์พุทของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์ที่ขั้วของแรงดันไฟฟ้าตรงข้ามกัน

จากวงจรในรูปที่ 3.9 จะเห็นได้ว่าไดโอด D_3 และ D_4 ค่อกันเรียงไปในทิศเดียวกัน จึงสามารถเขียนไดโอด D_3 และ D_4 รวมกันเป็นไดโอด $D_{3,4}$ ดังในรูปที่ 3.10

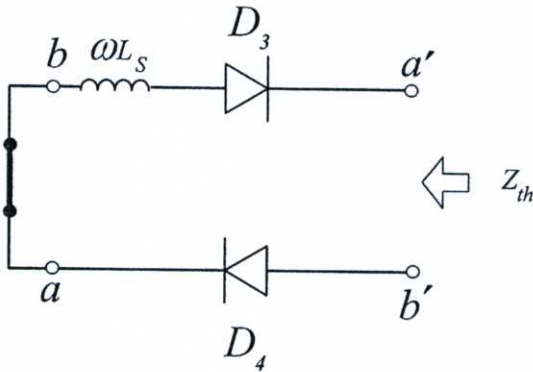


รูปที่ 3.10 การรวมไดโอด D_3 และ D_4 เป็นไดโอด $D_{3,4}$ ในวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์ ที่ทำหน้าที่ต่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ซึ่กลบออกมาที่ด้านเอาต์พุทของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์ที่ขั้วของแรงดันไฟฟ้าตรงข้ามกัน

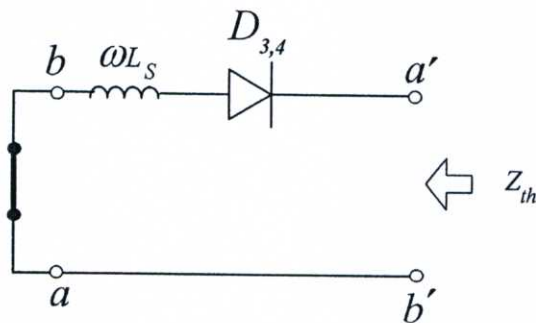
จากรูปที่ 3.10 ทำให้ได้แรงดันเฉลี่ยระหว่างจุด a' และ b' เมื่อพิจารณาในช่วงซีกลบของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s มีค่าตรงข้ามกับซีกลบของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s ในช่วง π ถึง 2π ดังแสดงในรูปที่ 3.8 จากนั้นหาค่าอิมพีแดนซ์ของเซวินิน Z_{th} ในช่วงซีกลบของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s โดยการนำเอาแหล่งจ่ายแรงดัน v_s ออกแล้วลัดวงจรแทนที่แหล่งจ่ายแรงดัน v_s ดังรูปที่ 3.11(ก)



(ก)



(ข)

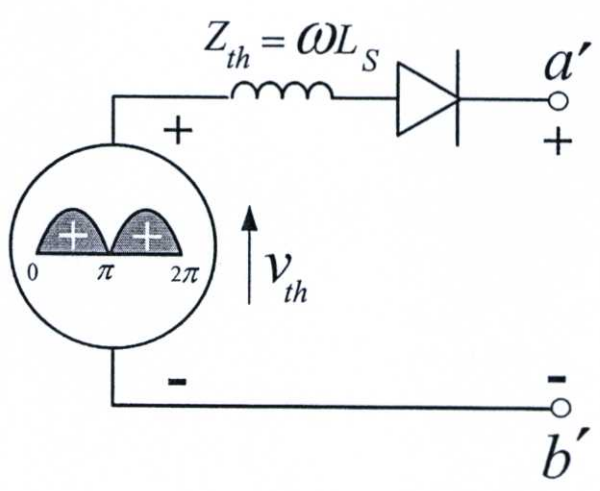


(ค)

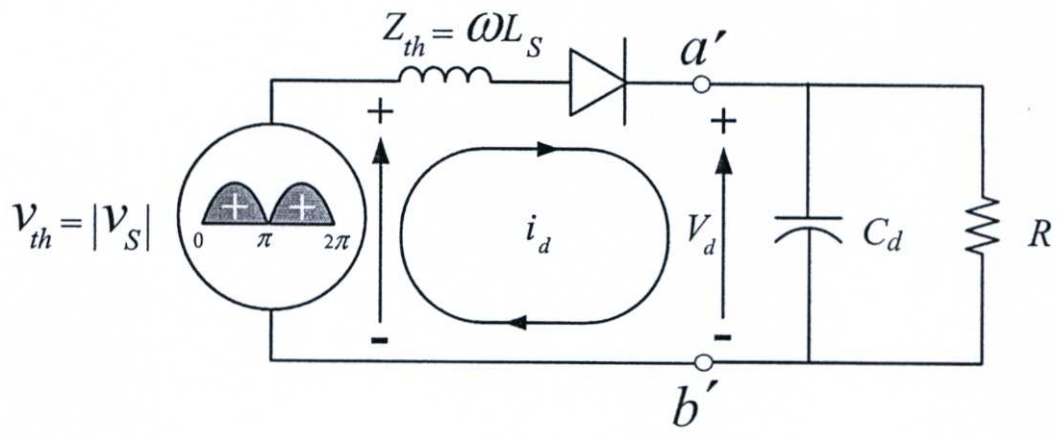
รูปที่ 3.11 การหาค่าอิมพีแดนซ์ของเซวินิน Z_{th} ของวงจรบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกลบ

จากนั้นมองเข้าไปในวงจรผ่านจุด a' และ b' เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ของเทวินิน Z_{th} และเพื่อให้
 ง่ายจึงนำวงจรในรูปที่ 3.11(ก) มาเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ 3.11(ข) จะเห็นได้ว่าไดโอด D_3 และ D_4
 ต่ออนุกรมเรียงไปในทิศเดียวกัน และเมื่อไม่คิดค่าอิมพีแดนซ์ของ ไดโอด D_3 และ D_4 ทำให้
 ค่าอิมพีแดนซ์ของเทวินิน Z_{th} ในช่วงซีกกลับของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s มีค่าเท่ากับความเหนี่ยวนำ
 ผ่าแฉง (L_s) ของระบบไฟฟ้า ดังในรูปที่ 3.11(ค)

จากการหาค่าแรงดัน และค่าอิมพีแดนซ์ของเทวินินในช่วงซีกบวกและลบของแรงดันไซน์
 แหล่งจ่าย v_s นำมาเขียนรวมกันเป็นวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.12



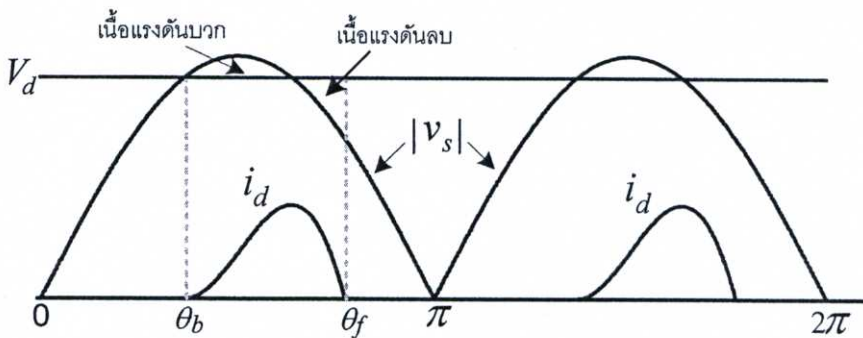
รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลของบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s อยู่ในซีกบวกและลบ



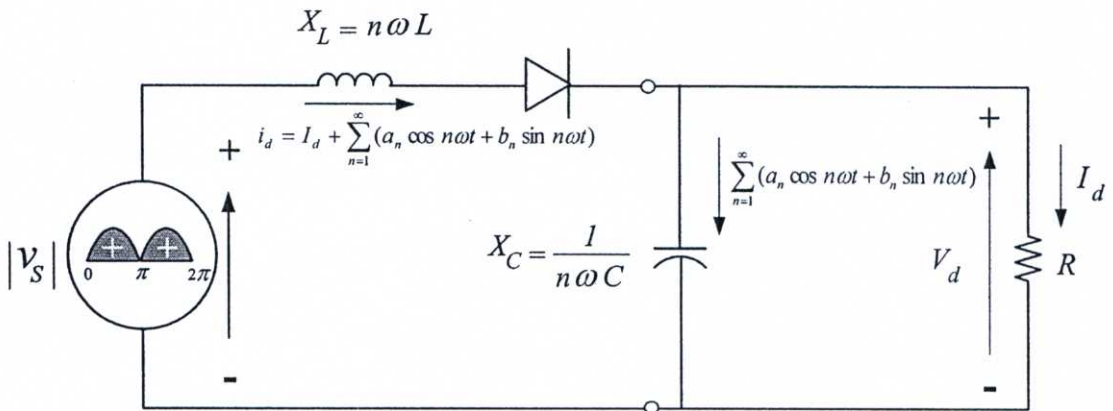
รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลของวงจรไดโอดบริดจ์เร็คติไฟเออร์เมื่อต่อกับโหลด R และ C_d

จากวงจรการทำงานในรูปที่ 3.12 เมื่อต่อตัวต้านทาน R และตัวเก็บประจุ C_d กลับเข้าที่เดิมที่ขั้ว a' และ b' ดังแสดงในวงจรรูปที่ 3.13 ก็จะได้กระแส i_d ไหลในทิศทางบวกเสมอ

กระแส i_d ทางด้านดีซีของไดโอดเรกติฟายเออร์จะมีลักษณะเป็นระลอกพัลส์ โดยเริ่มไหลจากตำแหน่ง θ_b และมีระดับกระแสเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนถึงค่าพีคของแรงดันไซน์แหล่งจ่าย v_s มีค่ามากกว่าแรงดันดีซีตรงเรียบ V_d (กำหนดให้เป็นบริเวณเนื้อแรงดันบวก) และเมื่อแรงดันไซน์ v_s เริ่มมีค่าน้อยกว่าแรงดันดีซีตรงเรียบ V_d (กำหนดให้เป็นบริเวณเนื้อแรงดันลบ) กระแส i_d ก็จะมีค่าลดลงเรื่อยๆ จากตำแหน่งสูงสุดจนเป็นศูนย์ที่ตำแหน่ง θ_f ซึ่งเป็นตำแหน่งที่เนื้อแรงดันลบมีค่าเท่ากับเนื้อแรงดันบวก ดังรูปที่ 3.14 ส่วนลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสในครึ่งไซเคิลหลังก็จะมีลักษณะเดียวกับในครึ่งไซเคิลแรก



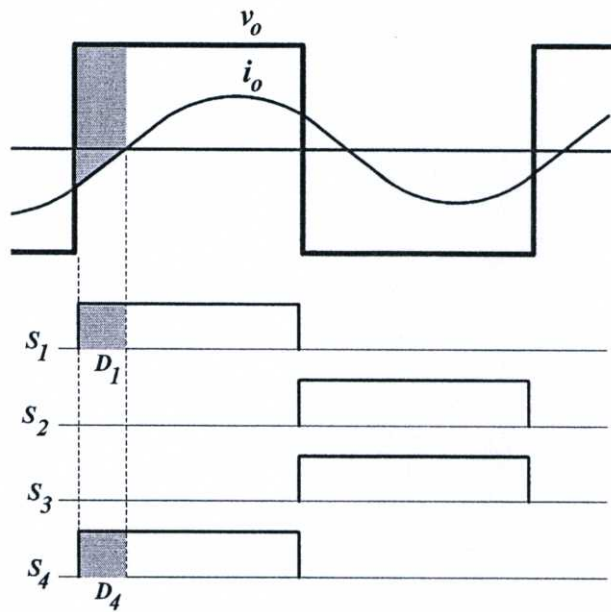
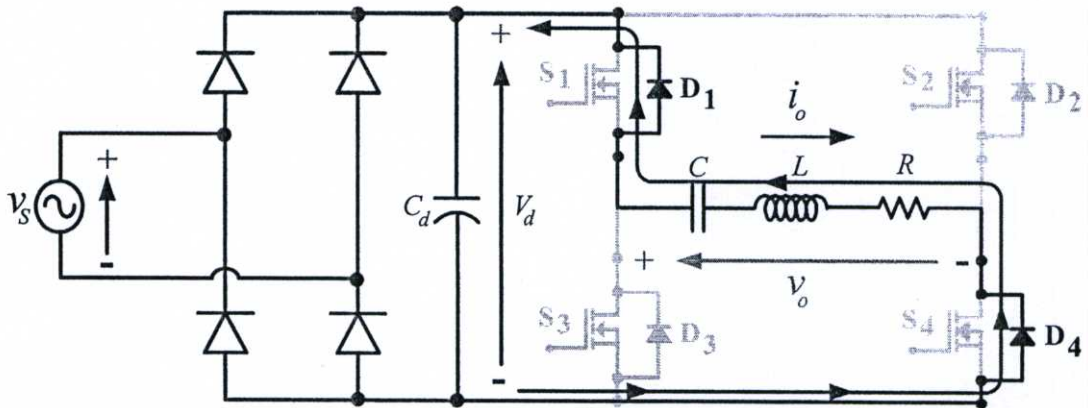
รูปที่ 3.14 ลักษณะคลื่นแรงดัน และกระแส หลังไดโอดบริดจ์เรกติฟายเออร์



รูปที่ 3.15 การไหลของกระแสไฟฟ้า i_d

จากรูปที่ 3.15 เมื่อกำหนดให้ C มีค่ามากๆ กระแสที่ไหลไปที่โหลด R ได้นั้นจะมีเพียงกระแส I_d ซึ่งเป็นองค์ประกอบดีซี เพราะค่า X_C สำหรับองค์ประกอบดีซี มีค่ามากๆ เนื่องจากความถี่มีค่าเป็น 0

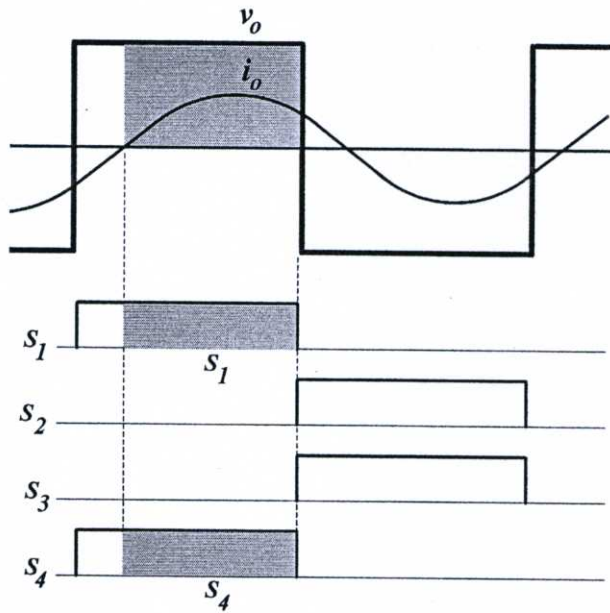
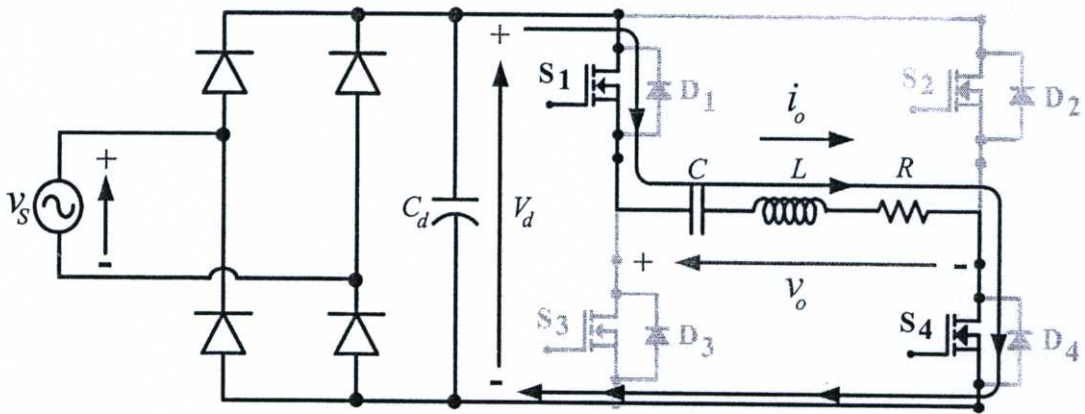
Mode 1 Regenerative Mode กิ่ง S_1, S_4



รูปที่ 3.17 Regenerative Mode กิ่ง S_1, S_4

โหมดที่ 1 Regenerative mode กิ่ง S_1, S_4 เป็นโหมดที่กำลังไฟฟ้าสะสมในโหลด R L C จะจ่ายคืนสู่แหล่งจ่ายดีซีผ่านไดโอด D_1 และ D_4 ในโหมดการทำงานนี้แรงดันเอาต์พุต v_o จะเป็นบวกแต่กระแสเอาต์พุต i_o ยังคงเป็นลบ ดังแสดงในรูปที่ 3.17

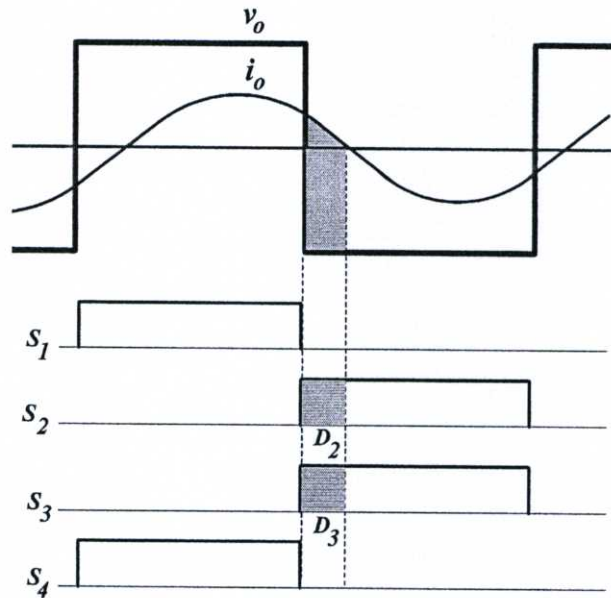
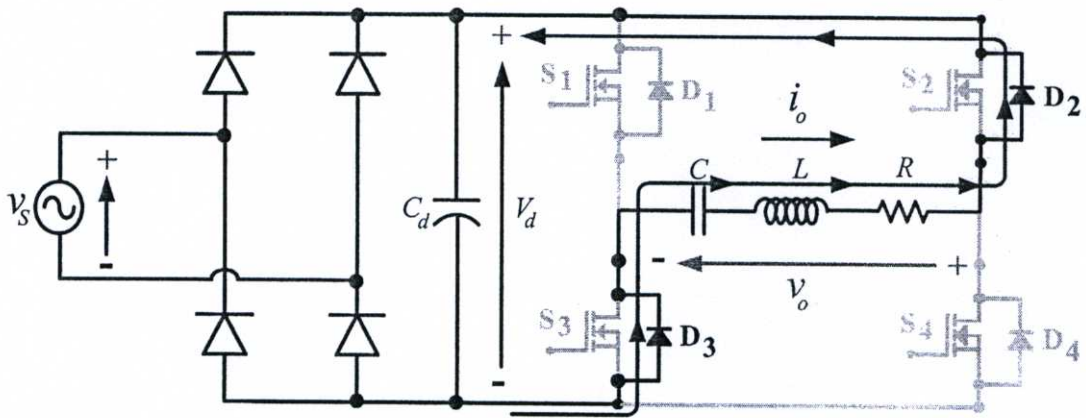
Mode 2 Powering Mode กิ่ง S_1, S_4



รูปที่ 3.18 Powering Mode กิ่ง S_1, S_4

โหมดที่ 2 Powering mode กิ่ง S_1, S_4 กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีจะจ่ายไปยังโหลดผ่าน สวิตช์ S_1 และ S_4 ในโหมดการทำงานนี้ทั้งแรงดัน v_o และกระแสเอาต์พุต i_o จะเป็นบวก ดัง แสดงในรูปที่ 3.18

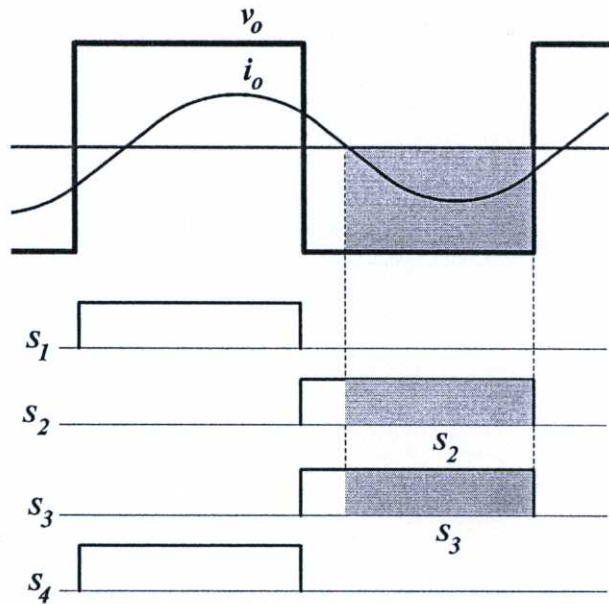
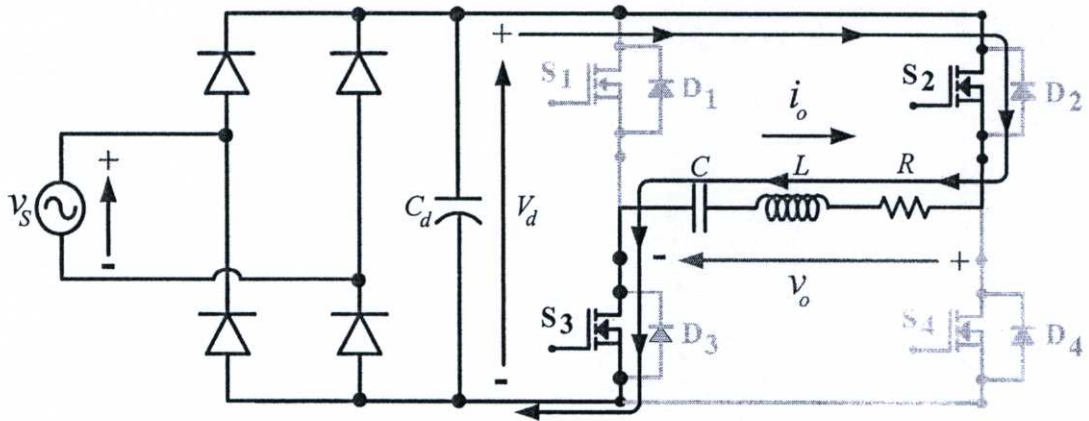
Mode 3 Regenerative Mode กิ่ง S_2, S_3



รูปที่ 3.19 Regenerative Mode กิ่ง S_2, S_3

โหมด 3 Regenerative mode กิ่ง S_2, S_3 กำลังไฟฟ้าที่สะสมไว้ที่โหลด RLC จะถูกป้อนคืนสู่แหล่งจ่ายดีซีผ่านไดโอด D_2 และ D_3 ในโหมดการทำงานนี้แรงดันเอาต์พุต v_o จะเป็นลบ แต่กระแสเอาต์พุต i_o ยังคงเป็นบวก ดังแสดงในรูปที่ 3.19

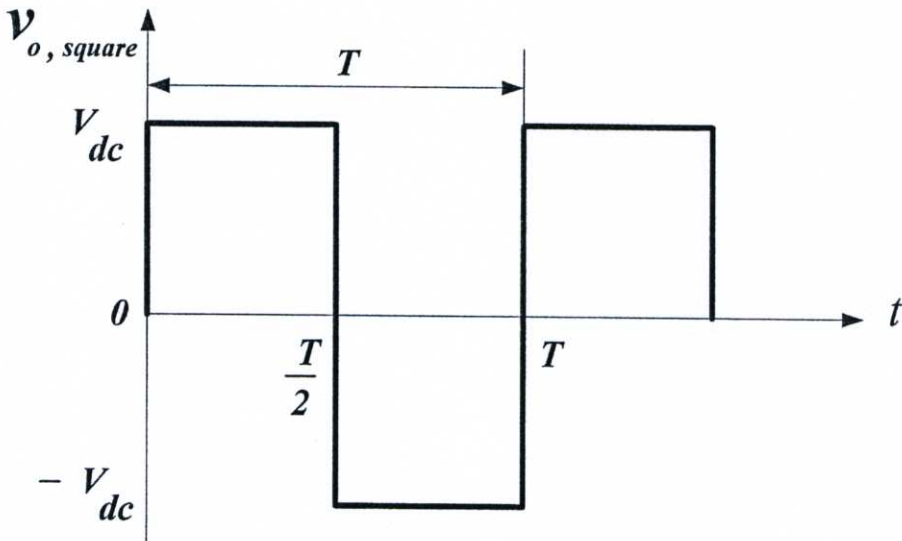
Mode 4 Powering Mode กิ่ง S_2, S_3



รูปที่ 3.20 Powering Mode กิ่ง S_2, S_3

โหมด 4 Powering mode กิ่ง S_2, S_3 กำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีจะจ่ายไปยังโหลดผ่านสวิตช์ S_2 และ S_3 ในโหมดการทำงานนี้ทั้งแรงดัน v_o และกระแสเอาต์พุต i_o จะเป็นลบ ดังแสดงในรูปที่ 3.20

จากโหมมคการทำงานในรูปที่ 3.17 ถึงรูปที่ 3.20 จะได้รูปคลื่นของแรงดัน v_o จะเป็นรูปคลื่นสแควร์ ดังในรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 คลื่นแรงดันด้านเอาต์พุต

โดยองค์ประกอบของคลื่นแรงดันสแควร์ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ สามารถคำนวณหาค่าได้โดยวิธีอนุกรมฟูเรียร์ โดยเริ่มวิเคราะห์จากสมการ

$$v_{o, \text{square}} = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t) \right] \quad (3.1)$$

เมื่อ

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_{o, \text{square}} dt \quad (3.2)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_{dc} dt + \int_{T/2}^T -V_{dc} dt \quad (3.3)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \left[V_{dc} t \Big|_0^{T/2} + (-V_{dc} t \Big|_{T/2}^T) \right] \quad (3.4)$$

จะได้

$$a_0 = 0 \quad (3.5)$$

จะเห็นได้ว่า a_0 คือค่าเฉลี่ยของแรงดันหรือส่วนประกอบคี่ซึ่ง มีค่าเท่ากับศูนย์

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_{o,square} \cos(n\omega_0 t) dt \quad (3.6)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_{dc} \cos(n\omega_0 t) dt + \frac{2}{T} \int_{T/2}^T -V_{dc} \cos(n\omega_0 t) dt \quad (3.7)$$

เมื่อ $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ แทนค่าลงในสมการ

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_{dc} \cos\left[n\left(\frac{2\pi}{T}t\right)\right] dt + \frac{2}{T} \int_{T/2}^T -V_{dc} \cos\left[n\left(\frac{2\pi}{T}t\right)\right] dt \quad (3.8)$$

$$a_n = \frac{V_{dc}}{n\pi} \left[\sin\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) \Big|_0^{T/2} - \sin\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) \Big|_{T/2}^T \right] \quad (3.9)$$

จะได้

$$a_n = 0 \quad (3.10)$$

ดังนั้นจะได้ค่าในเทอม $a_n \cos(n\omega_0 t)$ มีค่าเท่ากับศูนย์

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_{o,square} \sin(n\omega_0 t) dt \quad (3.11)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_{dc} \sin(n\omega_0 t) dt + \frac{2}{T} \int_{T/2}^T -V_{dc} \sin(n\omega_0 t) dt \quad (3.12)$$

เมื่อ $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$ แทนค่าลงในสมการ

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_{dc} \sin\left[n\left(\frac{2\pi}{T}t\right)\right] dt + \frac{2}{T} \int_{T/2}^T -V_{dc} \sin\left[n\left(\frac{2\pi}{T}t\right)\right] dt \quad (3.13)$$

$$b_n = -\frac{V_{dc}}{n\pi} \left[\cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) \Big|_0^{T/2} - \cos\left(\frac{2n\pi}{T}t\right) \Big|_{T/2}^T \right] \quad (3.14)$$

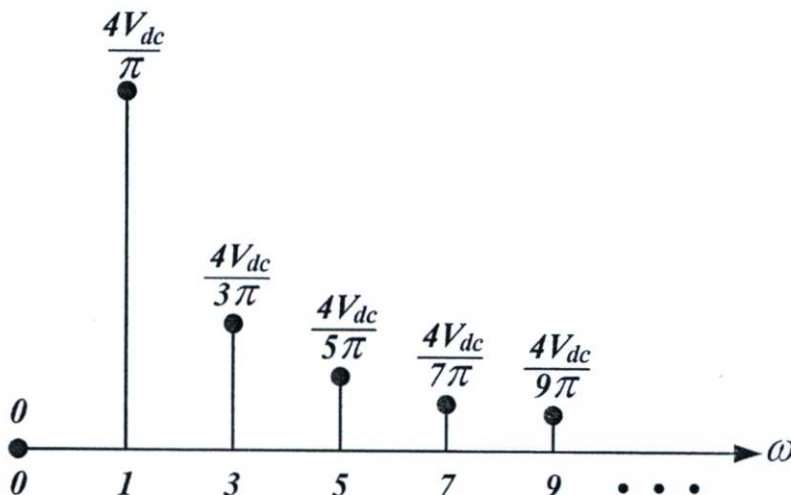
$$b_n = \frac{V_{dc}}{n\pi} [-\cos(n\pi) + \cos(0) + \cos(2n\pi) - \cos(n\pi)] \quad (3.15)$$

$$b_n = \frac{4V_{dc}}{n\pi} \quad \text{ที่ } n = 1, 3, 5, 7, 9, \dots \quad (3.16)$$

ดังนั้นจะได้ค่าในเทอม $b_n \sin(n\omega_0 t)$ มีค่าเท่ากับ

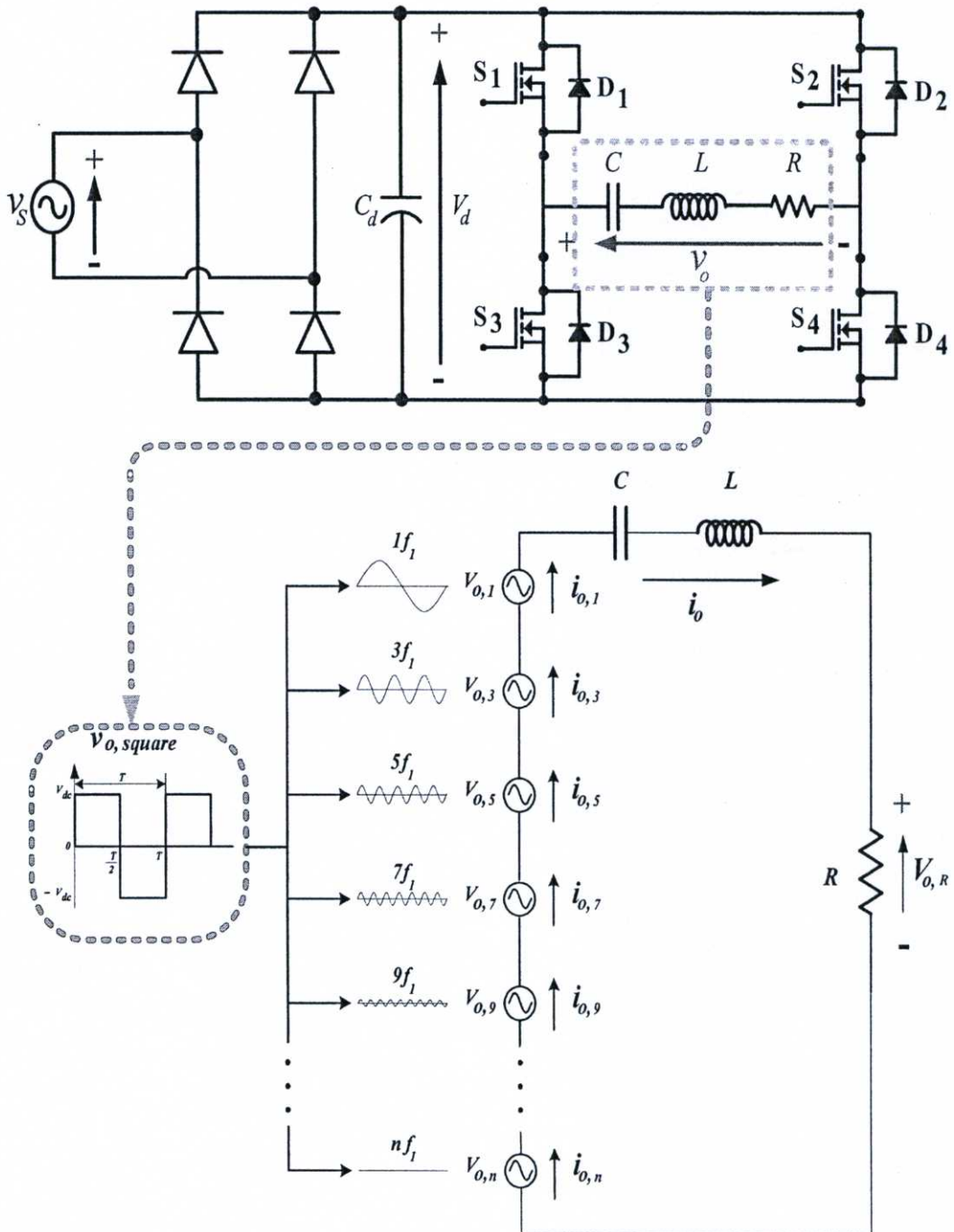
$$v_{o,square} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{n\pi} \sin(n\omega_0 t) \quad (3.17)$$

จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็น รูปคลื่นสแควร์นั้นจะไม่มี องค์ประกอบของแรงดันคี่ซึ่งจะมีเฉพาะองค์ประกอบของแรงดันเอซซีที่ fundamental และที่ harmonic ในลำดับที่ 3, 5, 7, 9, ... รวมกัน และเมื่อนำ $v_{o,square}$ ที่ได้มาแตกสเปกตรัมจะได้ดังรูปที่ 3.22

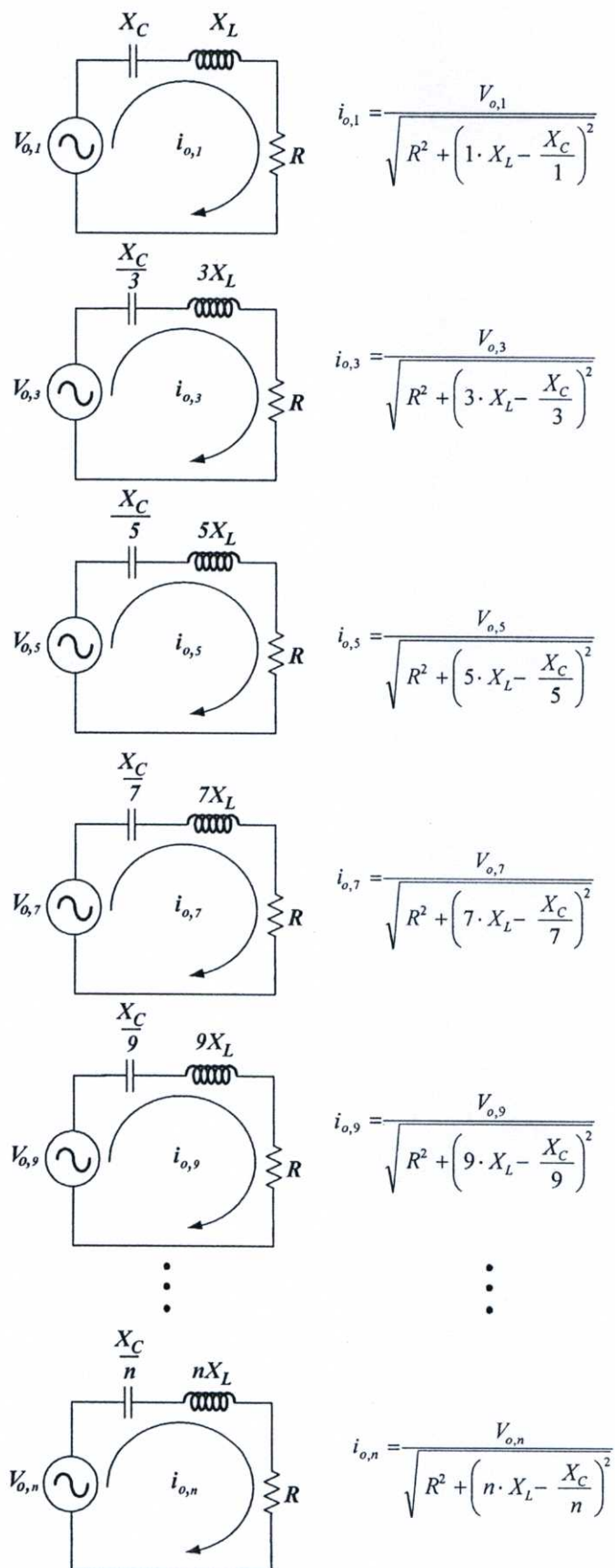


รูปที่ 3.22 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุต

เมื่อนำแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นคลื่นสแควร์ มาแตกเป็นองค์ประกอบคลื่นไซน์หลายๆ ความถี่ด้วยอนุกรมฟูเรียร์แล้ว และนำคลื่นไซน์เหล่านั้นไปป้อนให้กับโหลด RLC เรโซแนนซ์โดยใช้หลักการ super position คือนำคลื่นไซน์ทีละความถี่ไปป้อนให้กับโหลด RLC เรโซแนนซ์เพื่อคำนวณหาสมการกระแสเอาต์พุต i_o ในวงจร ดังแสดงในรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 หลักการเกิดคลื่นแรงดัน $V_{o,R}$ และกระแส i_o ทางด้านเอาต์พุต

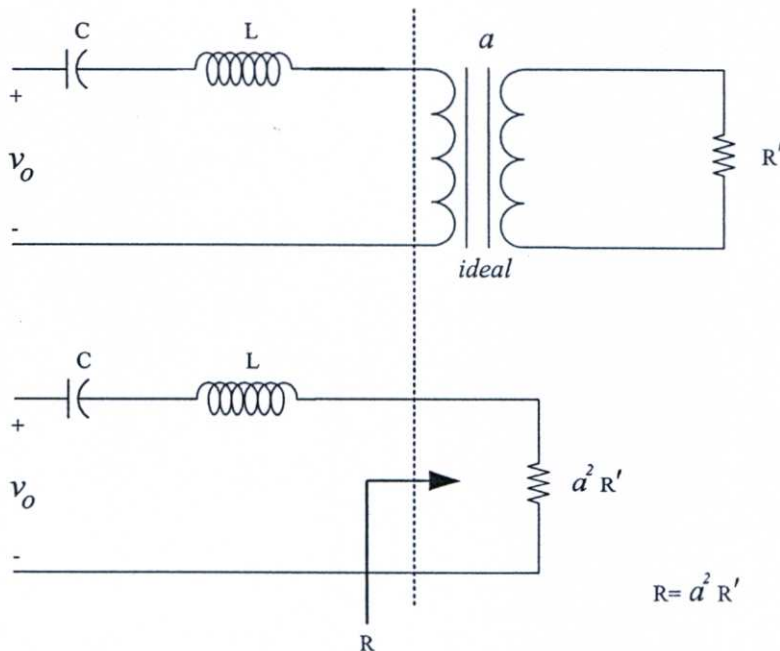


รูปที่ 3.24 หลักการเกิดกระแส i_o ที่ได้จากแรงดันพินคาเมนทอลและฮาร์โมนิกส์ต่าง ๆ

จากรูปที่ 3.24 แรงดันเอซีพินคาเมนทอล $V_{o,1}$ ทำให้เกิดกระแส $i_{o,1}$ มีค่ามากที่สุด เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์รวมมีค่าต่ำที่สุดเพราะ $X_L = X_C$ เหลือเพียงความต้านทาน R และแรงดันที่ตกคร่อมที่ความต้านทาน R มีค่าสูงที่สุด ส่วนที่ฮาร์โมนิกลำดับที่ 3, 5, 7, 9, ... จะมีค่ากระแสลดลงตามลำดับเนื่องจาก X_L มีค่าเพิ่มขึ้นเป็นจำนวน 3, 5, 7, 9, ... เท่า ตามลำดับ ในขณะที่ค่า X_C มีค่าลดลงเป็นจำนวน 3, 5, 7, 9, ... เท่า ตามลำดับเช่นกัน ทำให้ผลต่างระหว่าง X_L และ X_C ของฮาร์โมนิกลำดับที่ 3, 5, 7, 9, ... เพิ่มขึ้นไปตามลำดับ ส่งผลให้กระแสที่เกิดจากฮาร์โมนิกลำดับที่ 3, 5, 7, 9, ... มีค่าลดลง ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน R จึงมีลักษณะคลื่นกระแสที่ใกล้เคียงไซน์ส่งผลให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานมีลักษณะคลื่นแรงดันที่ใกล้เคียงไซน์ด้วยเช่นกัน

3.2.2 ชุดโหลดเรโซแนนซ์

ชุดโหลดเรโซแนนซ์ RLC ซึ่งมีหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงพร้อมโหลด R' ทำหน้าที่เป็นส่วนหนึ่งของ R ในวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม ซึ่งเป็นชุดโหลดที่รับแรงดันความถี่สูงจากอินเวอร์เตอร์ โดยที่ในขณะเรโซแนนซ์ รีแอกแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำหักล้างกับรีแอกแตนซ์ที่เกิดจากคาปาซิเตอร์หมด ทำให้อิมพีแดนซ์ของชุดโหลด RLC เหลือเฉพาะค่าของตัวต้านทาน ซึ่งเป็นสถานะที่อิมพีแดนซ์น้อยที่สุดจึงทำให้กระแสในสถานะนี้ไหลมากที่สุด และมีลักษณะคลื่นกระแสใกล้เคียงไซน์



รูปที่ 3.25 ชุดโหลดเรโซแนนซ์ที่มีหม้อแปลงไฟฟ้าประกอบอยู่ด้วย

บทที่ 4

ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่

4.1 บทนำ

ในการพิจารณาการออกแบบใช้งานหม้อแปลงไฟฟ้า สำหรับส่งผ่านกำลังทำงานที่ความถี่สูงนั้น ลักษณะและโครงสร้างของหม้อแปลงที่ใช้สำหรับงานย่านความถี่สูงจะมีความแตกต่างกับหม้อแปลง ที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำ และสำหรับการพิจารณาออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งทำงานกับ โหลดซึ่งเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมจะพบว่าค่าความต้านทานของขดลวด และค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง (Leakage inductance) จะเป็นตัวแปรที่มีผลต่อค่าความต้านทาน และค่าความเหนี่ยวนำของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

4.2 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz

สำหรับการออกแบบหม้อแปลงแบบ Step-Up Transformer โดยให้มีแรงดันด้านปฐมภูมิเท่ากับ 110 V , แรงดันด้านทุติยภูมิเท่ากับ 220 V. กระแสเอาต์พุต 2.5 A , ความถี่ 50 Hz , อุณหภูมิ 50 °C, ประสิทธิภาพ 95% และใช้ Core แบบ lamination 18 mil.

4.2.1 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ในส่วนของแกนหม้อแปลงไฟฟ้า

ขั้นตอนที่ 1. กำหนดหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ P_2

$$\begin{aligned} P_2 &= V_2 I_2 \cos \theta_2 \\ &= 220 \times 2.5 \times 1 \\ &= 550 \text{ VA หรือ } 550 \text{ watts} \end{aligned} \tag{4.1}$$

ที่โหลดมีค่า R อย่างเดียว ทำให้ค่า power factor = 1.0

ขั้นตอนที่ 2. คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้ารวม P_{total}

$$\begin{aligned}
 P_{total} &= P_2 \left(\frac{1}{\eta} + 1 \right) \\
 &= 550 \left(\frac{1}{0.95} + 1 \right) \\
 &= 1129 \text{ watts}
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

กำลังไฟฟ้ารวม (Total power) เป็นส่วนประกอบที่ใช้ในการคำนวณไมซ์กำลังไฟฟ้าที่หม้อแปลงสามารถจ่ายให้กับโหลดได้

ขั้นตอนที่ 3. คำนวณหาค่าผลคูณพื้นที่ A_p

$$A_p = \left(\frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^{1.14}
 \tag{4.3}$$

กำหนดให้

$$K_f = 4.44 \text{ (Sine waveform coefficient) [1],[2]}$$

$$B_m = 1.3 \text{ Tesla (Maximum flux density)}$$

$$K_u = 0.4 \text{ (Core window utilization factor) [1],[2]}$$

$$K_j = 534 \text{ (Current density constant ที่ } 50 \text{ } ^\circ\text{C) [1],[2]}$$

$$x = 1.14 \text{ (ในบทความวิจัยนี้แบบ Laminations) [1],[2]}$$

$$f = 50\text{-Hz (Operating frequency)}$$

$$A_p = \left[\frac{(1129 \times 10^4)}{(4.44 \times 1.3 \times 50 \times 0.4 \times 534)} \right]^{1.14}$$

ดังนั้นจะได้ $A_p = 380 \text{ cm}^4$

ขั้นตอนที่ 4. เลือกแกนเหล็กหม้อแปลง โดยนำค่าผลคูณพื้นที่ ที่คำนวณได้บวกเพิ่มอีก 10% แล้วนำค่าที่ได้ไปเลือกขนาดของแกนเหล็กหม้อแปลงไฟฟ้า จากตาราง Standard EI Lamination [1] เลือก Part No.175EI-1.5 (18 mil) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้:

$$SF \text{ (Stacking factor)} = 0.9 [1],[2]$$

$$A_{p(gross)} = 439.177 \text{ cm}^4, A_{p(gross)} \times SF = 395.259 \text{ cm}^4$$

$$\text{Mean Length Turn (MLT)} = 30.4 \text{ cm}$$

$$A_{c(gross)} = 29.637 \text{ cm}^2, A_{c(gross)} \times SF = 26.673 \text{ cm}^2$$

$$W_{a(gross)} = 14.819 \text{ cm}^2, W_{a(gross)} \times SF = 13.337 \text{ cm}^2$$

$$W_{icu(gross)} = 1603 \text{ grams}, W_{icu(gross)} \times SF = 1442.7 \text{ grams}$$

$$W_{ife(gross)} = 5859 \text{ grams}, W_{ife(gross)} \times SF = 5273.1 \text{ grams}$$

4.2.2 การออกแบบหม้อแปลงฟ้า 50-Hz ในส่วนของขดลวดด้านปฐมภูมิ

ขั้นตอนที่ 5. คำนวณหาค่าจำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$N_1 = \left(\frac{V_1 \times 10^4}{K_f B_m f A_c} \right) \quad (4.4)$$

$$= \frac{(110 \times 10^4)}{(4.44 \times 1.3 \times 50 \times 26.673)}$$

$$= 145 \text{ รอบ}$$

ขั้นตอนที่ 6. คำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ

$$I_1 = \frac{P_2}{V_1 \eta} \quad (4.5)$$

$$= \frac{550}{(110 \times 0.95)}$$

$$= 5.26 \text{ A}$$

ขั้นตอนที่ 7. คำนวณหาค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า [5]

$$\begin{aligned}
 J &= K_j A_p^{-0.12} \\
 &= 534 \times 395.259^{-0.12} \\
 &= 260.56 \text{ A / cm}^2
 \end{aligned}
 \tag{4.6}$$

ขั้นตอนที่ 8. คำนวณพื้นที่หน้าตัดลวดทองแดงของขดลวดค้ำานปฐมภูมิ

$$\begin{aligned}
 A_{pw(B)} &= \frac{I_1}{J} \\
 &= \frac{5.26}{260.56} \\
 &= 0.0202 \text{ cm}^2
 \end{aligned}
 \tag{4.7}$$

เลือกขนาดลวด SWG No.15 มีพื้นที่ 0.0254 cm^2

ขั้นตอนที่ 9. คำนวณค่าความต้านทานขดลวดค้ำานปฐมภูมิ

$$\begin{aligned}
 R_{p, 20^\circ\text{C}} &= \frac{(MLT)(N_1)(\rho)}{A_{pw(B)}} \\
 &= \frac{30.4 \times 145 \times 17.23 \times 10^{-7}}{0.0254} \\
 &= 0.3 \Omega \text{ ที่ } 20^\circ\text{C}
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

$\gamma_{20} = 0.00393$ = Temperature constant for copper wire.

ΔT = ผลต่างของอุณหภูมิ

$$\begin{aligned}
 R_{p, 70^\circ\text{C}} &= R_{p, dc20^\circ\text{C}} [1 + \gamma_{20}(\Delta T)] \\
 &= 0.3 [1 + 0.00393(50)] \\
 &= 0.359 \Omega \text{ ที่ } 70^\circ\text{C}
 \end{aligned}
 \tag{4.9}$$

ขั้นตอนที่ 10. คำนวณค่า Copper loss ด้านปฐมภูมิ

$$\begin{aligned} P_{cu, l} &= I_1^2 R_{p, ac} \\ &= 5.26^2 \times 0.359 \\ &= 9.93 \text{ watts} \end{aligned} \quad (4.10)$$

4.2.3 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ในส่วนของขดลวดด้านทุติยภูมิ

ขั้นตอนที่ 11. คำนวณหาค่าจำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$\begin{aligned} N_2 &= \frac{N_1 \times V_2}{V_1} \\ &= \frac{145 \times 220}{110} \\ &= 290 \text{ รอบ} \end{aligned} \quad (4.11)$$

ขั้นตอนที่ 12. คำนวณพื้นที่หน้าตัดเส้นลวดด้านทุติยภูมิ

$$\begin{aligned} A_{sw(B)} &= \frac{I_2}{J} \\ &= \frac{2.5}{260.56} \\ &= 0.0096 \text{ cm}^2 \end{aligned} \quad (4.12)$$

เลือกขนาดลวด SWG No.18 มีพื้นที่ 0.0113 cm²

ขั้นตอนที่ 13. คำนวณค่าความต้านทานขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$\begin{aligned} R_{s, 20^\circ C} &= \frac{(MLT)(N_2)(\rho)}{A_{sw(B)}} \\ &= \frac{30.4 \times 290 \times 17.23 \times 10^{-7}}{0.0113} \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$= 1.344 \Omega \text{ ที่ } 20^{\circ}\text{C}$$

$$R_{s, 70^{\circ}\text{C}} = 1.344 [1 + 0.00393(50)]$$

$$= 1.608 \Omega \text{ ที่ } 70^{\circ}\text{C}$$

ขั้นตอนที่ 14. คำนวณค่า Copper loss ด้านทุติยภูมิ

$$P_{cu, 2} = I_2^2 R_{s, ac} \quad (4.14)$$

$$= 2.5^2 \times 1.608$$

$$= 10.05 \text{ watts}$$

ขั้นตอนที่ 15. คำนวณค่า Copper loss รวม P_{cu}

$$P_{cu} = P_{cu, 1} + P_{cu, 2} \quad (4.15)$$

$$= 9.93 + 10.05$$

$$= 19.98 \text{ watts}$$

ขั้นตอนที่ 16. คำนวณค่า Core loss จาก $P_{total, loss}$ [5] ดังนี้:

$$P_{total, loss} = \frac{P_2}{\eta} - P_2 \quad (4.16)$$

$$= \frac{550}{0.95} - 550$$

$$= 28.95 \text{ watts}$$

ได้ค่า Core loss (P_c) ดังนี้:

$$P_c = P_{total, loss} - P_{cu} \quad (4.17)$$

$$= 28.95 - 19.98$$

$$= 8.97 \text{ watts}$$

4.3 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz

ในการออกแบบหม้อแปลงจะเป็นแบบ Step-Up Transformer โดยให้มีแรงดันด้านปฐมภูมิเท่ากับ 110V แรงดันด้านทุติยภูมิเท่ากับ 220V กระแสด้านทุติยภูมิ 7.3A ความถี่ 50 kHz , อุณหภูมิ 50 °C , ประสิทธิภาพ 95% และใช้แกนแบบ E Core

4.3.1 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ในส่วนของแกนหม้อแปลงไฟฟ้า

ขั้นตอนที่ 1. คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ P_2

$$\begin{aligned} P_2 &= V_2 I_2 \cos \theta_2 \\ &= 220 \times 7.3 \times 1 \\ &= 1606 \text{ VA หรือ } 1606 \text{ watts} \end{aligned} \quad (4.18)$$

ที่โหลดมีค่า R อย่างเดียว ทำให้ค่า power factor = 1.0

ขั้นตอนที่ 2. คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้ารวม P_{total}

$$\begin{aligned} P_{total} &= P_2 \left(\frac{1}{\eta} + 1 \right) \\ &= 1606 \left(\frac{1}{0.95} + 1 \right) \\ &= 3296 \text{ watts} \end{aligned} \quad (4.19)$$

กำลังไฟฟ้ารวม (total power) เป็นส่วนประกอบที่ใช้ในการคำนวณไม่ใช่กำลังไฟฟ้าที่หม้อแปลงสามารถจ่ายให้กับโหลดได้

ขั้นตอนที่ 3. คำนวณหาค่าผลคูณพื้นที่ A_p

$$A_p = \left(\frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^{1.14} \quad (4.20)$$

กำหนดให้

$$K_f = 4.44 \text{ (Sine waveform coefficient) [1],[2]}$$

$$B_m = 0.06 \text{ Tesla (flux density)}$$

$$K_u = 0.22 \text{ (Core window utilization factor) [1],[2]}$$

$$K_j = 534 \text{ (Current density constant ที่ } 50 \text{ } ^\circ\text{C) [1],[2]}$$

$$x = 1.14 \text{ (แกนที่ใช้มีรูปทรงแบบเดียวกับ Lamination E$$

$$\text{Core แต่วัสดุที่ใช้ทำจาก Ferrite) [1],[2]}$$

$$f = 50\text{-kHz (Operating frequency)}$$

$$A_p = \left[\frac{(3296 \times 10^4)}{(4.44 \times 0.06 \times 50000 \times 0.22 \times 534)} \right]^{1.14}$$

$$= 32.27 \text{ cm}^4$$

โดยที่หลักการเลือกใช้ค่า B_m จะขึ้นกับค่าความถี่ที่เลือกใช้งาน ในกรณีความถี่ 50/60 Hz ค่าการสูญเสียเนื่องจากกระแสวนและฮิสเทอรีซิสจะมีค่าต่ำดังนั้นจึงสามารถเลือกใช้ค่า B_m สูงสุดในบริเวณใกล้ตำแหน่งจุดหัวเข่า (Knee Point) ได้ ส่วนในกรณีที่มีการเลือกใช้ค่าความถี่สูงค่าการสูญเสียกระแสวนและฮิสเทอรีซิสจะเพิ่มจากกรณี 50/60 Hz มาก จึงจำเป็นต้องลดระดับของค่า B_m ให้มาอยู่ในบริเวณมีการทำงานในลักษณะเชิงเส้นหรืออาจจะมีการลดระดับค่า B_m ให้อยู่ในบริเวณปลายล่างของการทำงานในลักษณะเชิงเส้นนี้[3]

ขั้นตอนที่ 4. เลือกแกนเหล็กหม้อแปลงโดยนำค่าผลคูณพื้นที่ ที่คำนวณได้บวกเพิ่มอีก 10% [1],[2] แล้วนำค่าที่ได้ไปเลือกขนาดของแกนเหล็กหม้อแปลงไฟฟ้า จากตาราง Ferrite International EE Core [1] เลือก Part No.EE80-38-20 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้ :

$$A_p = 44.69 \text{ cm}^4, \text{Mean Length Turn (} MLT \text{)} = 14.9 \text{ cm}$$

$$\text{Core sectional Area (} A_c \text{)} = 3.925 \text{ cm}^2$$

$$\text{Window area (} W_a \text{)} = 11.386 \text{ cm}^2$$

$$\text{Copper weight (} W_{cu} \text{)} = 602.2 \text{ grams}$$

$$\text{Core weight (} W_{fe} \text{)} = 363.2 \text{ grams}$$

4.3.2 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ในส่วนของขดลวดด้านปฐมภูมิ

ขั้นตอนที่ 5. คำนวณหาค่าจำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$\begin{aligned}
 N_1 &= \left(\frac{V_1 \times 10^4}{K_f B_m f A_c} \right) & (4.21) \\
 &= \frac{(110 \times 10^4)}{(4.44 \times 0.06 \times 50000 \times 3.925)} \\
 &= 22 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 6. คำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \frac{P_2}{V_1 \eta} & (4.22) \\
 &= \frac{1606}{(110 \times 0.95)} \\
 &= 15.37 \text{ A}
 \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 7. คำนวณหาค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า [5]

$$\begin{aligned}
 J &= K_j A_p^{-0.12} & (4.23) \\
 &= 534 \times 44.69^{-0.12} \\
 &= 338.46 \text{ A / cm}^2
 \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 8. คำนวณพื้นที่หน้าตัดลวดทองแดงของขดลวดค้ำานปฐมภูมิ

$$\begin{aligned}
 A_{pw(B)} &= \frac{I_1}{J} \\
 &= \frac{15.37}{338.46} \\
 &= 0.0454 \text{ cm}^2
 \end{aligned}
 \tag{4.24}$$

เลือกขนาดเส้นลวดเบอร์ SWG 28 มีพื้นที่หน้าตัดของเส้นลวดเท่ากับ 0.001134 cm^2 จำนวน 41 เส้น ซึ่งจะมีพื้นที่หน้าตัด รวม = 0.04645 cm^2 โดยคำนวณได้จากสมการของ 1-ชั้น ความลึก (1-Skin depth : δ) โดยค่า δ นี้สามารถคำนวณได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}
 \delta \text{ [mm]} &= \sqrt{\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\rho_{cu}}{\mu_{r,cu} \cdot f \cdot \pi}} \\
 &= 0.2936 \text{ mm} \quad (\text{ที่ 1- ชั้นความลึก}) \\
 &= 0.2936 \text{ mm} \quad (\text{รัศมีของลวดทองแดง}) \\
 &\text{ได้ } 0.5872 \text{ mm} \quad (\text{เส้นผ่าศูนย์กลางลวดทองแดง}) \\
 &= \text{ใช้เส้นลวดเบอร์ SWG 28} \quad (\text{ซึ่งมีขนาดบางกว่าเพื่อให้แน่ใจ} \\
 &\quad \text{ว่ากระแสสามารถไหลผ่านเส้นลวดได้เต็มพื้นที่หน้าตัด})
 \end{aligned}$$

ทั้งนี้ในการพิจารณาเลือกขนาดเบอร์ลวดตีเกลียวนั้น ถ้าเลือกเส้นลวดบางเกินไปจะต้องใช้เส้นลวดจำนวนมาก และจะพบปัญหาการเปราะหักของเส้นลวดบางเส้น ตลอดจนจนวนจะมีพื้นที่หน้าตัดจนวนเพิ่มขึ้น และจะต้องใช้เวลาในการขึงตีเกลียวนาน และในการเชื่อมต่อลวดตีเกลียวเข้ากับอุปกรณ์ไฟฟ้าจำเป็นต้องขุดจนวนออก ซึ่งจะทำให้ยากลำบากและอาจจะขาดเป็นบางเส้นทำให้กระแสไม่สามารถไหลได้ครบทุกเส้นลวดตัวนำ ทำให้ไม่สะดวกในทางปฏิบัติ ส่วนในกรณีที่เลือกเส้นลวดหนาเกินไป จะเกิดแรงต้านในขณะตีเกลียว จึงจำเป็นต้องเลือกขนาดเบอร์ลวดที่เหมาะสมคือเบอร์ 28 เพื่อเสี่ยงไม่ให้เกิดเงื่อนไขดังกล่าว โดยกลุ่มเส้นลวดที่ได้กำหนดขึ้นแล้วนี้ยังนำมาตีเกลียวในขั้นตอนถัดไป ก่อนที่จะไปพันหม้อแปลง ทั้งนี้เพื่อลดการสูญเสียอันเนื่องมาจากสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสที่ไหลในเส้นลวดแต่ละเส้นที่มาอยู่ใกล้ชิดกัน (proximity effect losses) ในลักษณะรวมตัวเป็นกลุ่มเส้นลวด [4]

ขั้นตอนที่ 9. คำนวณค่าความต้านทานขดลวดค้ำานปฐมภูมิ

$$R_{p,20^{\circ}C} = \frac{(MLT)(N_1)(\rho)}{A_{pw(B)}} \quad (4.25)$$

$$= \frac{14.9 \times 22 \times 17.23 \times 10^{-7}}{0.04645}$$

$$= 0.0122 \Omega \text{ ที่ } 20^{\circ}C$$

$\gamma_{20} = 0.00393 =$ Temperature constant for copper wire.

$\Delta T =$ ผลต่างของอุณหภูมิ

$$R_{p,dc 70^{\circ}C} = R_{p,dc 20^{\circ}C} [1 + \gamma_{20}(\Delta T)] \quad (4.26)$$

$$= 0.0122 [1 + 0.00393(50)]$$

$$= 0.0146 \Omega \text{ ที่ } 70^{\circ}C$$

หาค่าสัมประสิทธิ์ Skin Effect [3]

$$k_s = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = H + K \left(\frac{N_L D_1}{D_0} \right)^2 G \quad (4.27)$$

$$\text{โดยที่ } G = \left(\frac{D_1 \sqrt{f}}{10.44} \right)^4 \quad (4.28)$$

$k_{sp}, k_{ss} =$ ค่าสัมประสิทธิ์ Skin Effect ของขดลวดค้ำานปฐมภูมิ และ ค้ำานทุติยภูมิ ตามลําดับ

$R_{ac} =$ ค่าความต้านทานกระแสสลับ

$R_{dc} =$ ค่าความต้านทานกระแสตรง

$H =$ อัตราส่วน ความต้านทาน กระแสสลับ ต่อ กระแส ตรงของเส้นลวดตัวนำเส้นเดียว
(ที่ความถี่น้อยกว่า 350 kHz มีค่าเท่ากับ 1)

$N_L =$ จำนวนของลวดตัวนำใน Litz Wire.

$D_1 =$ เส้นผ่าศูนย์กลางของลวดตัวนำใน Litz Wire.(inch)

$D_0 =$ เส้นผ่าศูนย์กลางของ Litz Wire.(inch)

$G =$ Eddy-current basis factor.

$K =$ ค่าคงที่ขึ้นกับจำนวนลวดตัวนำใน Litz Wire.

ตารางที่ 4.1 ค่า K factor [3]

N	3	9	27	Infinity
K	1.55	1.84	1.92	2

$$D_l = 0.038 \text{ cm.} = 0.015 \text{ inch.}$$

$$G = \left(\frac{0.015 \sqrt{50000}}{10.44} \right)^4 = 0.011$$

$$k_{sp} = 1 + 1.92 \left(\frac{41 \times 0.015}{0.0958} \right)^2 0.011 = 1.87$$

$$\begin{aligned} R_{p, ac} &= R_{p, dc \ 70^\circ C} \times k_{sp} \\ &= 0.0146 \times 1.87 \\ &= 0.0273 \ \Omega \end{aligned} \tag{4.29}$$

ขั้นตอนที่ 10. คำนวณค่า Copper loss ด้านปฐมภูมิ

$$\begin{aligned} P_{cu, I} &= I_1^2 R_{p, ac} \\ &= 15.37^2 \times 0.0273 \\ &= 6.45 \text{ watts} \end{aligned} \tag{4.30}$$

4.3.3 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ในส่วนของขดลวดด้านทุติยภูมิ

ขั้นตอนที่ 11. คำนวณหาค่าจำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$\begin{aligned} N_2 &= \frac{N_1 \times V_2}{V_1} \\ &= \frac{22 \times 220}{110} \\ &= 44 \text{ รอบ} \end{aligned} \tag{4.31}$$

ขั้นตอนที่ 12. คำนวณพื้นที่หน้าตัดเส้นลวดทองแดงของขดลวดค้ำานทุติยภูมิ

$$\begin{aligned}
 A_{sw(B)} &= \frac{I_2}{J} & (4.32) \\
 &= \frac{7.3}{338.46} \\
 &= 0.0216 \text{ cm}^2
 \end{aligned}$$

เลือกขนาดลวด SWG No.28 มีพื้นที่ 0.001134 cm^2 จำนวน 20 เส้น ซึ่งจะมีพื้นที่หน้าตัดรวม $= 0.02268 \text{ cm}^2$

ขั้นตอนที่ 13. คำนวณค่าความต้านทานขดลวดค้ำานทุติยภูมิ

$$\begin{aligned}
 R_{s,20^\circ\text{C}} &= \frac{(MLT)(N_2)(\rho)}{A_{sw(B)}} & (2.33) \\
 &= \frac{14.9 \times 44 \times 17.23 \times 10^{-7}}{0.02268} \\
 &= 0.0498 \Omega \text{ ที่ } 20^\circ\text{C} \\
 R_{s,dc 70^\circ\text{C}} &= 0.0498[1+0.00393(50)] \\
 &= 0.0596 \Omega \text{ ที่ } 70^\circ\text{C} \\
 k_{ss} &= 1 + 1.89 \left(\frac{20 \times 0.015}{0.082} \right)^2 0.011 = 1.2783 \\
 R_{s,ac} &= R_{s,dc 70^\circ\text{C}} \times k_{ss} & (4.34) \\
 &= 0.0596 \times 1.2783 \\
 &= 0.0762 \Omega
 \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 14. คำนวณค่า Copper loss ค้ำานทุติยภูมิ

$$\begin{aligned}
 P_{cu,2} &= I_2^2 R_{s,ac} & (4.35) \\
 &= 7.3^2 \times 0.0762 \\
 &= 4.06 \text{ watts}
 \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 15. คำนวณค่า Copper loss รวม P_{cu}

$$\begin{aligned} P_{cu} &= P_{cu,1} + P_{cu,2} \\ &= 6.45 + 4.06 \\ &= 10.51 \text{ watts} \end{aligned} \quad (4.36)$$

ขั้นตอนที่ 16. คำนวณค่า Core loss จาก $P_{total,loss}$ [5]

$$\begin{aligned} P_{total,loss} &= \frac{P_2}{\eta} - P_2 \\ &= \frac{1606}{0.95} - 1606 \\ &= 84.53 \text{ watts} \end{aligned} \quad (4.37)$$

ได้ค่า Core loss (P_c) ดังนี้ :

$$\begin{aligned} P_c &= P_{total,loss} - P_{cu} \\ &= 84.53 - 10.51 \\ &= 74.02 \text{ watts} \end{aligned} \quad (4.38)$$

4.4 บทสรุป

จากการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz สามารถสรุปขั้นตอนการออกแบบได้ทั้งหมด 16 ขั้นตอน โดยหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz ที่ใช้ในการออกแบบจะเป็นหม้อแปลงแบบ Step-Up ที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิเท่ากับ 550 วัตต์ และ 1600 วัตต์ ตามลำดับ ซึ่งในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าเริ่มต้นด้วยการกำหนดค่าของแกนเหล็กหม้อแปลงไฟฟ้า โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างผลรวมของกำลังไฟฟ้าด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิกับ ผลคูณพื้นที่ ระหว่างพื้นที่หน้าตัดของช่องหน้าต่างของแกนเหล็กหม้อแปลง และพื้นที่หน้าตัดของแกนกลางของแกนเหล็ก จากนั้นก็จะกำหนดค่าทางด้านปฐมภูมิ และ ด้านทุติยภูมิ ตามลำดับโดยในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าทั้งสองมีจุดที่แตกต่างกันคือ ในขั้นตอนที่ 4 เป็นการเลือกค่าต่างๆ ของแกนเหล็ก จากตาราง [1],[2] ซึ่งในกรณี ของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz จะต้องนำค่าที่เลือกจากตารางคูณกับค่า SF ก่อนที่จะนำค่านั้นไปคำนวณในขั้นตอนถัดไป และ ในขั้นตอนที่ 9 และ 13 เป็นขั้นตอนการคำนวณหาค่าความต้านทานของขดลวดด้านปฐมภูมิ และด้านทุติยภูมิโดยในหม้อแปลงไฟฟ้า 50- จะต้องเพิ่มการคำนวณเกี่ยวกับผลของ Skin Effect เนื่องจากความถี่สูง

บทที่ 5

การทดสอบและผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า

5.1 บทนำ

ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยใช้โหลดเป็นโหลดหลอดไฟ เพื่อให้หม้อแปลงไฟฟ้าสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้สูงสุด เพื่อนำข้อมูลมาเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีเพื่อยืนยันความถูกต้องในขั้นตอนสุดท้าย โดยในการทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าจะควบคุมให้แรงดัน rms ที่ป้อนตรงเข้าขดลวดด้านปฐมภูมิมีค่าคงที่เท่ากับ 110 V และได้ทำการเก็บคลื่นแรงดันและกระแส ทางด้านปฐมภูมิ และ ทางด้านทุติยภูมิ พร้อมทั้งนำไปหาค่ากำลังไฟฟารวม P_1 และ P_2 อันเนื่องจากแรงดันแรง และกระแสขององค์ประกอบฮาร์มอนิกส์ทั้งหมด

5.2 การทดสอบและผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz

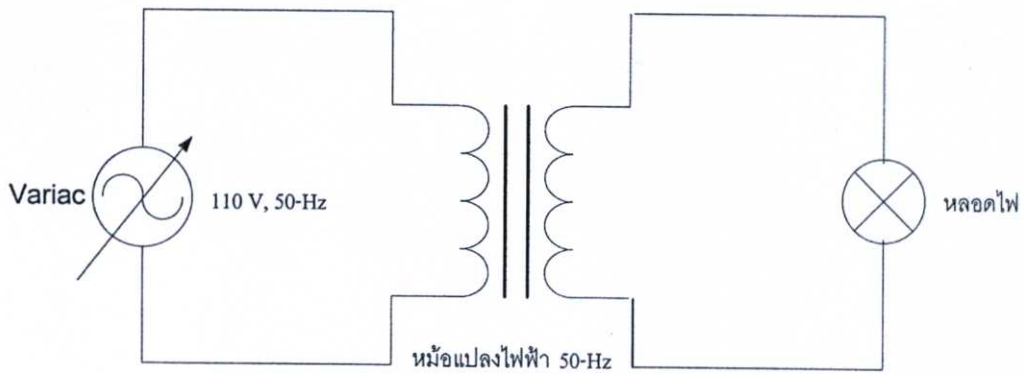
5.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดค่าและเก็บผลการทดสอบ

อุปกรณ์และเครื่องมือต่าง ๆ ที่ใช้ในการวัดและทดสอบ ที่สามารถบันทึกข้อมูลได้เพื่อเป็นหลักฐานเพื่อให้บุคคลที่สนใจและต้องการทำงานวิจัยเพื่อที่จะได้เป็นพื้นฐานในการพัฒนาต่อไป

หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ทดสอบ	1	ตัว
Digital Oscilloscope YOKOGAWA , DL 1520	2	เครื่อง
Variac (0 Vac – 420 Vac) 30 A max	1	เครื่อง
Multimeter HP-Hewlett Packard 973A	1	เครื่อง
หลอดไฟ	1	ชุด

5.2.2 การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz

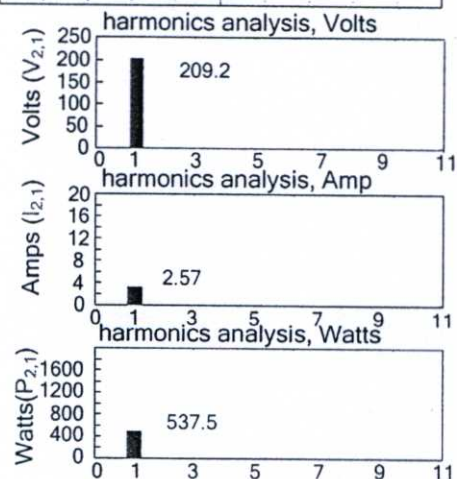
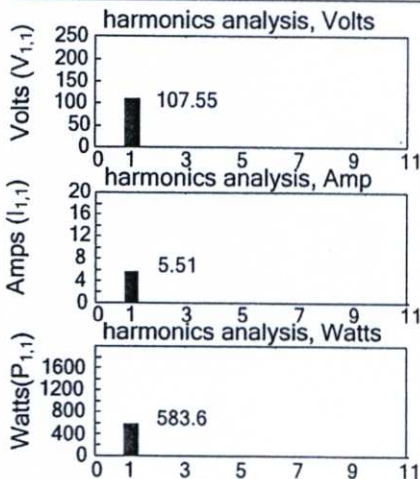
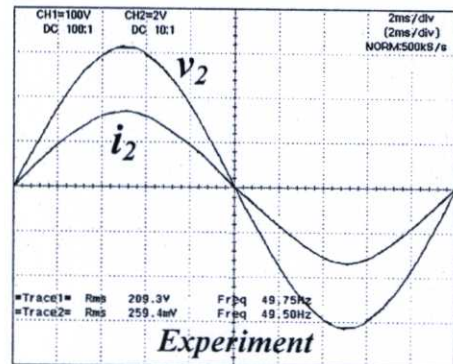
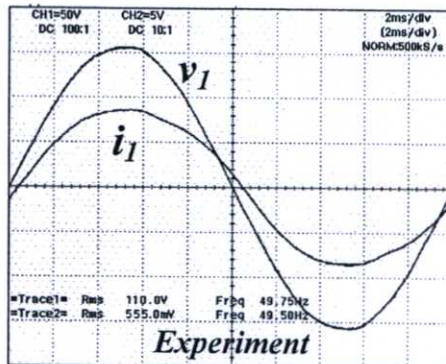
ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz จะใช้ Variac จ่ายแรงดันไฟฟ้า 110 V, 50-Hz ให้กับด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ส่วนทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า จะถูกต่อกับโหลดหลอดไฟ ดังแสดงในรูปที่ 5.1



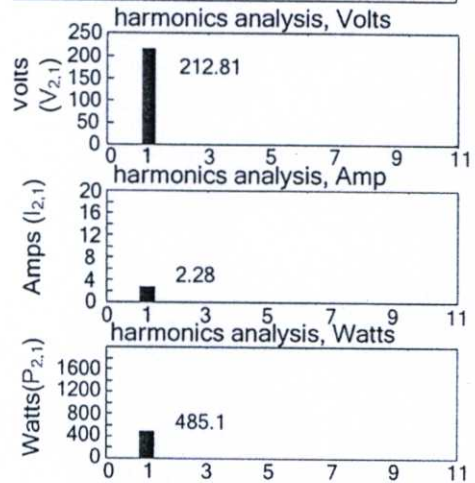
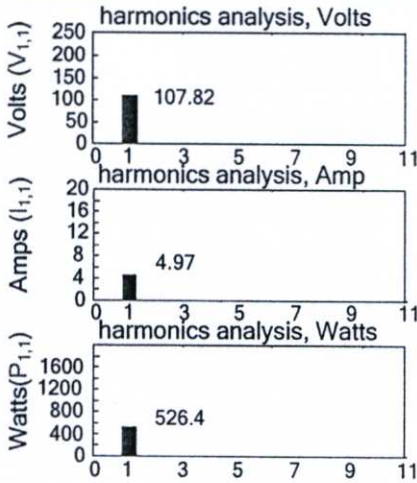
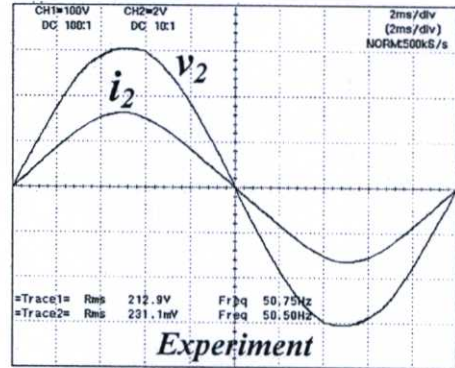
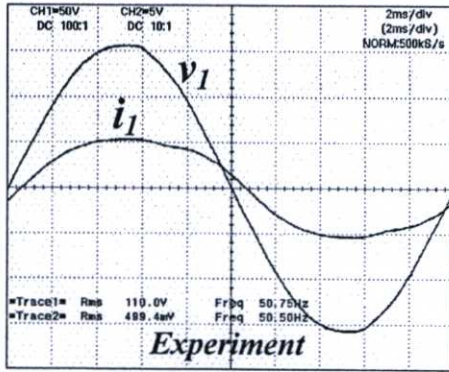
รูปที่ 5.1 การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz

5.2.3 ผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz

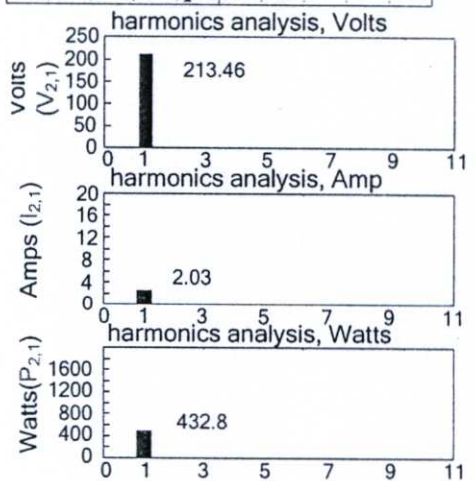
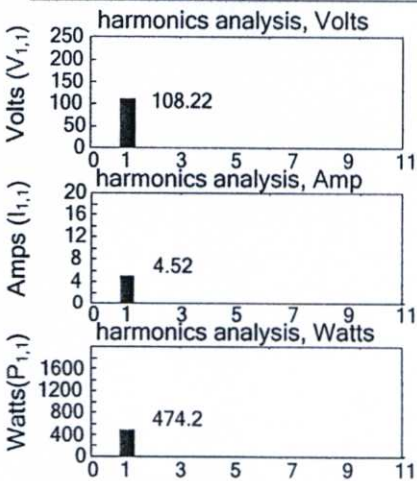
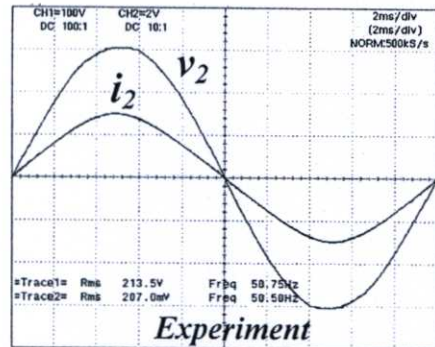
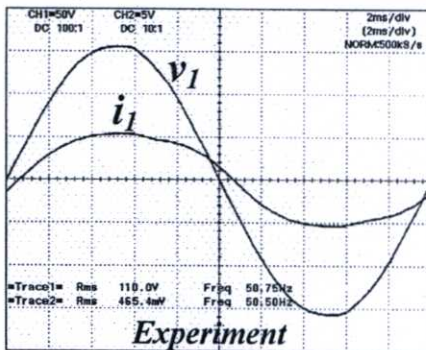
ขั้นตอนการเก็บผลการทดสอบคลื่นแรงดันและกระแส ของหม้อแปลงไฟฟ้าทั้งด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า จากนั้นนำค่าที่ได้มาแตกสเปกตรัมหาค่ากำลังไฟฟ้าและคำนวณค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า ต่อจากนั้นทำการลดจำนวนโหนดหลอดไฟโดยพยายามรักษาระดับแรงดันทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าให้คงที่



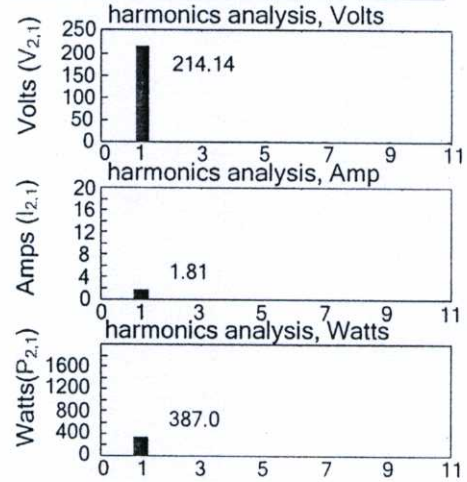
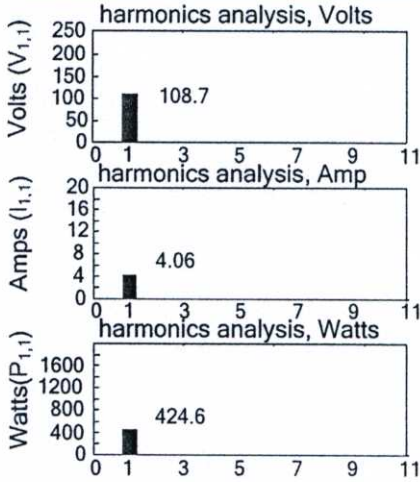
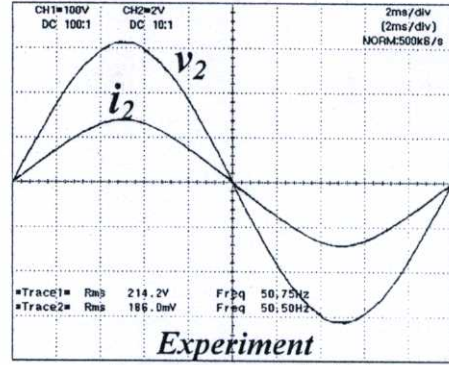
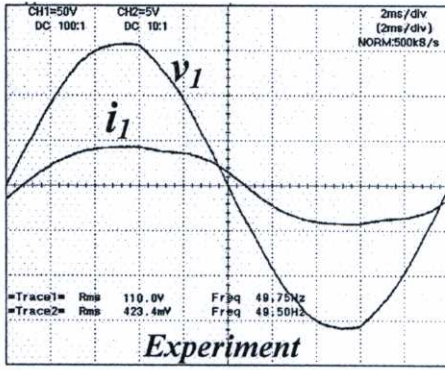
รูปที่ 5.2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 97.83%ของพิกัด



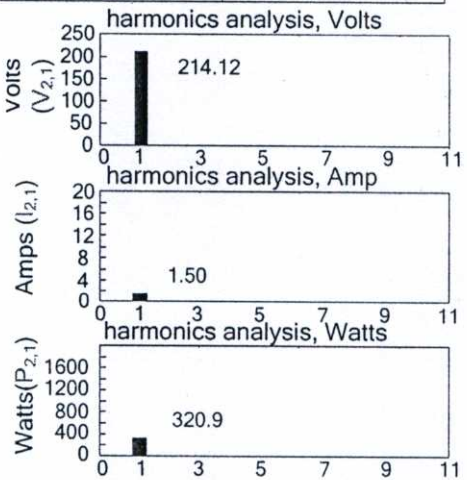
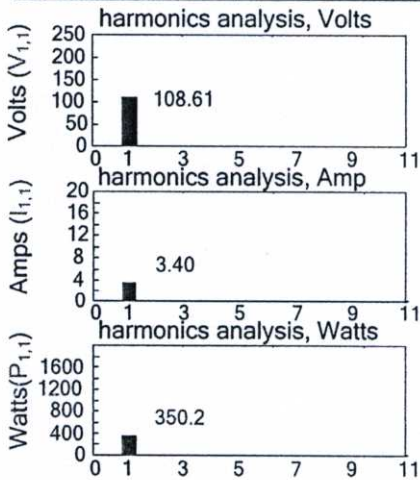
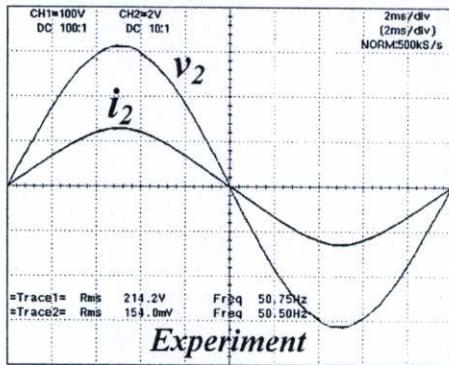
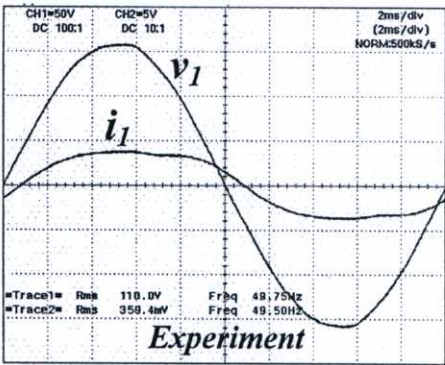
รูปที่ 5.3 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 88.29%ของพิกัด



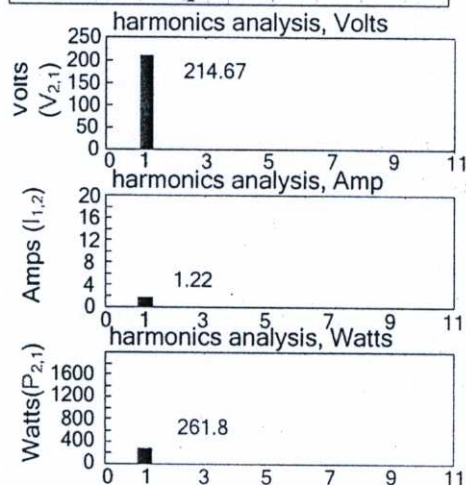
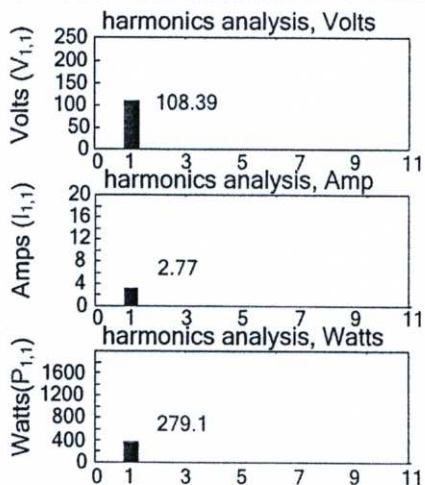
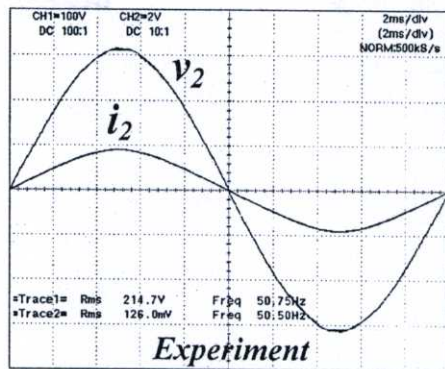
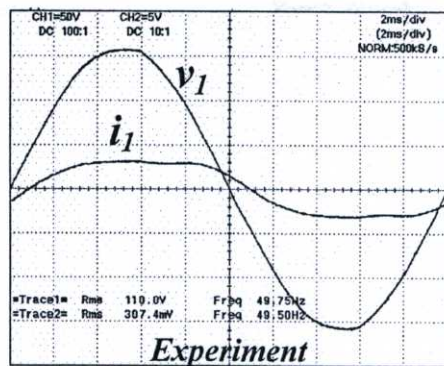
รูปที่ 5.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 78.74%ของพิกัด



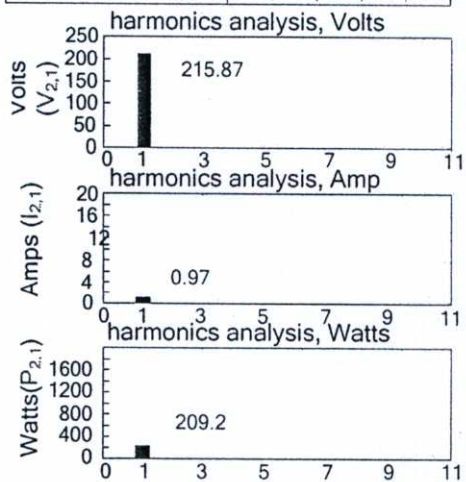
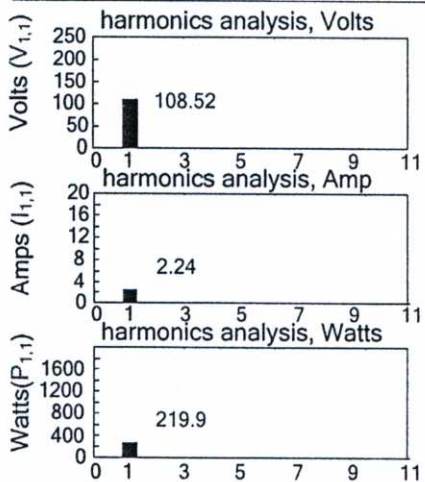
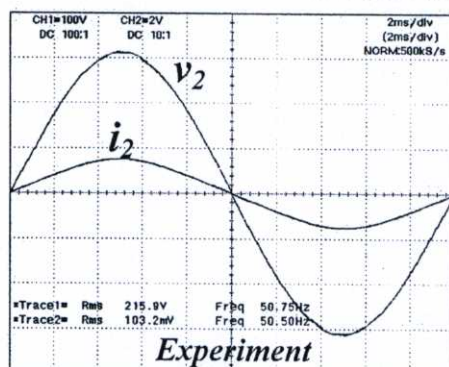
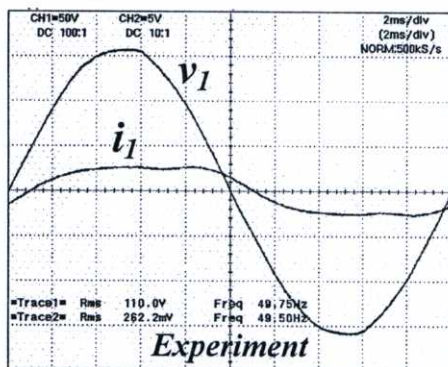
รูปที่ 5.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 70.40%ของพิกัด



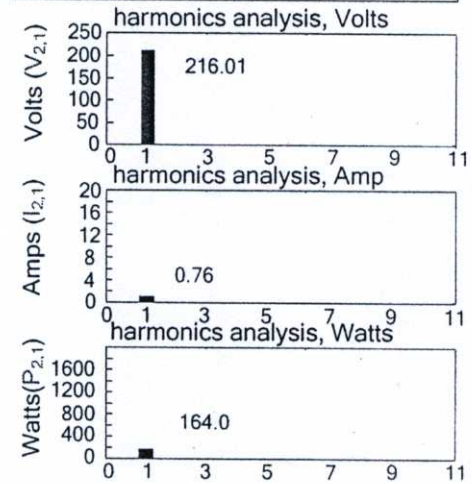
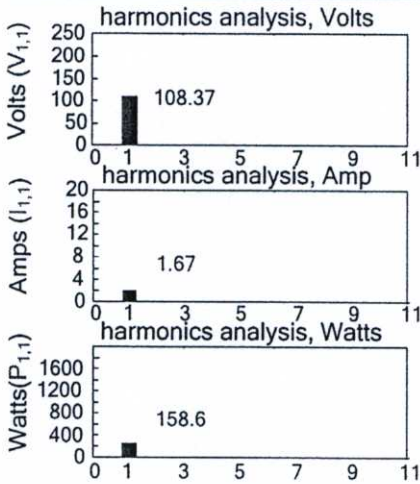
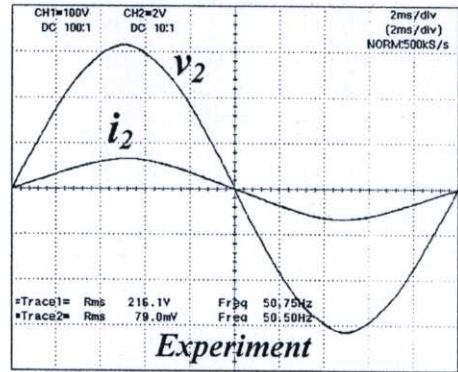
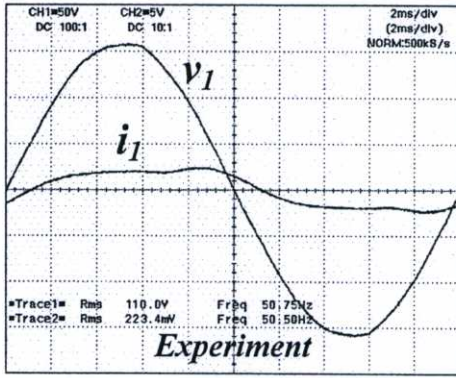
รูปที่ 5.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 58.45%ของพิกัด



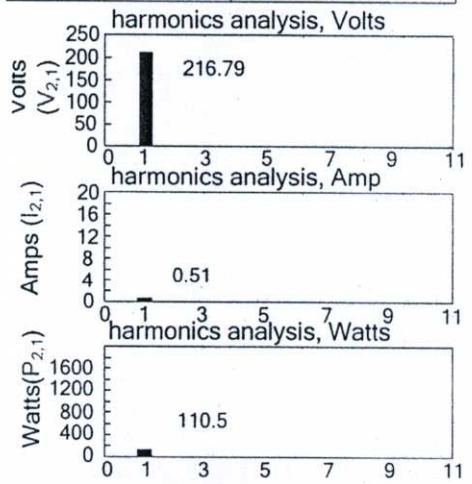
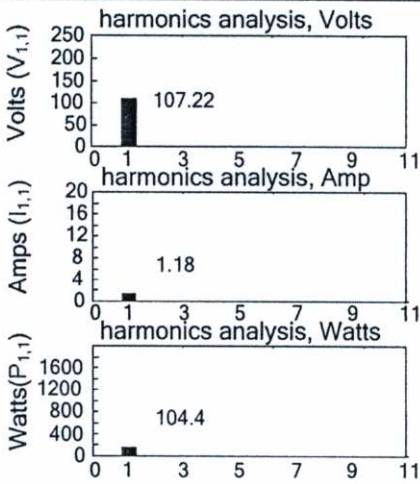
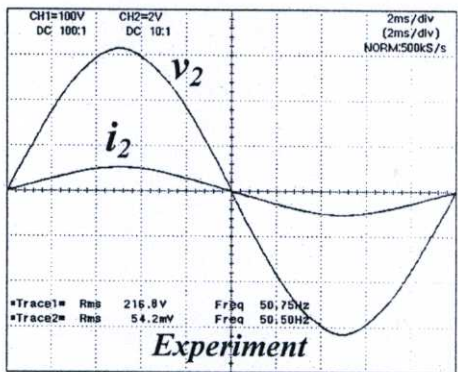
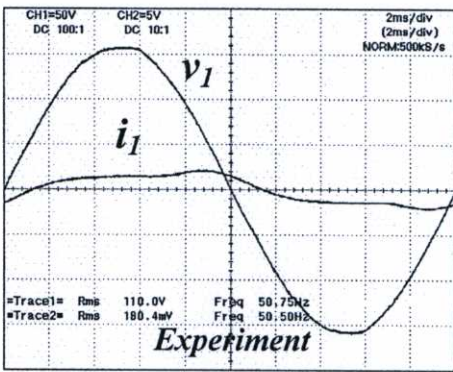
รูปที่ 5.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 47.73% ของพิกัด



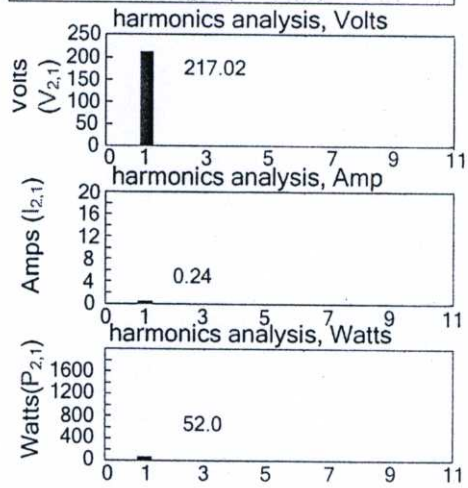
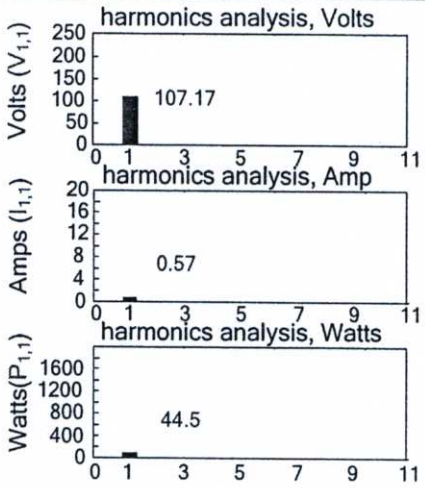
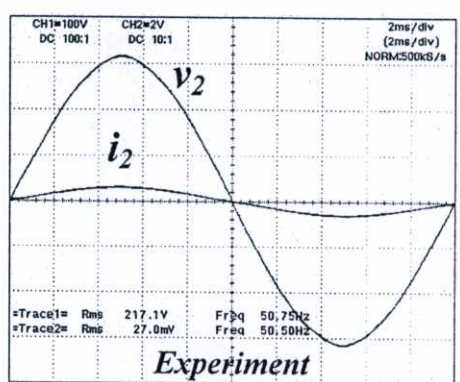
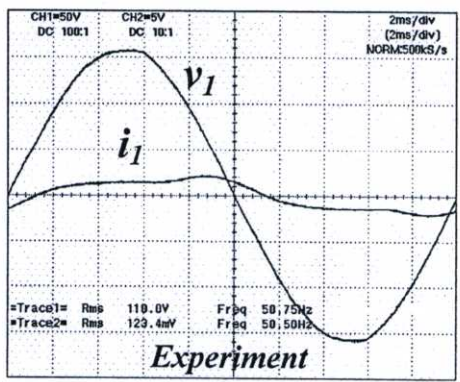
รูปที่ 5.8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 38.18% ของพิกัด



รูปที่ 5.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 29.84%ของพิกัด



รูปที่ 5.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 20.29%ของพิกัด



รูปที่ 5.11 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ที่โหลด 9.54%ของพิกัด

ตารางที่ 5.1 ผลการทดลองคุณสมบัติทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ต่ำที่ 50-Hz

V_s	V_1	I_1	$V_{1,1}$	$I_{1,1}$	$\cos\theta_{1,1}$	$P_{1,1}$	P_1	V_2	I_2	$V_{2,1}$	$I_{2,1}$	$\cos\theta_{2,1}$	$P_{2,1}$	P_2	η
110	110	5.55	107.55	5.51	0.9848077530	583.6	597.3	209.21	2.59	209.20	2.57	0.9997806835	537.5	538.1	90.09
110	110	4.99	107.82	4.97	0.9822872507	526.4	540.6	212.85	2.31	212.81	2.28	0.9997733123	485.1	485.6	89.82
110	110	4.65	108.22	4.52	0.9694453499	474.2	495.9	213.49	2.07	213.46	2.03	0.9989225180	432.8	433.1	87.34
110	110	4.23	108.70	4.06	0.9622179935	424.6	448.1	214.18	1.86	214.14	1.81	0.9986112052	387.0	387.2	86.41
110	110	3.59	108.61	3.40	0.9499720515	350.8	375.0	214.15	1.54	214.12	1.50	0.9992494557	320.9	321.5	85.73
110	110	3.07	108.39	2.77	0.9297764859	279.1	314.7	214.71	1.26	214.67	1.22	0.9997620271	261.8	262.5	83.41
110	110	2.62	108.52	2.24	0.9048270525	219.9	261.7	215.92	1.03	215.87	0.97	0.9991228301	209.2	262.5	80.24
110	110	2.23	108.37	1.67	0.8763066800	158.6	214.9	216.08	0.79	216.01	0.76	0.9990482216	164.0	164.1	76.36
110	110	1.80	107.22	1.18	0.8251134983	104.4	164.0	216.82	0.54	216.79	0.51	0.999390827	110.5	111.6	68.05
110	110	1.23	107.17	0.57	0.7289686274	44.5	98.8	217.11	0.27	217.02	0.24	0.9995065604	52.0	52.5	53.14

V_s : แรงดันไฟฟ้าที่แหล่งจ่าย

V_1 : แรงดันไฟฟ้า RMS ด้านปฐมภูมิ

I_1 : กระแสไฟฟ้า RMS ด้านปฐมภูมิ

$V_{1,1}$: แรงดันไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านปฐมภูมิ

$I_{1,1}$: กระแสไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านปฐมภูมิ

$\cos\theta_{1,1}$: เพาเวอร์แฟคเตอร์ของ แรงดันและกระแสพินคาเมนทอลด้านปฐมภูมิ

$P_{1,1}$: กำลังไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านปฐมภูมิ

P_1 : กำลังไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ

V_2 : แรงดันไฟฟ้า RMS ด้านทุติยภูมิ

I_2 : กระแสไฟฟ้า RMS ด้านทุติยภูมิ

$V_{2,1}$: แรงดันไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านทุติยภูมิ

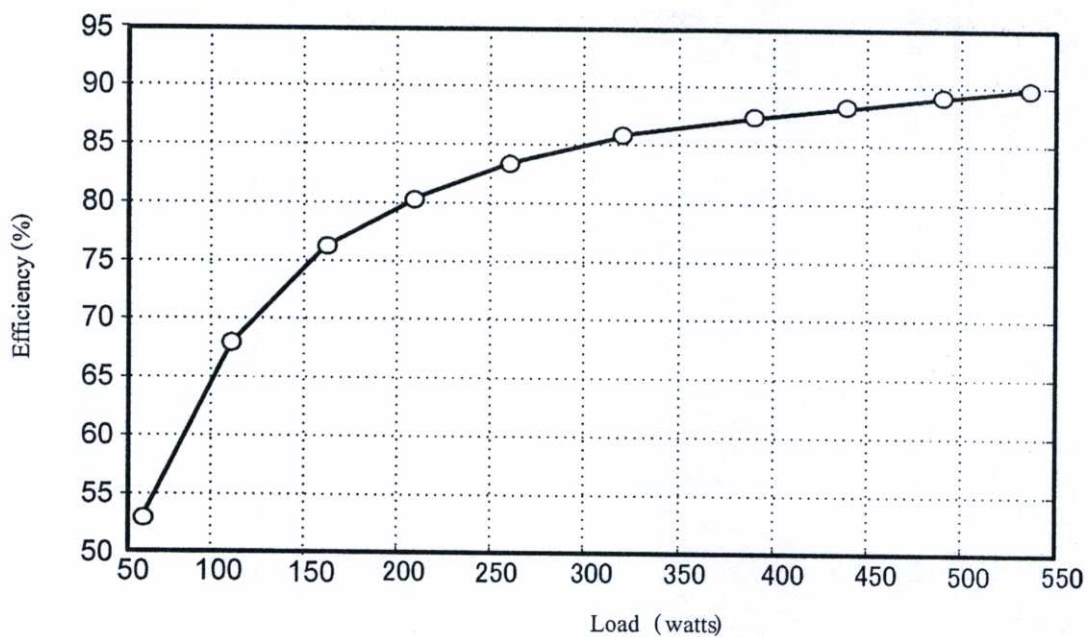
$I_{2,1}$: กระแสไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านทุติยภูมิ

$\cos\theta_{2,1}$: เพาเวอร์แฟคเตอร์ของ แรงดันและกระแสพินคาเมนทอลด้านทุติยภูมิ

$P_{2,1}$: กำลังไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านทุติยภูมิ

P_2 : กำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ

η : ประสิทธิภาพของหม้อแปลง



รูปที่ 5.12 กราฟแสดงค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz เมื่อหม้อแปลงจ่ายกำลังไฟฟ้า
ด้านทุติยภูมิที่ค่าต่างๆ

5.3 การทดสอบและผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz

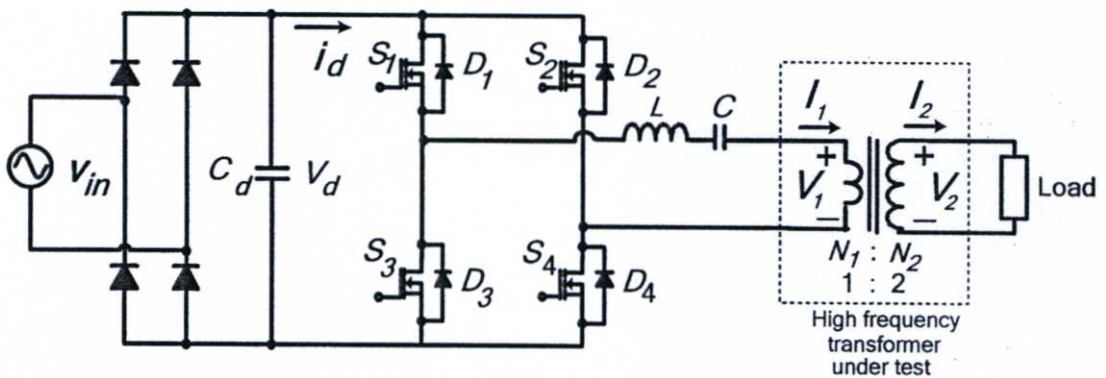
5.3.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดค่าและเก็บผลการทดสอบ

อุปกรณ์และเครื่องมือต่าง ๆ ที่ใช้ในการวัดและทดสอบ ที่สามารถบันทึกข้อมูลได้เพื่อเป็นหลักฐานเพื่อให้บุคคลที่สนใจและต้องการทำงานวิจัยเพื่อที่จะได้เป็นพื้นฐานในการพัฒนาต่อไป

หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ทดสอบ	1	ตัว
Digital Oscilloscope YOKOGAWA , DL 1520	2	เครื่อง
Variac (0 Vac – 420 Vac) 30 A max	1	เครื่อง
Multimeter HP-Hewlett Packard 973A	1	เครื่อง
หลอดไฟ	1	ชุด

5.3.2 การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz

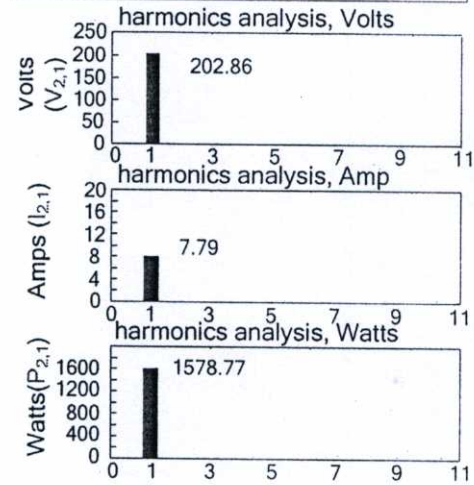
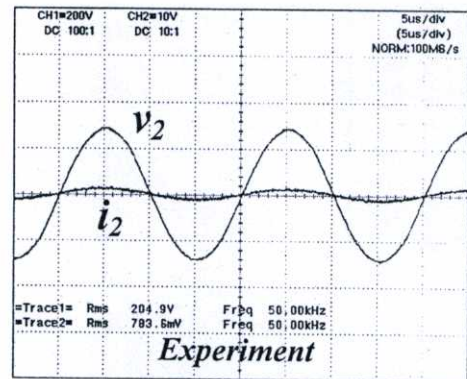
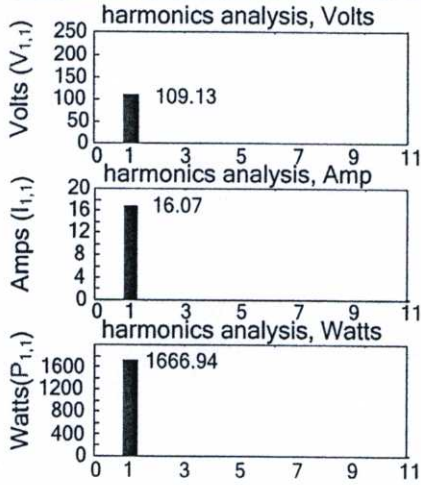
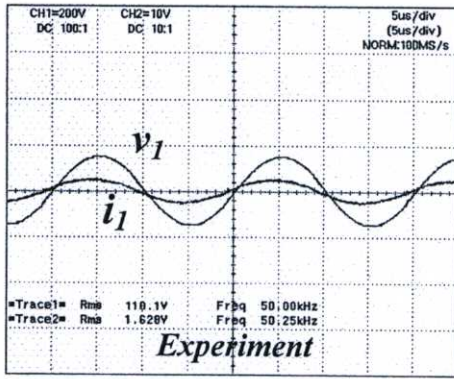
ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz จะใช้ Variac จ่ายแรงดันไฟฟ้า ให้กับด้านอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยที่วงจรอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่จ่ายแรงดันและกระแสที่ความถี่ 50-kHz ให้กับด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า ส่วนทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจะถูกต่อกับโหลดหลอดไฟ ดังแสดงในรูปที่ 6.13



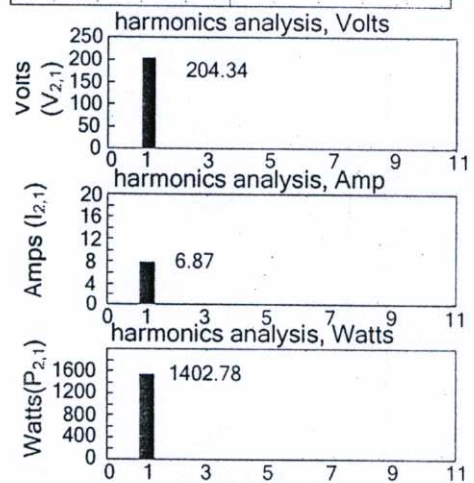
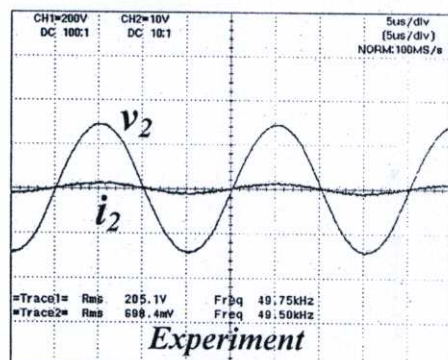
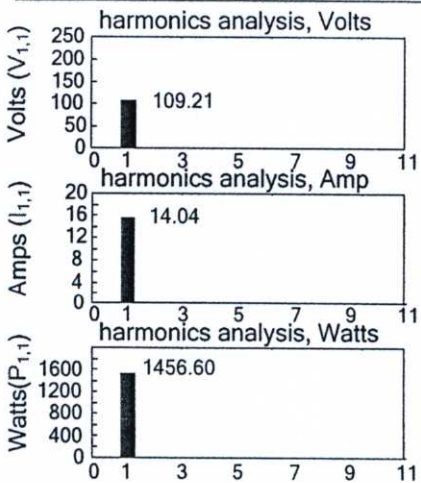
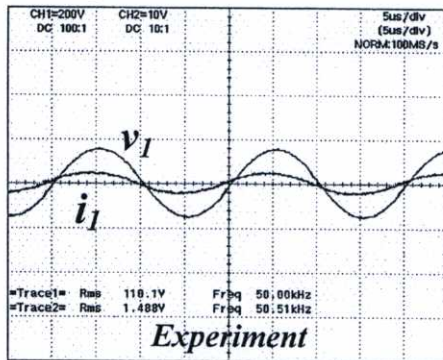
รูปที่ 5.13 การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz

5.3.3 ผลการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz

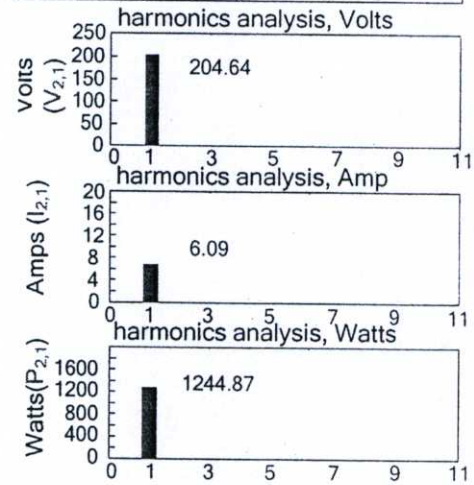
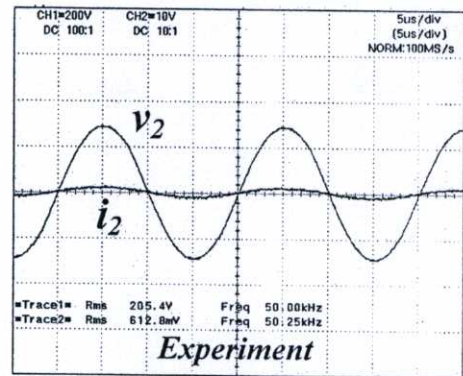
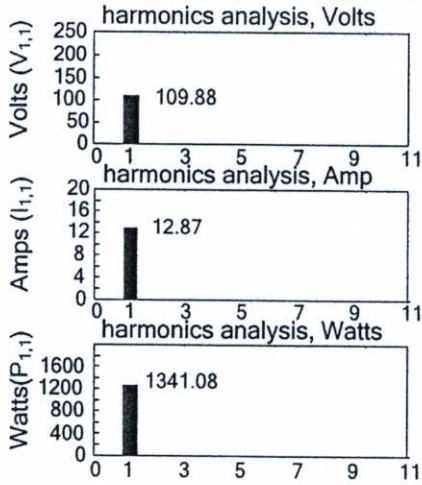
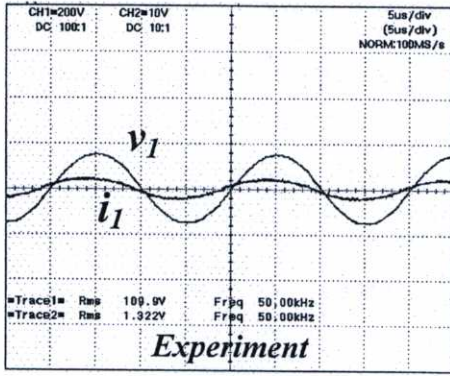
ขั้นตอนการเก็บผลการทดสอบคลื่นแรงดันและกระแส ของหม้อแปลงไฟฟ้าทั้งด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า จากนั้นนำค่าที่ได้มาแตกสเปกตรัมหาค่ากำลังไฟฟ้าและคำนวณค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า ต่อจากนั้นทำการลดจำนวนหลอดหลอดไฟโดยพยายามรักษาระดับแรงดันทางด้านปฐมภูมิและความถี่ของหม้อแปลงไฟฟ้าให้คงที่



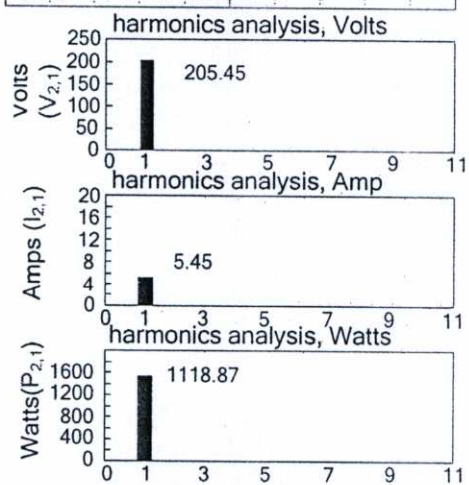
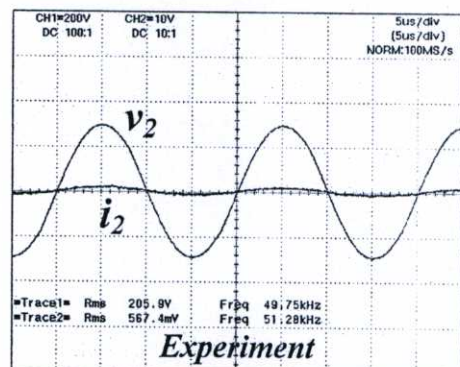
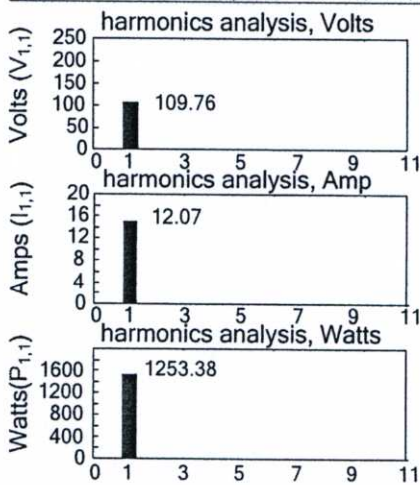
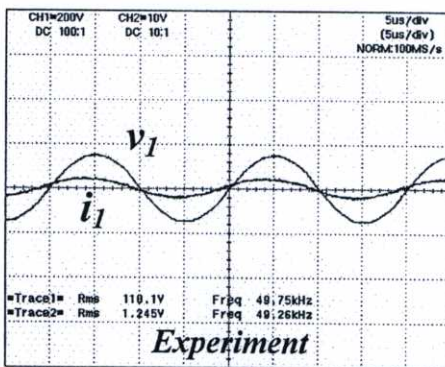
รูปที่ 5.14 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 99.89%ของพิกัด



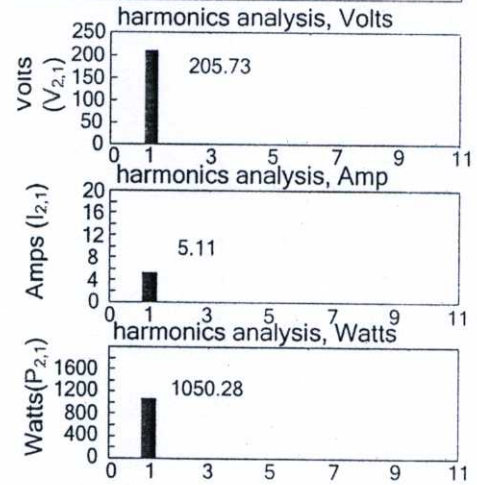
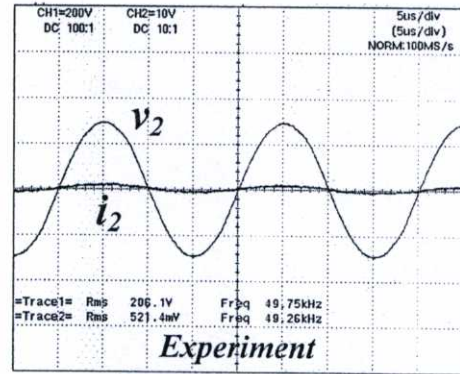
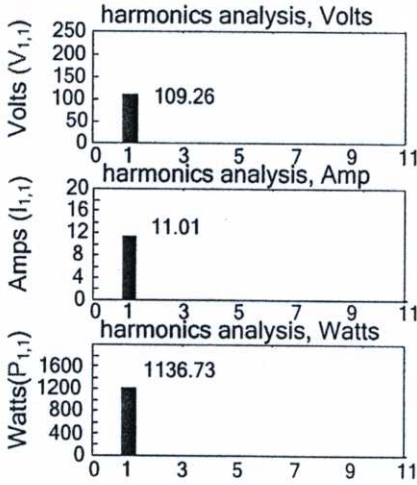
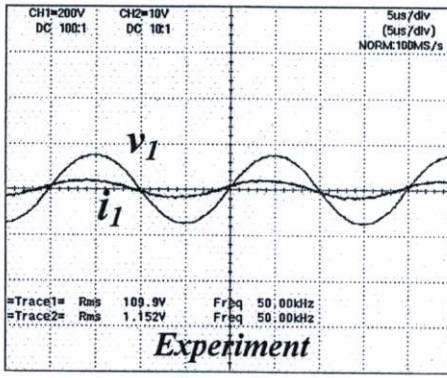
รูปที่ 5.15 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 89.45%ของพิกัด



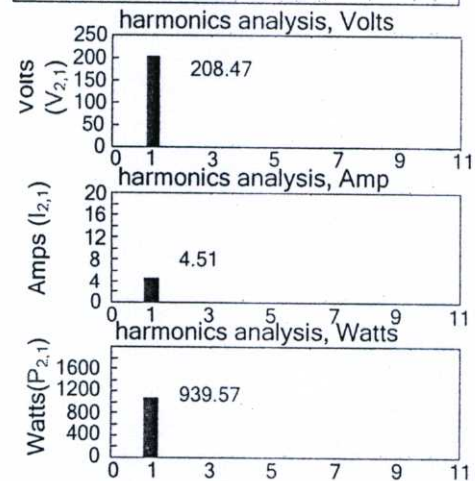
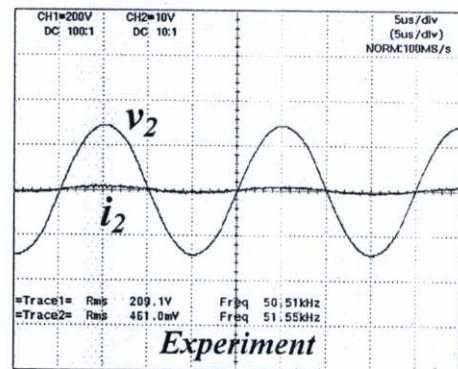
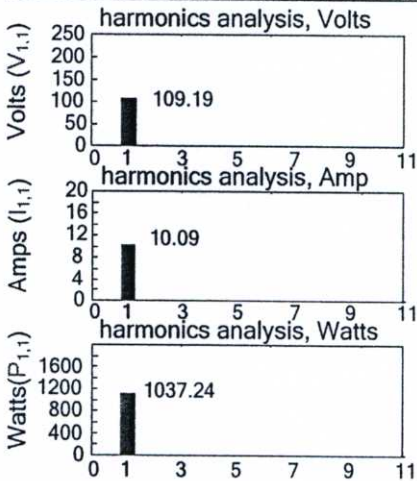
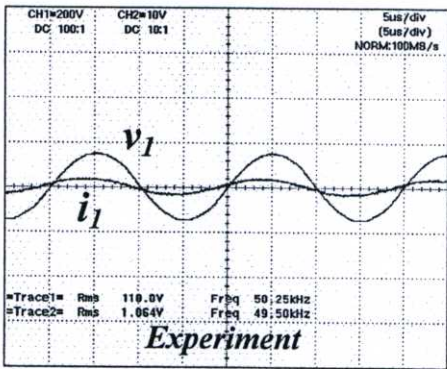
รูปที่ 5.16 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 78.09%ของพิกัด



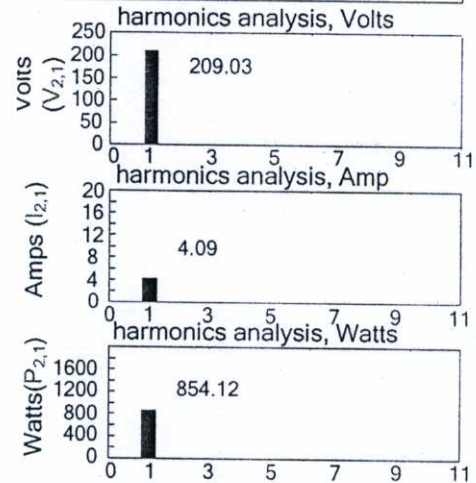
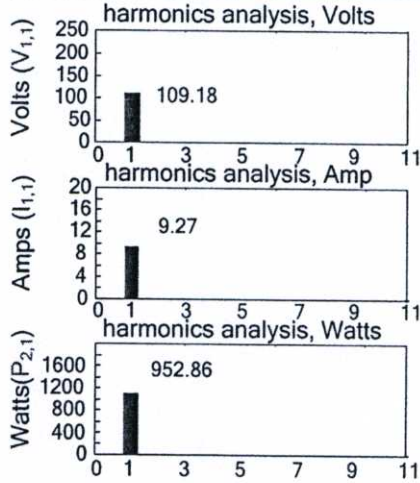
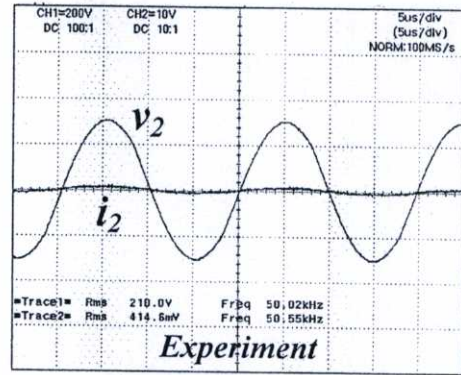
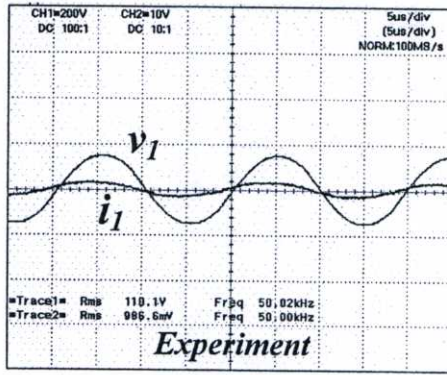
รูปที่ 5.17 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 72.66%ของพิกัด



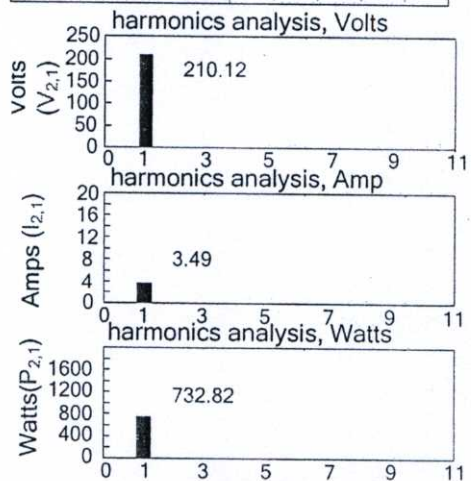
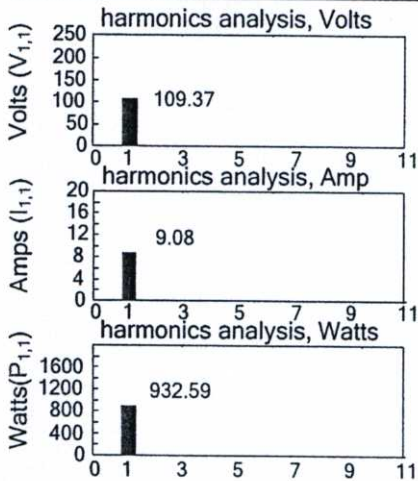
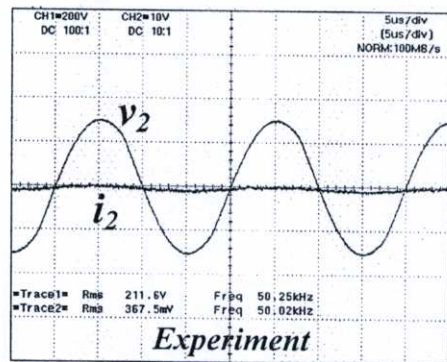
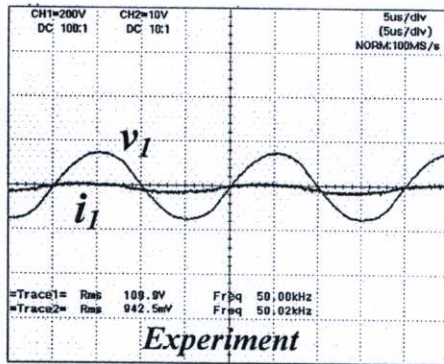
รูปที่ 5.18 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 66.87%ของพิกัด



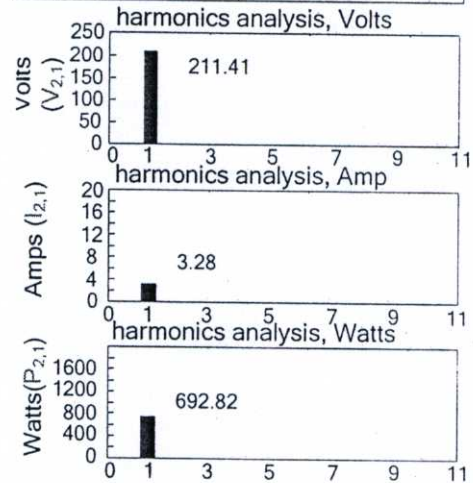
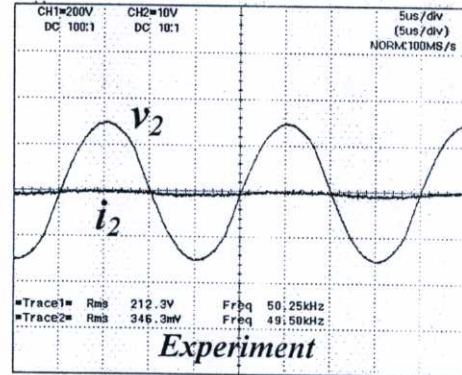
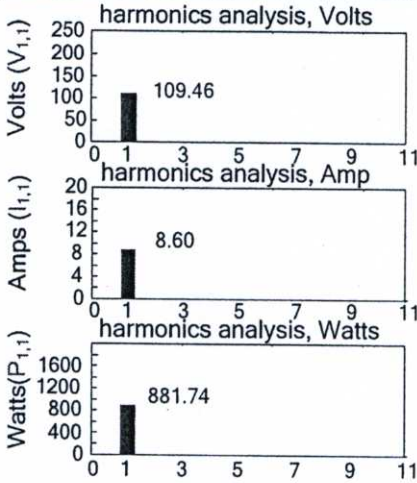
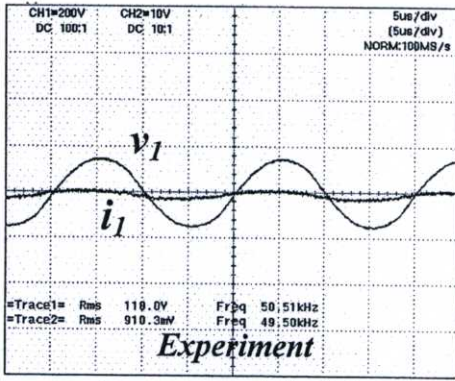
รูปที่ 5.19 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 60.04%ของพิกัด



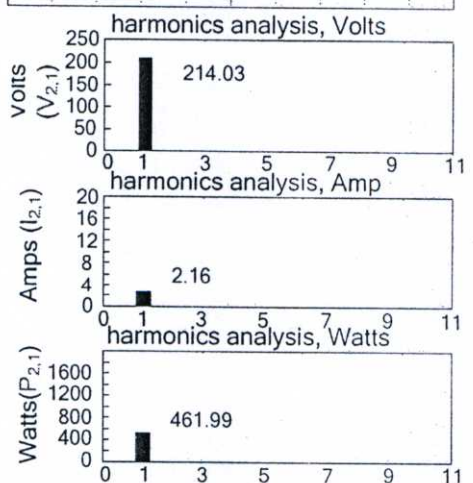
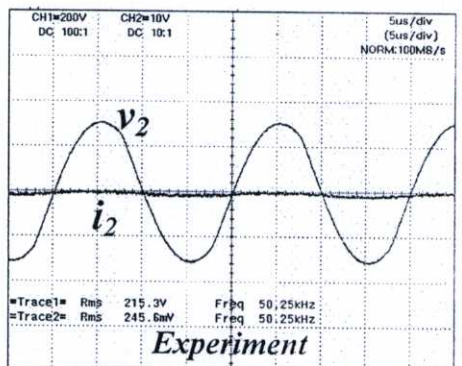
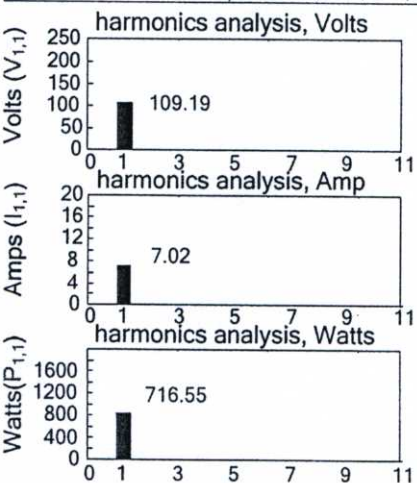
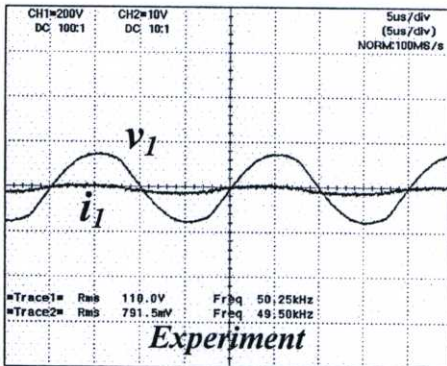
รูปที่ 5.20 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 54.15%ของพิกัด



รูปที่ 5.21 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 48.32%ของพิกัด



รูปที่ 5.22 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 45.74%ของพิกัด



รูปที่ 5.23 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลด 32.85%ของพิกัด

ตารางที่ 5.2 ผลการทดลองคุณสมบัติทางไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ 50-kHz

V_1	I_1	$V_{1,1}$	$I_{1,1}$	$\cos\theta_{1,1}$	$P_{1,1}$	P_1	V_2	I_2	$V_{2,1}$	$I_{2,1}$	$\cos\theta_{2,1}$	$P_{2,1}$	P_2	η
110.0	16.28	109.13	16.07	0.9505157316	1666.94	1704.45	204.9	7.83	202.86	7.79	0.9990482216	1578.77	1604.23	94.12
110.0	14.88	109.21	14.04	0.9499720515	1456.60	1544.37	205.1	6.98	204.34	6.87	0.9992629164	1402.78	1436.57	93.02
110.0	13.22	109.88	12.87	0.9483236552	1341.08	1377.86	205.4	6.12	204.64	6.09	0.9988898750	1244.87	1254.13	91.02
110.0	12.45	109.76	12.07	0.9460853588	1253.38	1292.27	205.8	5.67	205.45	5.45	0.9992629164	1118.87	1166.92	90.30
110.0	11.52	109.26	11.01	0.9449489122	1136.73	1201.03	206.1	5.21	205.73	5.11	0.9990482216	1050.28	1073.93	89.41
110.0	10.64	109.19	10.09	0.9438009516	1039.81	1104.51	209.1	4.61	208.47	4.51	0.9993283938	939.57	964.24	87.30
110.0	9.86	109.18	9.27	0.9414705448	952.86	1019.52	210.0	4.14	209.03	4.09	0.9990482216	854.12	869.65	85.30
110.0	9.42	109.37	9.08	0.9390942510	932.59	967.60	211.6	3.67	210.12	3.49	0.9993283938	732.82	776.02	80.20
110.0	9.10	109.46	8.60	0.9366721892	881.74	934.58	212.3	3.46	211.41	3.28	0.9991228301	692.82	734.58	78.60
110.0	7.91	109.19	7.02	0.9348256764	716.55	815.49	215.3	2.45	214.03	2.16	0.9993283938	461.99	527.62	64.70

V_2 : แรงดันไฟฟ้า RMS ด้านทุติยภูมิ

I_2 : กระแสไฟฟ้า RMS ด้านทุติยภูมิ

$V_{2,1}$: แรงดันไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านทุติยภูมิ

$I_{2,1}$: กระแสไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านทุติยภูมิ

$\cos\theta_{2,1}$: เพาเวอร์แฟคเตอร์ของ แรงดันและกระแสพินคาเมนทอลด้านทุติยภูมิ

$P_{2,1}$: กำลังไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านทุติยภูมิ

P_2 : กำลังไฟฟ้านด้านทุติยภูมิ

η : ประสิทธิภาพของหม้อแปลง

V_1 : แรงดันไฟฟ้า RMS ด้านปฐมภูมิ

I_1 : กระแสไฟฟ้า RMS ด้านปฐมภูมิ

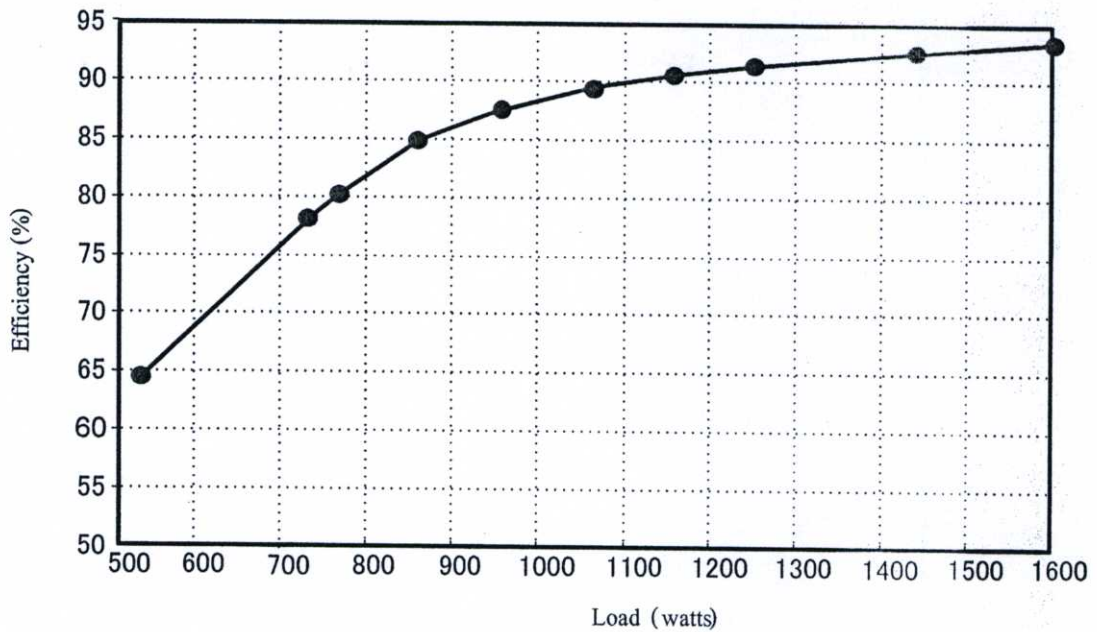
$V_{1,1}$: แรงดันไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านปฐมภูมิ

$I_{1,1}$: กระแสไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านปฐมภูมิ

$\cos\theta_{1,1}$: เพาเวอร์แฟคเตอร์ของ แรงดันและกระแสพินคาเมนทอลด้านปฐมภูมิ

$P_{1,1}$: กำลังไฟฟ้าพินคาเมนทอลด้านปฐมภูมิ

P_1 : กำลังไฟฟ้านด้านปฐมภูมิ



รูปที่ 5.24 กราฟแสดงค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz เมื่อหม้อแปลงจ่ายกำลังไฟฟ้า ด้านทุติยภูมิที่ค่าต่างๆ

5.4 บทสรุป

ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz โดยจ่ายแรงดันและกระแสไฟฟ้าคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 50-Hz และ 50-kHz เข้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าทั้งสอง ซึ่งด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ต่ออยู่กับโหลดโหลดไฟขนาด 538.1 watts มีค่าประสิทธิภาพเท่ากับ 90.09% ส่วนด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ต่ออยู่กับโหลดโหลดไฟขนาด 1604.23 watts มีค่าประสิทธิภาพเท่ากับ 94.12%

บทที่ 6

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากผลการออกแบบและการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz สามารถสรุปเป็นข้อ ๆ ได้ดังนี้

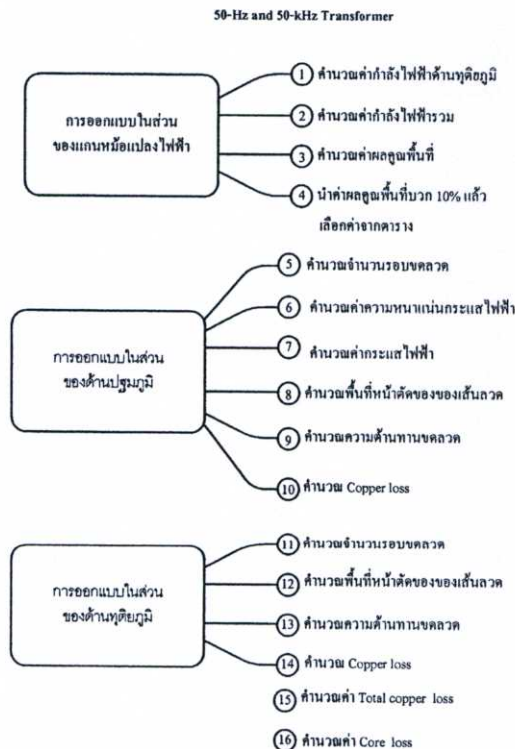
1) ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่ที่สามารถแบ่งเป็นขั้นตอนหลักได้ 3 ขั้นตอนและอีก 2 ขั้นตอนย่อยในตอนที่

- การออกแบบในส่วนของแกนหม้อแปลง
- การออกแบบในส่วนของคานปฐมภูมิ
- การออกแบบในส่วนของคานทุติภูมิ

ส่วนใน 2 ขั้นตอนย่อย 2 ขั้นตอนท้ายประกอบด้วย

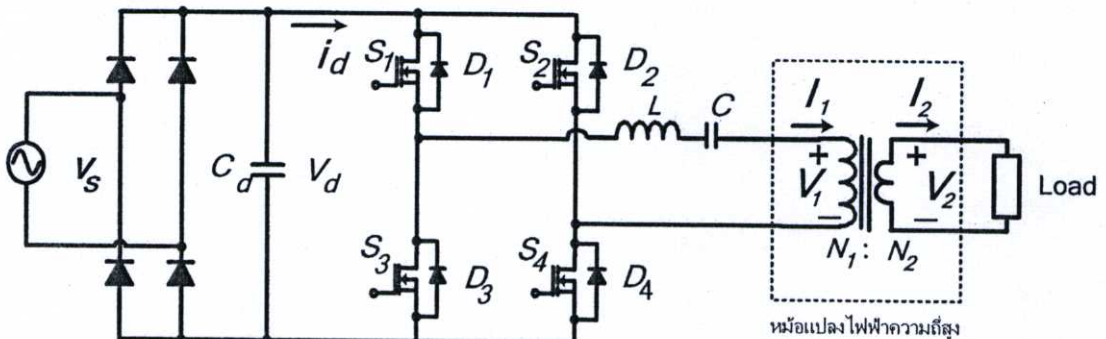
- การคำนวณ Total copper loss
- การคำนวณ Core loss

โดยในรูปที่ 6.1 เป็นแผนผังการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ของหม้อแปลง 50-Hz และ 50-kHz



รูปที่ 6.1 แผนผังการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยวิธีผลคูณพื้นที่ของหม้อแปลง

2) ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้ากรณี 50-Hz ทำได้โดยจ่ายแรงดันคลื่นไซน์ 110V 50-Hz จาก Variac เข้าทางด้านปฐมภูมิ ส่วนทางด้านทุติยภูมิต่ออยู่กับโหลดหลอดไฟ วัดค่ากำลังไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ได้ 597.3 Watts ส่วนค่ากำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz ได้ 538.1 Watts โดยมีประสิทธิภาพเท่ากับ 90.09 % ส่วนในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ทำได้โดยจ่ายแรงดันคลื่นไซน์ 110V 50-kHz จากวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยในวงจรอินเวอร์เตอร์จะเป็นแบบบริดจ์ RLC อนุกรมเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 6.2 นั้นจะต้องใช้ค่า L และ C ที่เหมาะสม ส่วนค่า R จะอยู่ที่ตัวของหม้อแปลงไฟฟ้าและโหลดที่ถูกทดสอบ ส่วนความถี่จะต้องควบคุมให้คงที่ 50-kHz ตลอดการทดสอบ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกค่า C ให้คงที่ แล้วจะทำการปรับค่า L โดยการปรับ Gap และจำนวนรอบของ L เพื่อให้คลื่นแรงดันด้านปฐมภูมิเป็นคลื่นไซน์ที่มีองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์น้อยที่สุด แต่สิ่งที่ควรระวัง คือต้องตรวจสอบมุมเฟสของกระแสแรงดันด้าน output ของอินเวอร์เตอร์ ให้คลื่นกระแสล่าหลัง เพื่อป้องกันไม่ให้วงจรอินเวอร์เตอร์เสียหาย

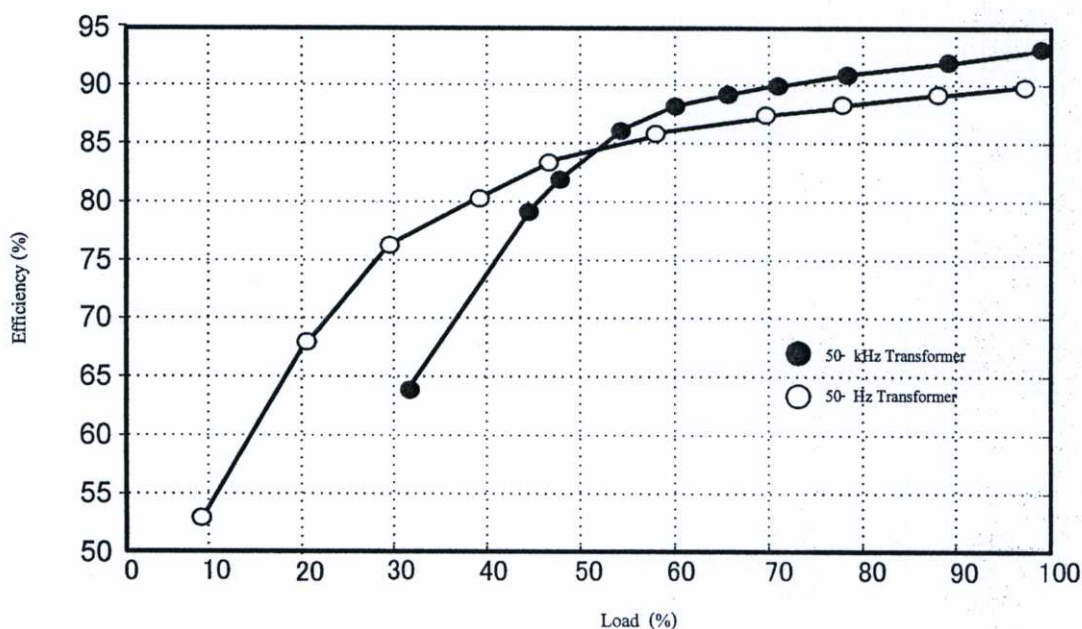


รูปที่ 6.2 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ RLC อนุกรมเรโซแนนซ์ที่ใช้ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz

การปรับมุมเฟสของคลื่นให้กระแสล่าหลังคลื่นแรงดันทำได้โดยการปรับระยะห่างของ Gap ของตัว L เข้าออก ซึ่งในการปรับระยะห่างของมุมเฟสที่มากเกินไป จะทำให้คลื่นไซน์ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่มีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์มาก ซึ่งในการทดสอบต้องใช้ความระมัดระวังเป็นพิเศษ เนื่องจากด้านทุติยภูมิมีการเปลี่ยนแปลงโหลดทำให้มุมเฟสระหว่างคลื่นกระแสและคลื่นแรงดันด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนแปลง จึงต้องมีการปรับ Gap ของ L ตลอดการทดลอง

จากการทดสอบหม้อแปลง 50-kHz วัดค่ากำลังไฟฟ้าด้านปฐมภูมิได้ 1704.45 Watts ส่วนค่ากำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz วัดค่าได้ 1604.23 Watts โดยมีประสิทธิภาพเท่ากับ 94.12% ซึ่งมีค่าประสิทธิภาพใกล้เคียงกับค่าประสิทธิภาพที่กำหนดไว้ที่ 95% และมีค่าประสิทธิภาพมากกว่าหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz

3) จากการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz ที่โหลดค่าต่างๆ โดยนำมาเขียนกราฟเปรียบเทียบโดยให้ค่าแนวตั้งเป็นค่าประสิทธิภาพ ส่วนแนวนอนจะเป็นเปอร์เซ็นต์โหลด โดยที่พิกัดของหม้อแปลงกำหนดให้เป็น 100% ดังแสดงในรูปที่ 6.3



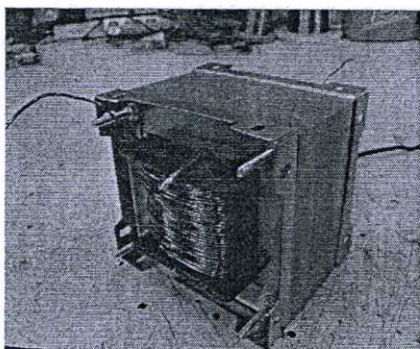
รูปที่ 6.3 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของหม้อแปลง 50-Hz และ 50-kHz

จากกราฟแสดงค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ หม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง ซึ่งเมื่อหม้อแปลงทั้งสองจ่ายโหลดน้อยลง จะทำให้ค่าประสิทธิภาพลดลงมาเรื่อยๆ โดยหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz จะมีค่าประสิทธิภาพที่พิกัดสูงกว่าหม้อแปลง 50-Hz แต่เมื่อหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz จ่ายโหลดลดลงพบว่ามีค่าประสิทธิภาพน้อยกว่าค่าประสิทธิภาพหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz เนื่องจากเมื่อหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz จ่ายโหลดลดลงนั้นทำให้คลื่นแรงดันด้านปฐมภูมิมีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่มีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์มาก

ตารางที่ 6.1 ความหนาแน่นกำลังไฟฟ้าของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz

ความหนาแน่นกำลังไฟฟ้า	50-Hz Transformer	50-kHz Transformer
watts/grams	0.08	1.66
watts/square cm.	0.71	5.77
watts/cubic cm.	0.65	4.37

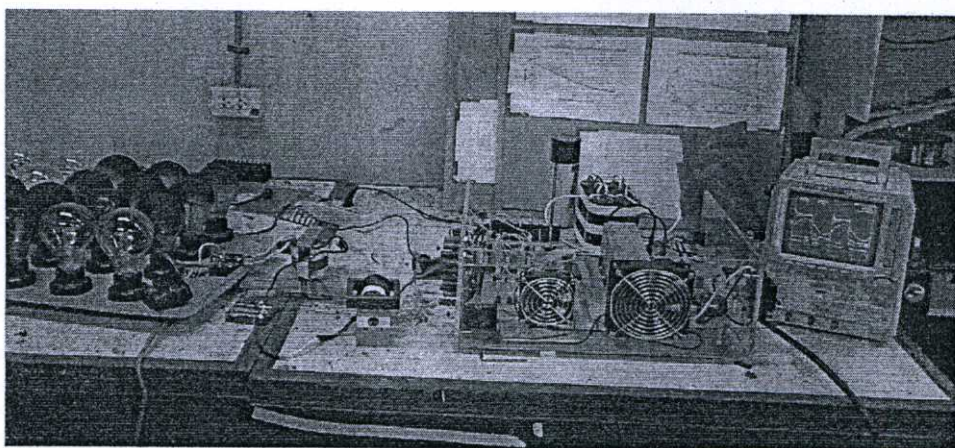
จากตารางที่ 6.1 จะเห็นได้ว่า อัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าต่อน้ำหนักของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz สูงกว่าอัตราส่วนกำลังไฟฟ้าต่อน้ำหนักของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz เท่ากับ 20.75 เท่า ส่วนอัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าต่อพื้นผิว ของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz สูงกว่าอัตราส่วนกำลังไฟฟ้าต่อพื้นผิวของหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz เท่ากับ 8.13 เท่า และอัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าต่อปริมาตรของหม้อแปลงไฟฟ้าของหม้อแปลง 50-kHz มีค่าสูงกว่า ของหม้อแปลง 50-Hz เท่ากับ 6.72 เท่า



(ก) หม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz



(ข) หม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz



(ค) ชุดทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz

รูปที่ 6.4 รูปหม้อแปลงไฟฟ้า 50-Hz และ 50-kHz พร้อมทั้งชุดทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz

บรรณานุกรม

- [1] Colonel Wm.T. McLyman, "Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors" A User's Guide to Practice and Specification, Second Edition, Marcel Dekker, Inc., New York. , 1997
- [2] Colonel Wm.T. McLyman , " Transformers and Inductors Design Handbook" , Second Edition , Revised and Expanded, Marcel Dekker, Inc ., New York., 1988
- [3] Valentin Bo Iborici " Design of low profile transformers for high frequency operation " Graduate Department of Electrical and Computer Engineering University of Toronto, 1999.
- [4] Charles R. Sullivan "Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding" IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 14, No. 2, March 1999
- [5] Ekekwe, N. , Ndubah , J.E. , White, K., Oni, Ben O. "Practical Process in High Frequency Distribution Transformer Design" Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Technology Conference, 2003.
- [6] วีระเชษฐ ชันเงิน, วุฒิพล ชาราธีรเศรษฐ์, "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง" , พิมพ์ครั้งที่ 1 กรุงเทพมหานคร, โรงพิมพ์ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง. 2547
- [7] Abaham J. Pressman, "Switching Power Supply Design", Second Edition 1999, The McGraw-Hill Companies, Inc., 1999
- [8] Robert W. Erickson , Dragan Maksimovic, University of Colorado , "Fundamentals of Power Electronics" , Second Edition 2001 , Kluwer academic Publishers.
- [9] Mao Xinkui , Chen Wei , "More Precise Model for Parasitic Capacitances in High-frequency Transformer" , IEEE PESC , 2002 , pp.1054-1057.
- [10] H.Y. Lu, J.G. Zhu, V.S. Ramsden, S.Y.R. Hui, "Measurement and Modeling of Stray Capacitances in High Frequency Transformer" , IEEE PESC, 1999, pp.763-768

- [11] H.Y. Lu, J.G. Zhu, S.Y.R. Hui, V.S. Ramsden, "Comparison of Experimental Techniques for Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformer", IEEE PESC, 2000, pp. 1645-1650.
- [12] Hai Yan Lu, Jian Guaa Zhu, S.Y.Ron Hui, "Experimental Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers", IEEE Trans. Power Electronics., vol.18, No.5, September 2003
- [13] Colonel Wm., T. McLyman, "Designing Magnetic Component for High Frequency DC-DC Converters", Kg Magnetic, Inc. 1993
- [14] John A. Collins, "An Accurate Method for Modeling Transformer Winding Capacitances", IEEE IECON, 1990, pp.1094-1099.
- [15] ยงยุทธ นารายณ์ และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ "การวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมความถี่สูงแบบฟูลบริดจ์ที่มีการปรับปรุงเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านอินพุทให้มีค่าสูงมาก" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 7,2547, หน้า 26-30
- [16] ธวัชชัย นัยสถิต และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ "การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่" วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 25 ฉบับที่ 2 หน้า 31-36.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ผลงานเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์

นายรัชชัย นัยสถิต และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ “การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 25 ฉบับที่ 2 มิถุนายน 2551 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



วิศวกรรมลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

ปีที่ 25 ฉบับที่ 2

มิถุนายน 2551

วิศวกรรมเคมี

1. การสังเคราะห์เมโซพอร์สคาร์บอนกัมมันต์จากทอเทิลแทนนินเพื่อฟูลเลอร์คาร์บอนไดร็อกไซด์ โดยการกระตุ้นด้วยก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์
เกรียงศักดิ์ ไกรวัฒน์วงศ์ สะจิมะ ทะมอน 1

วิศวกรรมคอมพิวเตอร์

2. การออกแบบโครงข่ายประสาทเทียมโดยประยุกต์ใช้วิธีทางพันธุศาสตร์ร่วมกับการฝึกสอนโครงข่ายบางส่วน
กฤษฎา ฉิเชียว เอื้อน ปิ่นเงิน 7

วิศวกรรมโทรคมนาคม

3. วงจรกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบควอดราเจอร์ทำงานในแบบสัญญาณกระแสด้วยวงจร DVCC
มนตรี คำเงิน กอบชัย เดชหาญ 13
4. วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นโดยวงจร DDCC
มนตรี คำเงิน พิพัฒน์ พรหมมี กอบชัย เดชหาญ 19

วิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง

5. ผลกระทบจากการต่อเชื่อมของผู้ผลิตไฟฟ้ารายเล็กต่อคุณภาพไฟฟ้า
สุธีวัฒน์ นงนุช มณฑล สิตาจินดาไกรฤกษ์ ศุภี บรรจงจิตร 25
6. การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่
ธวัชชัย นัยสถิต วิริยะ พิเชษฐจำเริญ 31

อิเล็กทรอนิกส์

7. การศึกษาการวัดความแข็งของดีโอสซีฟิล์มด้วยเทคนิคการกระเจิงแสงแบบรามาน
อรรณพร สุพลจิต วิสุทธิ์ รุติรุ่งเรือง 37
8. การศึกษาการสร้างโครงสร้างจุลภาค 3 มิติ โดยการถ่ายแบบลายวงจรด้วยเทคนิคเกรย์สเกล
จิรวัดน์ จันดีะวงศ์ นิธิ อัดติ อรรณพล สุพลจิต สุรศักดิ์ เนียมเจริญ 42

วิศวกรรมอุตสาหการ

9. ปรากฏการณ์การก้องตัวกันของวัสดุเม็ดกลมแข็ง 2 มิติภายใต้การสั่นแนวตั้ง
สกนธ์ คล่องบุญจิต 47

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่

Design of 50-kHz Transformer Using

Area Product Approach

รัชชัย นัยสติก

วิริยะ พิเชฐจำเริญ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

ในบทความวิจัยนี้ได้นำเสนอหลักการและขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง 50-kHz ขนาด 1.6 kVA โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่ เพื่อใช้ในกระบวนการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันและกระแสในวงจรด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งบ่อยครั้งมักจะได้พบเห็นหม้อแปลงความถี่สูงนี้กลายเป็นองค์ประกอบส่วนหนึ่งในวงจร ดังนั้นการออกแบบหม้อแปลงที่ดีจึงถือว่าเป็นสิ่งสำคัญยิ่งที่จะต้องพิจารณา โดยเฉพาะเมื่อต้องการให้วงจรทั้งระบบ มีประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้าสูง ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ารวมทางด้านปฐมภูมิ และ ทุติภูมิ ($P_{primary} + P_{secondary}$) กับ ผลคูณพื้นที่ของพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ (A_c) และพื้นที่หน้าตัดของช่องหน้าต่างที่ใช้บรรจุขดลวดปฐมภูมิและทุติภูมิ ($W_{a, primary} + W_{a, secondary}$) จะถูกนำมาประยุกต์ใช้ในกระบวนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงนี้

Abstract

This paper presents the principle and process of 50-kHz, 1.6 kVA high frequency transformer design by area product approach used for voltage and current transforming process in power electronic circuits, where high frequency transformers are frequently found to be part of the circuits. Therefore, well-designed transformers can be also regarded as a very important thing to be considered, especially when a whole system circuit of high power conversion efficiency is required. The relation between the combined power on the primary and secondary sides ($P_{primary} + P_{secondary}$) and the area product of the cross-section area of a ferrite core (A_c) and the cross-section area of a window containing the primary and secondary coils ($W_{a, primary} + W_{a, secondary}$) will be applied in the design process of this high frequency transformer.

1. บทนำ

ในวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงมักมีการแปลงระดับแรงดันและกระแสความถี่สูงจากระดับแรงดันสูง กระแสต่ำเป็นแรงดันต่ำกระแสสูงที่ความถี่ในย่าน 50 – 90 kHz โดยในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงจะใช้แรงดันต่ำในระดับ 30 – 60 V และกระแสสูงในระดับ 50 – 100 A ซึ่งโดยหลักการทั่วไปแรงดันและกระแสความถี่สูงที่ใช้ป้อนโหลดในลักษณะนี้จะได้มาจากด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยอินเวอร์เตอร์จะทำ

หน้าที่จ่ายแรงดันและกระแสความถี่สูงไปยังหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันและกระแสดังกล่าวให้อยู่ในระดับที่ต้องการทางด้านทุติภูมิได้ ดังนั้นปัญหาจึงอยู่ที่การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อให้สามารถทำหน้าที่แปลงแรงดันและกระแสความถี่สูงจากด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้ได้แรงดันและกระแสที่กักเพื่อใช้ป้อนโหลดด้านทุติภูมิได้อย่างไร โดยในบทความวิจัยนี้จะทำการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงคลื่นไซน์ในระดับ 50-

kHz ขนาดพิกัดเอาท์พุท 1.6 kVA เพื่อใช้แปลงแรงดันสูง ด้านปฐมภูมิจากอินเวอร์เตอร์ในระดับ 220 V กระแสต่ำในระดับ 7.65 A ให้เป็นแรงดันคลื่นไซน์ในระดับต่ำเท่ากับ 160 V กระแสสูงในระดับ 10 A โดยในการออกแบบหม้อแปลงดังกล่าวจะใช้หลักการของ Area Product เพื่อคำนวณหา cross-section area (A_c) ตรงบริเวณขากลางของแกน ferrite EE Core และ window area ($W_{a,primary} + W_{a,secondary}$) ที่ใช้บรรจุขดลวดทองแดงที่เกลียวทั้งด้านปฐมภูมิ และ ทติยภูมิ รวมทั้ง ขนาด เบอร์เส้นลวด และ จำนวนเส้นลวดที่เกลียว (litz wire) ตลอดจนจำนวนรอบขดลวดที่เกลียวที่ใช้ในการพันหม้อแปลงทั้งด้านปฐมภูมิและทติยภูมิ

ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงในบทความนี้มีพิกัดต่างๆดังนี้ :

Primary voltage	=	220 V
Secondary voltage	=	160 V
Secondary power	=	1.6 kVA
Operating frequency	=	50-kHz
Efficiency	=	95 %

จากหม้อแปลงที่คำนวณ และออกแบบได้นี้จะนำข้อมูลทั้งหมดที่ได้ ไปประกอบพินขึ้นจริงด้วยขดลวดที่เกลียว จากนั้นจะนำไปทดสอบด้วยคลื่นไซน์ของแรงดัน และกระแสความถี่สูงที่สร้างจากวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ ($P_{primary}$) และด้านทติยภูมิ ($P_{secondary}$) ที่ค่ากระแสพิกัด และคำนวณค่าประสิทธิภาพการแปลงระหว่างด้านปฐมภูมิ และด้านทติยภูมิ เพื่อพิสูจน์ว่าผลที่ได้ถูกต้องหรือไม่

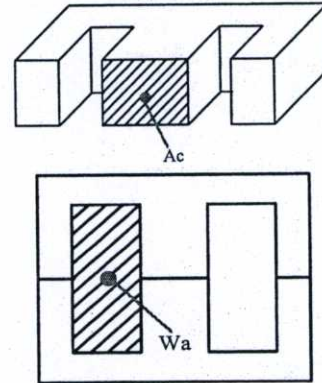
2.การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า

ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าโดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่ที่จะประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้ :

2.1 ความหมายและที่มาของวิธีการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าแบบผลคูณพื้นที่ (Area Product)

ผลคูณพื้นที่ (A_p) ของแกนเหล็กหม้อแปลง คือ ผลคูณระหว่าง Window Area (W_a) ของแกนที่มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตรกับ Cross-section area (A_c) ที่มีหน่วยเป็นตารางเซนติเมตรเช่นกันดังแสดงในรูปที่ 1 ซึ่งจะได้สมการดังนี้ :

$$A_p = W_a A_c \quad (cm^4) \quad (1)$$



รูปที่ 1 พื้นที่หน้าตัด (A_c) และ พื้นที่ช่องหน้าต่าง (W_a) ของแกนเหล็กหม้อแปลงความถี่สูง

2.2 ที่มาของสมการผลคูณพื้นที่ (A_p)

ที่มาของ สมการผลคูณพื้นที่ (A_p) หาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้ารวม (P_{total}) กับ ผลคูณพื้นที่ (A_p) โดยมีสมการดังนี้ :

$$A_p = \left(\frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^2 (cm^4) \quad [1],[2] \quad (2)$$

องค์ประกอบที่พบในสมการได้แก่ waveform coefficient (K_f) flux density (B_m) ความถี่ใช้งาน (f) window utilization (K_u) และ current density constant (K_j) ซึ่งตัวแปรทั้งหมดนี้จะมีอิทธิพลต่อค่าผลคูณพื้นที่ของหม้อแปลง และ ที่มาของสมการ A_p ที่ใช้คำนวณนี้จะได้มาจากสมการของฟาราเดย์ดังนี้ :

$$e = N \frac{dp}{dt} \quad (3)$$

ซึ่งจะได้

$$E = K_f B_m A_c N f \times 10^{-4} \quad (4)$$

และเมื่อจัดรูปแบบสมการใหม่จะได้

$$N A_c = \frac{E \times 10^4}{K_f B_m f} \quad (5)$$

จาก
$$N = \frac{K_u W_a}{A_w} \quad (6)$$

คูณ A_c ทั้งสองข้างของ (6)

$$N A_c = \frac{K_u A_c W_a}{A_w} \quad (7)$$

จากสมการที่ (5) และ (7) จะได้

$$A_c W_a = \frac{A_w E \times 10^4}{K_f B_m f K_u} \quad (8)$$

$$\text{โดยที่} \quad A_w = \frac{I}{J} \quad (9)$$

จากสมการที่ (8) และ (9) จะได้

$$A_c W_a = \frac{EI \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} \quad (10)$$

$$P_{total} = \frac{P_{secondary}}{\eta} + P_{secondary} \quad (11)$$

จากสมการที่ (10) และ (11) จะได้

$$A_c W_{a,total} = \frac{EI \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} + \frac{\eta EI \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} \quad (12)$$

$$\text{จากสมการที่ (1)} \quad A_p = \frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u J} \quad (13)$$

Core	K_j ที่ 50 °C	x	y
Lamination	534	1.14	-0.12

ตารางที่ 1 Core configuration constant [1],[2]

จากตารางที่ 1 ค่า x และ y เป็นตัวแปรยกกำลังของสมการ A_p และ J ตามลำดับ โดยจะได้ค่า A_p ดังนี้ :

$$A_p = \left(\frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^x \quad (cm^4) \quad (14)$$

ตัวแปรยกกำลัง x ในสมการที่ (14) สามารถแทนค่า x = 1.14 จากตารางที่ 1 และจะได้สมการใหม่ดังนี้ :

$$A_p = \left(\frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^{1.14} \quad (cm^4) \quad (15)$$

สมการที่ (15) เป็นสมการที่ใช้ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง โดยวิธีผลคูณพื้นที่

2.3 ขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า

ในการออกแบบหม้อแปลงจะเป็นแบบ Step-Down Transformer โดยให้มี Spec. ของแรงดันด้านปฐมภูมิ 220 V แรงดันด้านทุติยภูมิ 160 V กระแสด้านทุติยภูมิ 10 A ความถี่ 50 kHz จะมีขั้นตอนดังนี้ :

ขั้นตอนที่ 1. คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ $P_{secondary}$

$$P_{secondary} = V_s I_s = 160 \times 10 \quad (16)$$

$$= 1600 \text{ VA หรือ } 1600 \text{ W.}$$

โดยในภาวะที่โหลดมีค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวจะ

ได้ค่า Power Factor = 1.0

ขั้นตอนที่ 2. คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้ารวม P_{total}

$$P_{total} = P_{secondary} \left(\frac{1}{\eta} + 1 \right) \quad (17)$$

$$= 1600 \times (1/0.95 + 1)$$

$$= 3284 \text{ W.}$$

กำลังไฟฟ้ารวม (total power) เป็นส่วนประกอบที่ใช้ในการคำนวณไม่ใช้กำลังไฟฟ้าที่หม้อแปลงสามารถจ่ายให้กับโหลดได้

ขั้นตอนที่ 3. คำนวณหาค่าผลคูณพื้นที่ A_p จากสมการที่ (15)

$$A_p = \left(\frac{P_{total} \times 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^{1.14} \quad (18)$$

กำหนดให้

$$K_f = 4.44 \text{ (Sine waveform coefficient) [1],[2]}$$

$$B_m = 0.06 \text{ Tesla (Maximum flux density)}$$

$$K_u = 0.22 \text{ (Core window utilization factor) [1],[2]}$$

$$K_j = 534 \text{ (Current density constant ที่ } 50 \text{ }^\circ\text{C ในตารางที่ 1)}$$

$$x = 1.14 \text{ (แกนที่ใช้มีรูปทรงแบบเดียวกับ Lamination EE$$

$$\text{Core แต่วัสดุที่ใช้ทำจาก Ferrite) [1],[2]}$$

$$f = 50\text{-kHz (Operating frequency)}$$

$$A_p = [(3284 \times 10^4) / (4.44 \times 0.06 \times 50000 \times 0.22 \times 534)]^{1.14}$$

$$\text{ดังนั้นจะได้} \quad A_p = 32.14 \text{ cm}^4$$

ขั้นตอนที่ 4. เลือกแกนเหล็กหม้อแปลงโดยนำค่าผลคูณพื้นที่ ที่คำนวณได้บวกเพิ่มอีก 10% [1],[2] แล้วนำค่าที่ได้

ไปเลือกขนาดของแกนเหล็กหม้อแปลงไฟฟ้า จากตาราง Ferrite International EE Core [1] เลือก Part No.EE80-38-

20 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้ :

$$A_p = 44.69 \text{ cm}^4$$

$$\text{Mean Length Turn (MLT)} = 14.9 \text{ cm}$$

$$\text{Mean Magnetic Path Length (MPL)} = 19.4 \text{ cm}$$

$$\text{Core sectional Area (} A_c \text{)} = 3.925 \text{ cm}^2$$

$$\text{Window area (} W_a \text{)} = 11.386 \text{ cm}^2$$

$$\text{Total surface area (} A_s \text{)} = 278.0 \text{ cm}^2$$

$$\text{Core weight (} W_{fe} \text{)} = 363.2 \text{ grams}$$

ขั้นตอนที่ 5. คำนวณหาค่าจำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$N_p = \left(\frac{V_p \times 10^4}{K_f B_m f A_c} \right) \quad (19)$$

$$= (220 \times 10^4) / (4.44 \times 0.06 \times 50000 \times 3.925)$$

$$= 42 \text{ รอบ}$$

ขั้นตอนที่ 6. คำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ

$$I_p = \frac{P_{secondary}}{V_p \eta} = 1600 / (220 \times 0.95) \quad (20)$$

$$= 7.65 \text{ A}$$

ขั้นตอนที่ 7. คำนวณหาค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า [5]

$$J = K_j A_p^{-0.12} \quad (21)$$

$$= 534 \times 44.69^{-0.12}$$

$$= 338.46 \text{ A / cm}^2$$

ขั้นตอนที่ 8. คำนวณพื้นที่หน้าตัดลวดทองแดงของขดลวด
ด้านปฐมภูมิ

$$A_{pw(B)} = \frac{I_p}{J} = 7.65 / 338.46 \quad (22)$$

$$= 0.02260 \text{ cm}^2$$

เลือกขนาดลวด SWG#28 มีพื้นที่ 0.001134 cm² จำนวน 20
เส้น ซึ่งจะมีพื้นที่หน้าตัดรวม = 0.02268 cm²

ขั้นตอนที่ 9. คำนวณค่าความต้านทานขดลวดด้านปฐมภูมิ

$$R_{p, dc 20^\circ C} = \frac{(MLT)(N_p)(\rho)}{A_{pw(B)}} \quad (23)$$

$$= 14.9 \times 42 \times 17.23 \times 10^{-7} / 0.02268$$

$$= 0.0475 \Omega \text{ ที่ } 20^\circ C$$

$\gamma_{20} = 0.00393 =$ Temperature constant for copper wire.

$T_1 =$ อุณหภูมิเริ่มต้น, $T_2 =$ อุณหภูมิสุดท้าย

$$R_{p, dc 70^\circ C} = R_{p, dc 20^\circ C} [1 + \gamma_{20}(T_2 - T_1)] \quad (24)$$

$$= 0.0475 [1 + 0.00393(70 - 20)]$$

$$= 0.0568 \Omega \text{ ที่ } 70^\circ C$$

หาค่าสัมประสิทธิ์ Skin Effect [3]

$$k_s = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = H + K \left(\frac{N_L D_1}{D_0} \right)^2 G \quad (25)$$

โดยที่ $G = \left(\frac{D_1 \sqrt{f}}{10.44} \right)^4 \quad (26)$

$k_{sp}, k_{ss} =$ ค่าสัมประสิทธิ์ Skin Effect ของขดลวดด้าน
ปฐมภูมิ และ ด้านทุติยภูมิ ตามลำดับ

$R_{ac} =$ ค่าความต้านทานกระแสสลับ

$R_{dc} =$ ค่าความต้านทานกระแสตรง

$H =$ อัตราส่วน ความต้านทาน กระแสสลับ ต่อ กระแส
ตรงของเส้นลวดตัวนำเส้นเดียว (ที่ความถี่น้อยกว่า
350 kHz มีค่าเท่ากับ 1)

$N_L =$ จำนวนของลวดตัวนำใน Litz Wire.

$D_1 =$ เส้นผ่าศูนย์กลางของลวดตัวนำใน Litz Wire.(inch)

$D_0 =$ เส้นผ่าศูนย์กลางของ Litz Wire.(inch)

$G =$ Eddy-current basis factor.

$K =$ ค่าคงที่ขึ้นกับจำนวนลวดตัวนำใน Litz Wire.

N	3	9	27	Infinity
K	1.55	1.84	1.92	2

ตารางที่ 2 ค่า K factor [3]

$$D_1 = 0.038 \text{ cm.} = 0.015 \text{ inch.}$$

$$G = \left(\frac{0.015 \sqrt{50000}}{10.44} \right)^4 = 0.011$$

$$k_{sp} = 1 + 1.89 \left(\frac{20 \times 0.015}{0.0862} \right)^2 0.011 = 1.25$$

$$R_{p, ac} = R_{p, dc 70^\circ C} \times k_{sp} = 0.0568 \times 1.25 = 0.071 \Omega \quad (27)$$

ขั้นตอนที่ 10. คำนวณค่า Copper loss ด้านปฐมภูมิ

$$P_{cu, p} = I_p^2 R_{p, ac} = 7.65^2 \times 0.071 = 4.15 \text{ W.}$$

ขั้นตอนที่ 11. คำนวณหาค่าจำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$N_s = N_p \times V_s / V_p = 42 \times 160 / 220 = 31 \text{ รอบ}$$

ขั้นตอนที่ 12. คำนวณพื้นที่หน้าตัดเส้นลวดทองแดงของ
ขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$A_{sw(B)} = I_s / J = 10 / 338.46 = 0.0295 \text{ cm}^2$$

เลือกขนาดลวด SWG#28 มีพื้นที่ 0.001134 cm² จำนวน 27
เส้น ซึ่งจะมีพื้นที่หน้าตัดรวม = 0.0306 cm²

ขั้นตอนที่ 13. คำนวณค่าความต้านทานขดลวดด้านทุติยภูมิ

$$R_{s, dc 20^\circ C} = \frac{(MLT)(N_s)(\rho)}{A_{sw(B)}} \quad (28)$$

$$= 14.9 \times 31 \times 17.23 \times 10^{-7} / 0.0306$$

$$= 0.0260 \Omega \text{ ที่ } 20^\circ C$$

$$R_{s, dc 70^\circ C} = 0.0260 [1 + 0.00393(70 - 20)]$$

$$= 0.0311 \Omega \text{ ที่ } 70^\circ C$$

$$k_{ss} = 1 + 1.92 \left(\frac{27 \times 0.015}{0.1} \right)^2 0.011 = 1.35$$

$$R_{s, ac} = R_{s, dc 70^\circ C} \times k_{ss} = 0.0311 \times 1.35 = 0.042 \Omega$$

ขั้นตอนที่ 14. คำนวณค่า Copper loss ด้านทุติยภูมิ

$$P_{cu, s} = I_s^2 R_{s, ac} = 10^2 \times 0.042 = 4.2 \text{ W.}$$

ขั้นตอนที่ 15. คำนวณค่า Copper loss รวม P_{cu}

$$P_{cu} = P_{cu, p} + P_{cu, s} = 4.15 + 4.2 = 8.35 \text{ W.}$$

ขั้นตอนที่ 16. คำนวณค่า Core loss จาก $P_{total,loss}$ [5]

ดังนี้ :

$$P_{total,loss} = \frac{P_{secondary}}{\eta} - P_{secondary} \quad (29)$$

$$= \frac{1600}{0.95} - 1600$$

$$= 84.21 \text{ W.}$$

ได้ค่า Core loss (P_c) ดังนี้ :

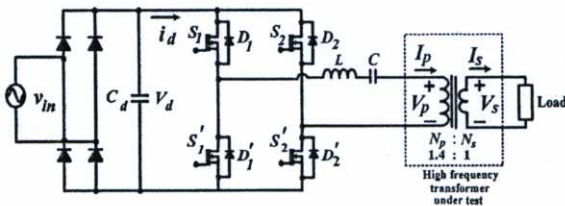
$$P_c = P_{total,loss} - P_{cu} \quad (30)$$

$$= 84.21 - 8.35$$

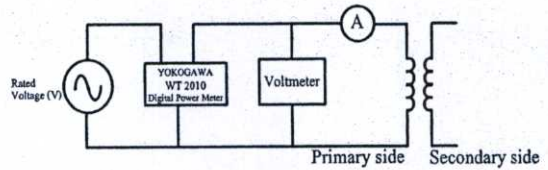
$$= 75.86 \text{ W.}$$

3. ผลการทดลอง

ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าที่ความถี่สูง 50 kHz กับโหลดที่พิกัด และได้นำข้อมูลที่ได้เปรียบเทียบกับ ผลการคำนวณ ทางทฤษฎี เพื่อยืนยันความถูกต้องโดยทดสอบกับวงจรดังในรูปที่ 2 ซึ่งประกอบด้วย วงจร Rectifier ทำหน้าที่แปลงแรงดัน AC 220 Vrms ให้เป็นแรงดัน DC 310 V แล้วนำไปผ่านวงจร 1-Phase Full Bridge Inverter เพื่อสับเป็นแรงดัน AC ความถี่สูง 50 kHz ลักษณะคลื่นสแควร์ ซีกบวกและลบเท่ากับ +310 V และ -310 V ตามลำดับ จากนั้นจึงนำไปป้อนวงจร LCR Series Resonant ซึ่งจะทำได้กระแส และแรงดัน ทั้งทางด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิในลักษณะคลื่นไซน์ ดังในรูปที่ 7 และ 8 ตามลำดับ ส่วนรูปที่ 3, 4 และ 5 เป็นรูปวงจรพื้นฐานที่ใช้ในการทดสอบประกอบด้วย Open circuit test , Short circuit test และ Voltage regulation test ส่วนในรูปที่ 6 เป็นรูปเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ

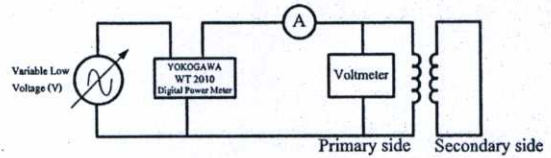


รูปที่ 2 วงจรที่ใช้ในการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยใช้วงจร Inverter จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับหม้อแปลง



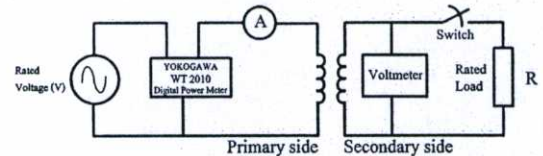
รูปที่ 3 Open Circuit Test Connections

การทดสอบในรูปที่ 3 เป็นการทดสอบ Open Circuit เป็นการวัดค่า Core Loss ซึ่งคือค่า Hysteresis Loss และค่า Eddy Current Loss รวมกัน โดยอ่านค่าได้จาก Digital Power Meter ส่วนค่า Copper Loss จะมีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับค่า Core Loss จึงเปรียบเสมือนว่ามีเฉพาะค่า Core Loss เท่านั้น



รูปที่ 4 Short Circuit Test Connections

การทดสอบในรูปที่ 4 เป็นการทดสอบ Short Circuit โดยอ่านค่าได้จาก Digital Power Meter ซึ่งจะเป็นค่า Copper Loss เนื่องจากที่ Full Load กำลังสูญเสียจาก Copper Loss จะมีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับค่า Core Loss



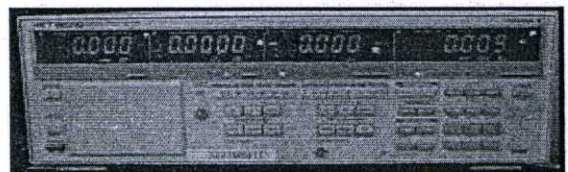
รูปที่ 5 Circuit for Voltage Regulation Test

การทดสอบในรูปที่ 5 เป็นการทดสอบเพื่อหาค่า Voltage Regulation (VR) โดยหาค่าได้จากสมการดังนี้

$$VR = [(V_{No-Load} - V_{Full Load}) / V_{Full Load}] \times 100\% \quad (32)$$

$$= [(166 - 163) / 163] \times 100\%$$

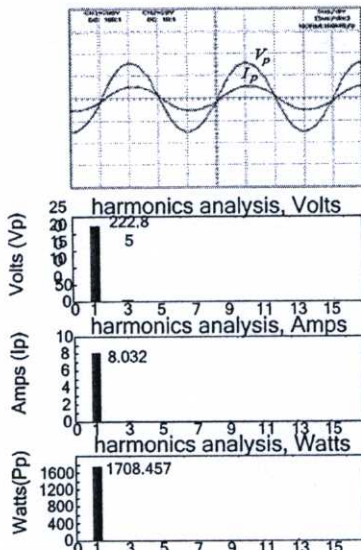
$$= 1.84 \%$$



รูปที่ 6 YOKOGAWA WT2010 Digital Power Meter

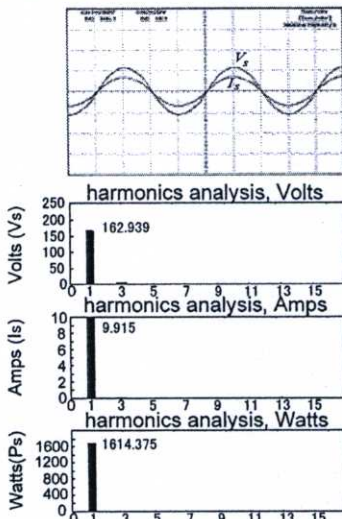
Specifications

- Rated input (range rms) 10/15/30/60/100/300/600 V
- 1/2/5/10/20/30 A
- Frequency range DC and 2 Hz to 500 kHz



รูปที่ 7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านปฐมภูมิ

ในรูปที่ 7 และ 8 เป็นผลการทดสอบหม้อแปลงที่ค่าพิกัดโดยรูปคลื่นไซน์ของแรงดัน และกระแสอินเฟสกัน ซึ่งวัดค่ากำลังไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ $P_{primary}$ ของหม้อแปลงได้ 1,708 W ส่วนกำลังไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ $P_{secondary}$ จะได้ 1,614 W โดยมีค่าประสิทธิภาพเท่ากับ 94.5% ซึ่งจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าประสิทธิภาพที่กำหนดไว้เท่ากับ 95 %



รูปที่ 8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสด้านทุติยภูมิ

4. สรุป

จากทฤษฎีการออกแบบพร้อมทั้งการทดสอบของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงในระดับ 50 kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่ (Area Product) สามารถเขียนสรุปผลได้ดังนี้ :

(1) ในด้านทฤษฎี ได้นำเสนอขั้นตอนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงในระดับ 50 kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่

ที่ (Area Product) ซึ่งมีการคำนวณทั้งหมดรวม 16 ขั้นตอน

(2) หม้อแปลงความถี่สูง ที่ใช้ในการออกแบบนี้จะมีอัตราส่วนระหว่าง แรงดันด้านปฐมภูมิต่อแรงดันด้านทุติยภูมิเท่ากับ 220 Vต่อ160 Vที่ค่า Turn Ratio เท่ากับ 42 รอบ : 31 รอบ ตามลำดับ โดยได้ออกแบบให้ด้านทุติยภูมิสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าได้ 1,600 วัตต์ ที่ค่า Power Factor เท่ากับ 1 และ ได้กำหนดค่าประสิทธิภาพในการออกแบบหม้อแปลงแกน Ferrite ความถี่สูงนี้ไว้ที่ 95%

(3) ได้นำเสนอวิธีการทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 2 เพื่อจ่ายแรงดันรูปคลื่นไซน์ความถี่ 50 kHz 220 Vrms ให้กับด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในการทดสอบ โดยทางด้านทุติยภูมิจะต่อโหลดพิกัดขนาด 1,614 วัตต์ที่ค่า Power Factor เท่ากับ 1 ในขณะที่ด้านปฐมภูมิวัดค่ากำลังไฟฟ้าได้ 1,708 วัตต์ ที่ค่า Power Factor เท่ากับ 0.99 และได้ค่าประสิทธิภาพของหม้อแปลงความถี่สูงเท่ากับ 94.5%โดยมีความแตกต่างจากค่าที่กำหนดไว้ที่ 95% เท่ากับ 0.5%

5. เอกสารอ้างอิง

[1] Colonel Wm.T. McLyman, "Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors", A User's Guide to Practice and Specification Second Edition, Marcel Dekker,Inc., New York., 1997

[2] Colonel Wm.T. McLyman, "Transformers and Inductors Design Handbook," Second Edition, Revised and Expanded, Marcel Dekker,Inc ., New York., 1988

[3] Valentin Bo lborici " Design of low profile transformers for high frequency operation" Graduate Department of Electrical and Computer Engineering University of Toronto Master of Applied Science, 1999.

[4] Charles R. Sullivan "Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding"

[5] Ekekwe,N.,Ndubah,J.E., White,K.,Oni, Ben O. "Practical Process in High Frequency Distribution Transformer Design" IEEE 2003

ภาคผนวก ข.

ข้อมูลแกนหลักและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้

材料区分 Classification of Material	特長 Advantages	材料名 Material Name
低損失材料 Low Power Loss	高周波 (100kHz 以上) で優れた低磁心損失を有した材料です。 Outstanding low power loss in high frequency range ($\geq 100\text{kHz}$).	ML シリーズ ML Series
高 B_m ・パワー材料 High B_m and Power	常温から高温 (120°C) まで、優れた磁束密度を有した材料です。 Outstanding permeability from room temp. to high temp (120°C).	MB シリーズ MB Series
高 Q 材料 High Q	相対損失係数が小さく、高いインピーダンスを有した材料です。 Low relative loss factor and high impedance.	MQ シリーズ MQ Series
高透磁率材料 High Permeability	高い透磁率を有した材料です。 High permeability.	MP シリーズ MP Series
広温度領域透磁率安定材料 Stable permeability for temp. change	広い温度範囲 (-20 ~ 100°C) で透磁率の変化を低減した材料です。 Stable permeability for wide temp. range (-20 ~ 100°C).	MT シリーズ MT Series

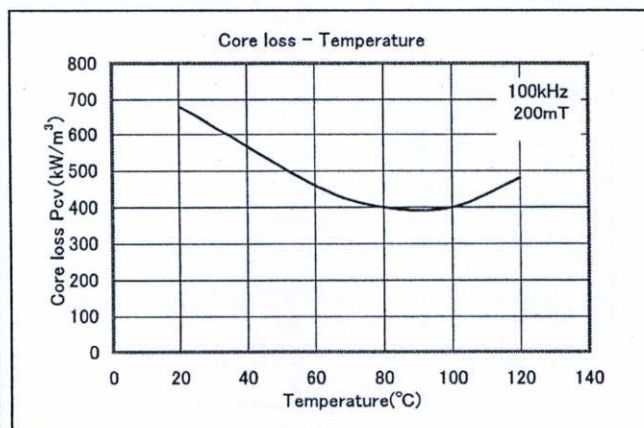
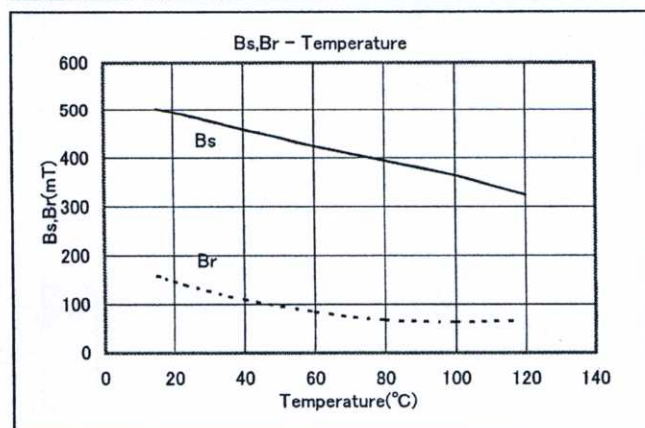
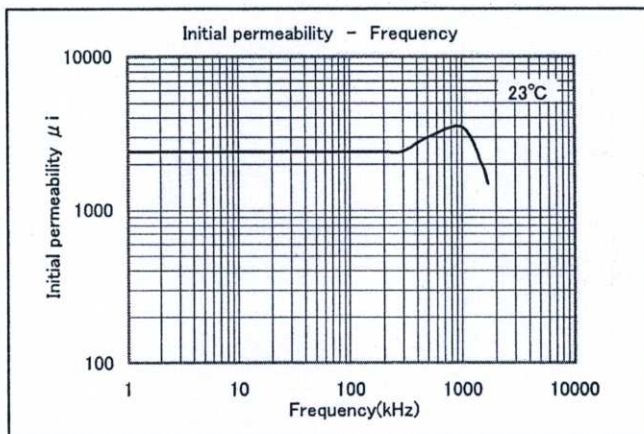
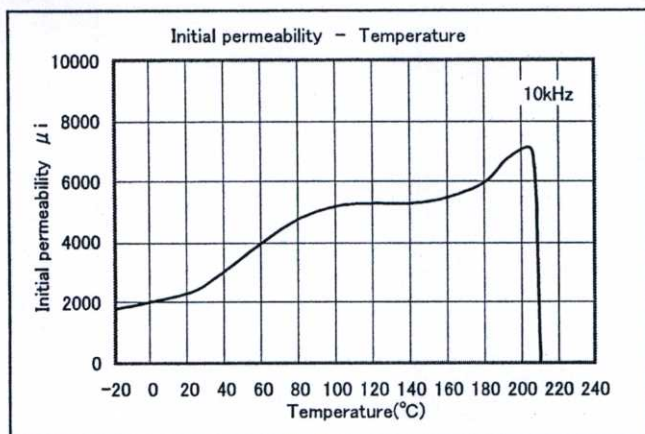
低損失材料 Low power loss

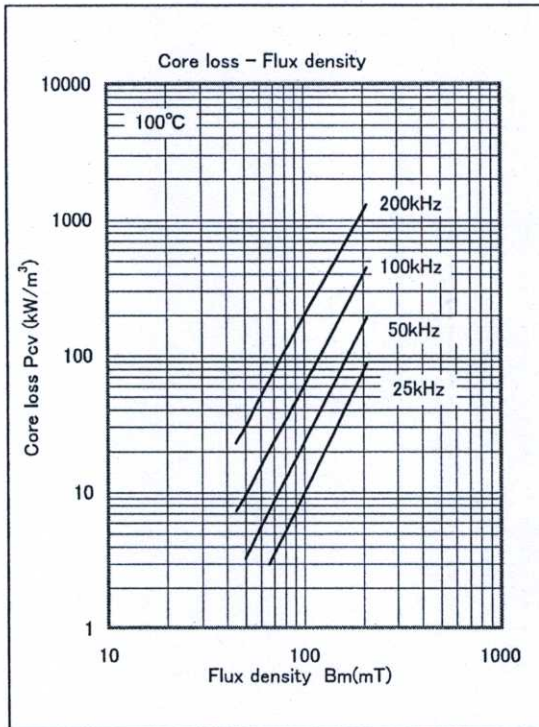
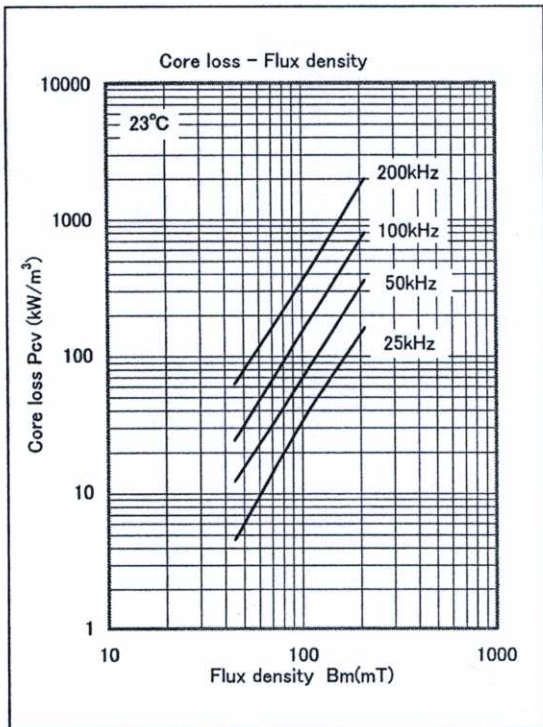
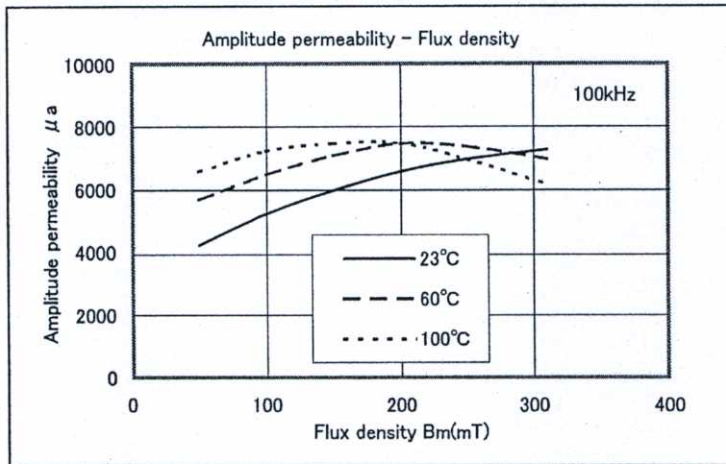
特性 Characteristics		単位 Unit	ML12D	ML24D	ML25D	ML30D	ML33D
初透磁率 μ_i Initial permeability	23°C		$\pm 25\%$ 1200	$\pm 25\%$ 2400	$\pm 25\%$ 2500	$\pm 25\%$ 3000	$\pm 25\%$ 3300
飽和磁束密度 B_s Saturation magnetic flux density	23°C	mT	540	490	520 ※	510	530
印加磁界 800A/m ※ 1200A/m Magnetoc field 800A/m ※ 1200A/m.	100°C		440	360	420 ※	390	400
残留磁束密度 B_r Remanent flux density	23°C	mT	280	140	130 ※	120	120
	100°C		200	60	60 ※	80	70
保磁力 H_c Coercive force	23°C	A/m	60	12	12 ※	12	11
	100°C		50	6	8 ※	7	8
相対損失係数 $\tan \delta / \mu_i$ Relative loss factor	100kHz	$\times 10^{-6}$	3.5	5.0	3.5	3.5	3.5
単位体積磁心損失 Core loss volume density P_{cv} 100kHz 200mT ※ 1 1MHz 50mT ※ 2 500kHz 50mT	23°C	kW/m ³	220 ※ 1	680	600	560	400
	40°C		190 ※ 1				365
	60°C		180 ※ 1	450	300	380	340
	80°C		200 ※ 1	400	250	430	330
	100°C		250 ※ 1	400	300	550	355
	120°C		340 ※ 1	480	420	690	420
相対温度係数 $a_{\mu r}$ Relative temperature factor	20~60°C	$\times 10^{-6}$	1.0	5.0	4.5	3.5	2.0
キュリー温度 T_c Curie temperature		°C	240	210	240	220	230
抵抗率 ρ Electrical resistivity		$\Omega \cdot m$	6.0	5.0	8.0	5.0	8.0
密度 d_s Density		kg/m ³	4.80×10^3	4.80×10^3	4.85×10^3	4.80×10^3	4.85×10^3

◆ Material : ML24D

初透磁率 Initial permeability	μ_i		23°C	2400 ± 25%
飽和磁束密度 Saturation magnetic flux density	Bs	mT	23°C	490
印加磁界 Megnetic field 800A/m			100°C	360
残留磁束密度 Remanent flux density	Br	mT	23°C	140
			100°C	60
保磁力 Coercive force	Hc	A/m	23°C	12
			100°C	6
単体体積磁心損失 Core loss volume density	Pcv	kW/m ³	23°C	680
f=100kHz Bm=200mT			60°C	450
			80°C	400
			100°C	400
			120°C	480
相對損失係數 Relative loss factor	f=100kHz tan δ / μ_i	$\times 10^{-6}$		5.0
キュリー温度 Curie temperature	Tc	°C		210
抵抗率 Electrical resistivity	ρ	$\Omega \cdot m$		5.0
焼結密度 Density	ds	kg/m ³		4.80×10^3

Test core : Toroidal
OD = 25mm ID = 15mm TH = 5mm





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

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

Formerly developmental type TA17465.

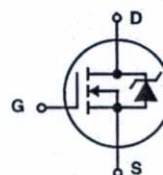
Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

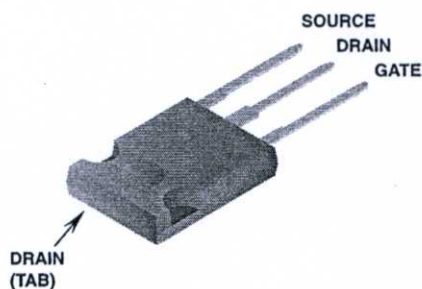
NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

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

Symbol

Packaging

JEDEC STYLE TO-247



IRFP460

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

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

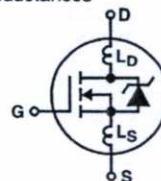
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

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

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

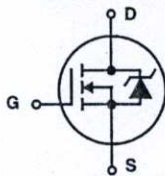
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	500	-	-	V	
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V	
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated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



IRFP460

Source to Drain Diode Specifications

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



NOTES:

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

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

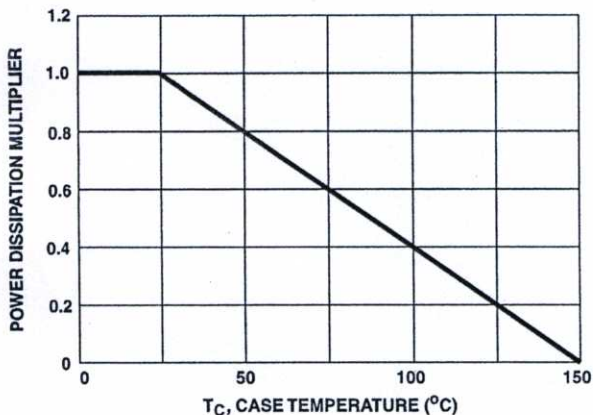


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

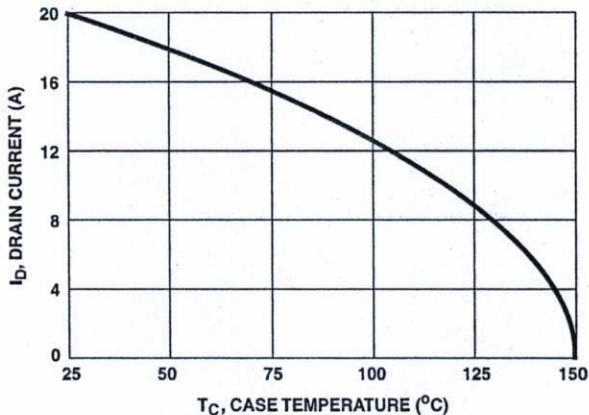


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

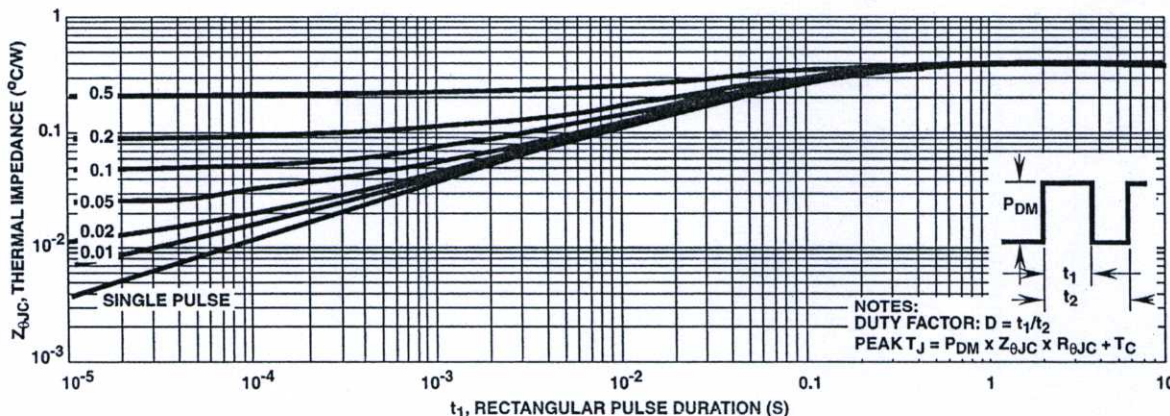


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

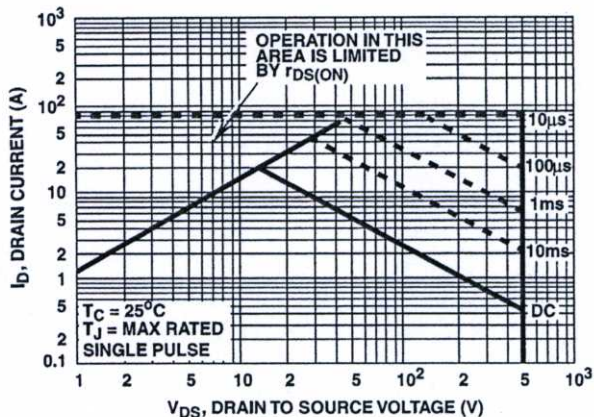


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

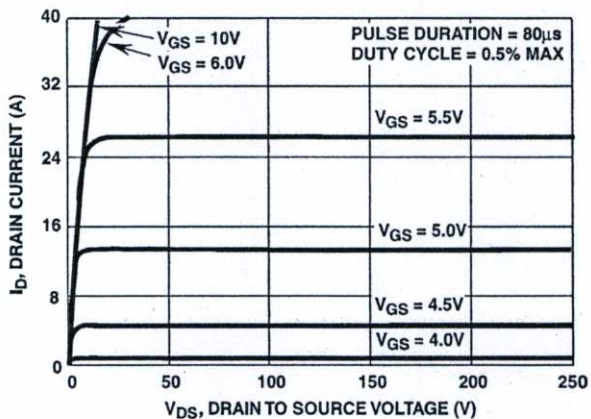


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

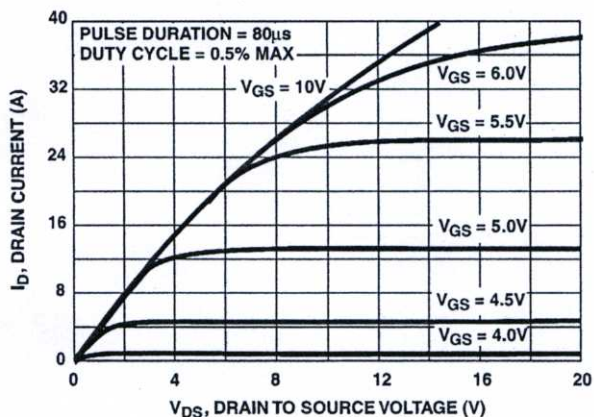


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

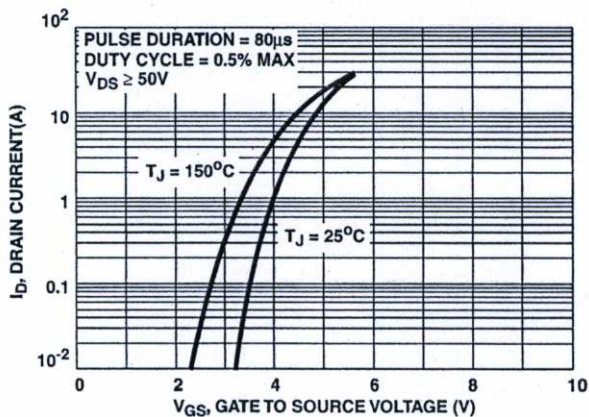


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

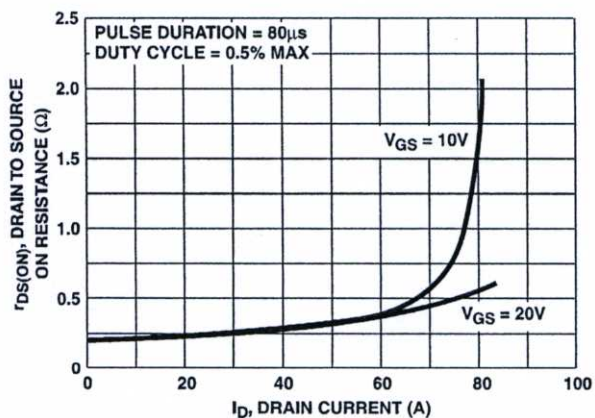


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

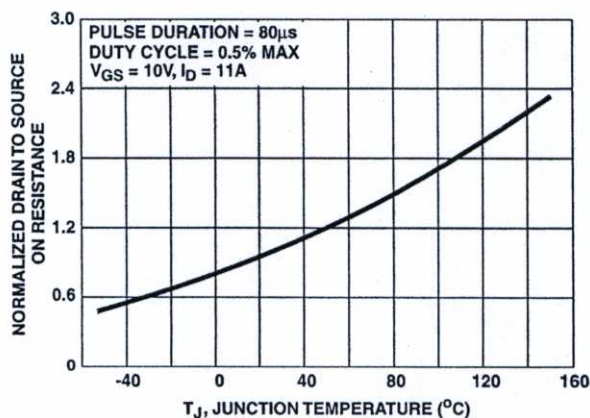


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

IRFP460

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

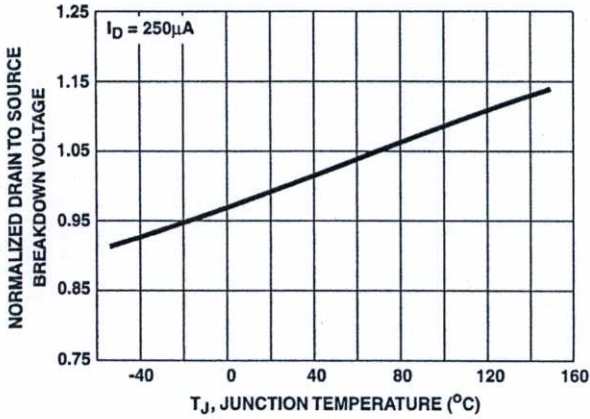


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

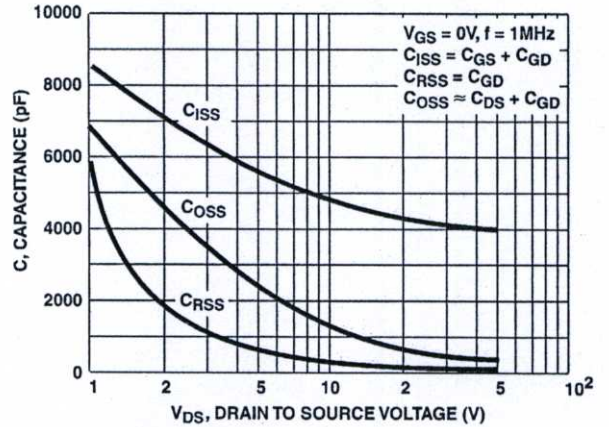


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

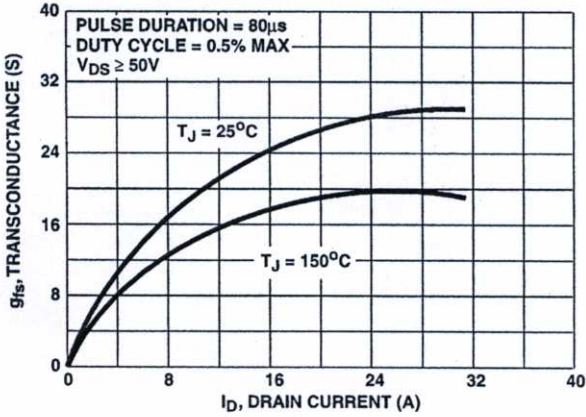


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

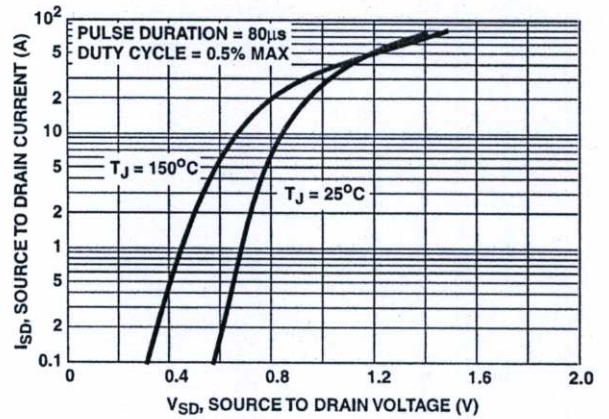


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

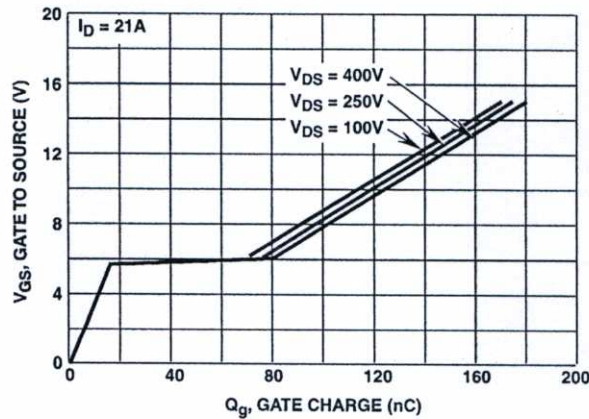


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

IRFP460

Test Circuits and Waveforms

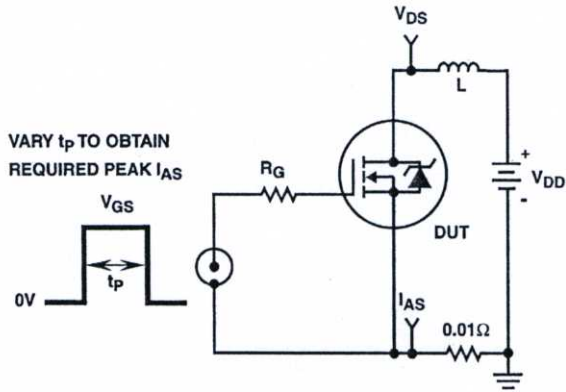


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

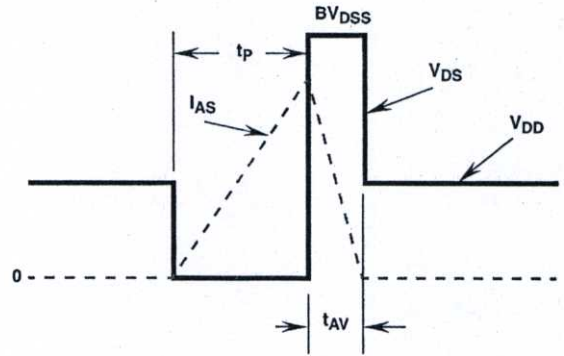


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

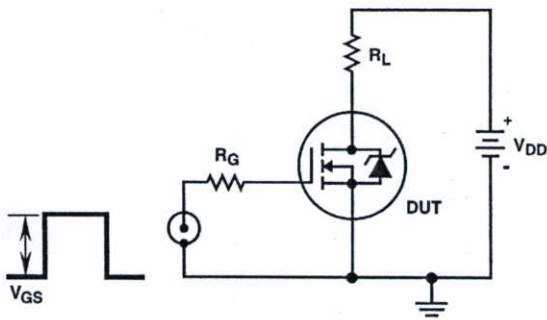


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

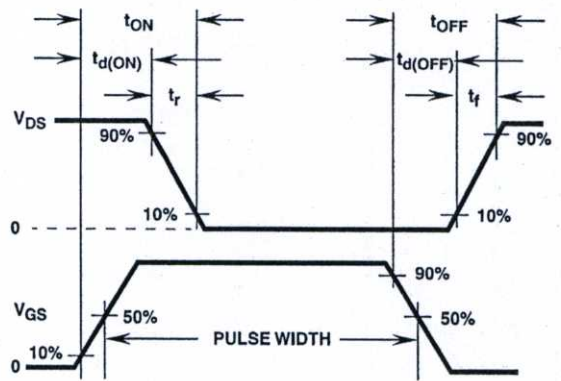


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

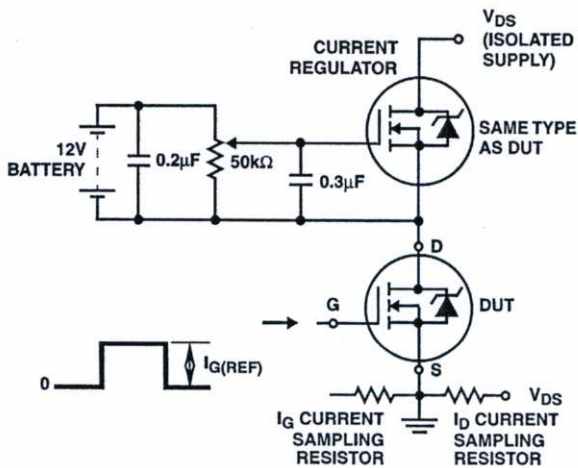


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

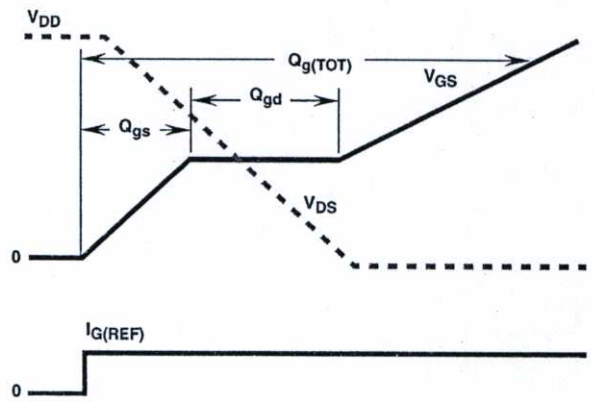


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

TRADEMARKS

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

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

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

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

LIFE SUPPORT POLICY

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

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

PRODUCT STATUS DEFINITIONS**Definition of Terms**

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



ชื่อ – นามสกุล นาย ธวัชชัย นัยสถิต
 วัน เดือน ปีเกิด 27 มกราคม พ.ศ. 2521 ที่จังหวัดพระนครศรีอยุธยา
 ประวัติการศึกษา พ.ศ. 2539 สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ
 ชั้นสูง สาขาวิชาช่างไฟฟ้ากำลัง แผนกไฟฟ้ากำลัง
 วิทยาลัยเทคนิคปทุมธานี
 พ.ศ. 2541 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี
 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
 ศูนย์กลางสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล (คลองหก)

ความชำนาญเฉพาะด้าน

- 1) การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าด้วยวิธีผลคูณพื้นที่
- 2) การทดสอบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้วยรูปคลื่นไซน์
ความถี่สูง โดยวงจร Series Resonant Inverter

ผลงานวิจัย

พ.ศ. 2551 บทความเรื่อง “Design of 50-kHz
 Transformer Using Area Product Approach” การ
 ออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า
 50-kHz โดยใช้วิธีผลคูณพื้นที่ ปีที่ 25 ฉบับที่ 2 มิถุนายน
 2551, หน้า 31-36 วิศวกรรมลาดกระบัง คณะวิศวกรรม
 ศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
 ลาดกระบัง

ปัจจุบัน

เป็นนักศึกษาระดับปริญญาโท บัณฑิตวิทยาลัย
 คณะวิศวกรรมศาสตร์
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง