

การวิเคราะห์ผลกระทบของรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง
ด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

THE ANALYSIS OF EFFECT OF HIGH FREQUENCY
TRANSFORMER WINDING TECHNIQUES
TO CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE

ธนเทพ มณีนพผล

TANATHEP MANEENOPPHON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2835-3

**THE ANALYSIS OF EFFECT OF HIGH FREQUENCY
TRANSFORMER WINDING TECHNIQUES
TO CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE**

TANATHEP MANEENOPPHON

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

2006

ISBN 974-15-2835-3

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์ผลกระทบของรูปแบบการพันขดลวดใน หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทาง สายตัวนำ
นักศึกษา	นายธนเทพ มณีนพผล
รหัสนักศึกษา	44611015
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2549
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอประสิทธิผลการลดทอนเกี่ยวกับ การวิเคราะห์ผลกระทบของรูปแบบการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ในด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และกำลังไฟฟ้าสูญเสียของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ โดยมีรูปแบบการพันขดลวดที่แตกต่างกัน 3 แบบ ได้แก่ การพันขดลวดแบบธรรมดา การพันขดลวดแบบแซนด์วิช และการพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ และกำหนดให้หม้อแปลงไฟฟ้ามีอัตราส่วนจำนวนรอบในการพันเท่ากับ 1 ของการพันทั้ง 3 รูปแบบ โดยในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้นได้มีการพัฒนาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ ของหม้อแปลงไฟฟ้าจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆของหม้อแปลงไฟฟ้า และทำการจำลอง และในด้านกำลังไฟฟ้าสูญเสีย นั้น มีการวิเคราะห์หาค่าการสูญเสียต่างๆที่เกิดขึ้น เนื่องจากรูปแบบการพันขดลวดทั้ง 3 แบบ และเสนอหลักการเลือก รูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง กับผลการเกิดสัญญาณรบกวนทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เหมาะสม รวมถึงในด้านของประสิทธิภาพด้วยเช่นกัน

Thesis Title	The Analysis of Effect of High Frequency Transformer Winding Techniques to Conducted Electromagnetic Interference
Student	Mr. Tanatthep Maneenopphon
Student ID.	44611015
Degree	Master of Engineering (Electrical Engineering)
Programme	Electrical Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern

ABSTRACT

This thesis presents the effect of conducted electromagnetic interference (EMI) emissions and power losses via winding techniques of high frequency transformer for the flyback converter. The converter transformers winding techniques are conventional winding, sandwiched winding and interleaved winding which turn ratio of those windings is equaled to 1. The high frequency transformer model is developed from the transformer parameters to analyze the conducted EMI of each winding techniques where power losses are also analyzed. The high frequency transformer winding techniques and their efficiencies with recommended technique are proposed.

คำสำคัญของวิทยานิพนธ์

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ
ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์
หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง
เทคนิคการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง
โมเดลของหม้อแปลงไฟฟ้า

Keywords

Conducted EMI
Flyback Converter
High Frequency Transformer
High Frequency Transformer Winding Techniques
Transformer Model

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี จากคำแนะนำ จาก รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ซึ่งให้ทั้งโอกาสและความรู้รวมถึงประสบการณ์ในหลายๆด้าน ที่ได้จากอาจารย์รวมถึงคำแนะนำต่างๆ ที่มีคุณค่าทั้งในด้านวิชาการและในด้านการดำเนินชีวิต สำหรับอาจารย์ที่ปรึกษา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ ผศ.รัตน์ สงวนพงษ์ ผศ.อรรถพล เข้มแดง อาจารย์สันติ อัดถไพศาล และคณาจารย์ภาควิชาไฟฟ้า วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาและคอยช่วยเหลือข้าพเจ้าตลอดมา

ขอขอบพระคุณ ผศ.สุรพันธ์ ยิ้มมั่น และ อาจารย์พยุ่ง เดชอยู่ อาจารย์ประจำภาควิชาฟิสิกส์ อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาและให้ความอนุเคราะห์ข้าพเจ้าตลอดมา

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า รวมถึงทุกๆ ท่านในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตศึกษา บัณฑิตวิทยาลัย และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ

ขอขอบคุณ คุณปฎิวัติ บุญมา คุณธนคณิต ดำรงกิตติกุล คุณคมกริช ละครนันท์ และคุณดำรง สกุลหิรัญย์ ที่ให้การสนับสนุนและให้ความช่วยเหลือตลอดมา

ขอขอบคุณอาจารย์วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์ อาจารย์ประจำ ค่ายกักตัก และ อาจารย์ณรงค์ ธรรมภูติ ที่คอยให้คำแนะนำและแนวความคิดที่เป็นประโยชน์เสมอมา

ขอขอบคุณ พี่ๆ และน้องๆ ในห้องวิจัยความเข้ก้นได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทุกๆ คน ที่เคยร่วมทุกข์ร่วมสุขกันมา ทำให้ผมได้เห็นซึ่งความสามัคคีเมื่อยามที่ร่วมมือกันทำงานที่หนักให้สำเร็จได้ด้วยดี

ขอบคุณ คุณเขมิกา และน้องธนวัฒน์ มณีนพผล ผู้ที่เข้าใจและให้กำลังใจเสมอมา

ขอบคุณทุกท่านที่ให้กำลังใจและความช่วยเหลือ ซึ่งไม่อาจกล่าวถึงได้หมดในที่นี้

สุดท้ายนี้ผมขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ผู้มีพระคุณยิ่ง ผู้ให้กำลังใจ สนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ให้ความรัก ความเชื่อใจและเข้าใจ รวมถึงทุกๆ คนในครอบครัวที่คอยให้กำลังใจและเข้าใจผมตลอดมา

ธนเทพ มณีนพผล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
คำสำคัญของวิทยานิพนธ์.....	III
กิตติกรรมประกาศ.....	IV
สารบัญ.....	V
สารบัญตาราง.....	X
สารบัญรูป.....	XI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์.....	1
1.3 ทฤษฎี และแนวคิดในการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	6
2.3 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	7
2.4 รูปแบบการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	8
2.4.1 การเกิดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำในโหมดผลต่าง.....	9
2.4.2 การเกิดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำในโหมดร่วม.....	9
2.5 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	11
2.5.1 องค์ประกอบแฝงของอุปกรณ์.....	11
2.6 มาตรฐานและการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ.....	14
2.6.1 ตัวอย่างมาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	14
2.6.2 วิธีการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	15
2.6.3 การจัดวางอุปกรณ์ (ตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542 ข้อ 8.4).....	19
2.7 การวัดและเครื่องมือวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ใช้ในงานวิจัย.....	21

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.7.1 เครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้จริงในการวิจัย.....	22
2.8 บทสรุป.....	23
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์และหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	24
3.1 บทนำ.....	24
3.2 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	24
3.2.1 โหมดการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	26
3.2.2 การวิเคราะห์กรณีโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	34
3.3 ทฤษฎีพื้นฐานอุปกรณ์แม่เหล็ก.....	36
3.3.1 คุณสมบัติของสารแม่เหล็ก.....	36
3.3.2 ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก.....	37
3.3.3 กฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าของฟาราเดย์.....	37
3.4 ทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้า.....	38
3.4.1 วงรอบฮิสเทรีซิส (Hysteresis Loop).....	41
3.4.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	43
3.4.3 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน.....	44
3.4.4 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในทองแดง.....	45
3.4.5 ผลกระทบของช่องอากาศ (Air Gap).....	48
3.4.6 ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า.....	50
3.4.7 รูปแบบการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	51
3.4.7.1 การพันขดลวดแบบธรรมดา.....	52
3.4.7.2 การพันขดลวดแบบแซนด์วิช.....	52
3.4.7.3 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลิฟ.....	53
3.5 วงจรสมมูลและการวัดค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของหม้อแปลงความถี่สูง.....	53
3.5.1 วงจรสมมูลของหม้อแปลงความถี่สูง.....	53
3.5.2 การวัดค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของหม้อแปลงความถี่สูง.....	54
3.5.2.1 การวัดค่าความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ.....	55
3.5.2.2 การวัดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก.....	56

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5.2.3 การวัดค่าความเหนี่ยวนำร่วด้านขดปฐมภูมิและด้านขดทุติยภูมิ.....	56
3.5.2.4 การวัดค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิ.....	57
3.5.2.5 การวัดค่าตัวเก็บประจุแฝงของขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ.....	58
3.6 บทสรุป.....	61
 บทที่ 4 การออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์และหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	62
4.1 บทนำ.....	62
4.2 การออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	62
4.3 วงจรควบคุมที่ใช้ในงานวิจัยนี้.....	86
4.4 สรุปการออกแบบวงจรไฟฟ้า.....	90
4.5 สรุปการออกแบบและตรวจสอบหม้อแปลงไฟฟ้า.....	91
 บทที่ 5 การทดลอง.....	92
5.1 บทนำ.....	92
5.2 วัตถุประสงค์.....	92
5.3 ขอบเขตของการทดลอง.....	92
5.4 รูปแบบที่ทำการทดลอง.....	92
5.4.1 รูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในการวิจัย.....	93
5.4.1.1 ความยาวลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลงความถี่สูง.....	99
5.4.1.2 น้ำหนักของหม้อแปลงความถี่สูง.....	100
5.4.2 การทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	101
5.4.3 การทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลัง.....	104
5.5 บทสรุป.....	105
 บทที่ 6 ผลการทดลองและการวิเคราะห์.....	106
6.1 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการจำลองโดยโปรแกรม PSPICE	106
6.2 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ด้านไฟฟ้ากำลัง.....	110
6.2.1 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์และความถี่รีกิ้ง.....	110

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.2.2 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ	125
6.2.3 การทดสอบวัดประสิทธิภาพ.....	139
6.3 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ..	147
6.3.1 ผลการทดสอบและการจำลองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ.....	148
6.3.2 การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นต่างๆ.....	161
6.3.2.1 ประเด็นที่ 1 การพันแบบธรรมดาทุกกรณี.....	162
6.3.2.2 ประเด็นที่ 2 การพันแบบแซนด์วิชทุกกรณี.....	164
6.3.2.3 ประเด็นที่ 3 การพันแบบอินเตอร์ลิฟทุกกรณี.....	165
6.3.2.4 ประเด็นที่ 4 พันด้วยลวด 23AWG 2:2 ชั้น ทุกกรณี.....	167
6.3.2.5 ประเด็นที่ 5 พันด้วยลวด 23AWG 4:4 ชั้น ทุกกรณี.....	168
6.3.2.6 ประเด็นที่ 6 พันด้วยลวด 17AWG 2:2 ชั้น ทุกกรณี.....	170
6.3.2.7 ประเด็นที่ 7 พันด้วยลวด 17AWG 2:2 ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.....	172
6.4 ผลการทดสอบเมื่อใส่วงจรสแน็ปเบอร์.....	174
6.4.1 ผลการทดสอบด้านไฟฟ้ากำลัง.....	175
6.4.2 ผลการทดสอบด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	179
6.5 บทสรุป.....	179
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	180
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	181
7.1.1 สรุปผลการวิจัยสมรรถนะด้านไฟฟ้ากำลัง.....	181
7.1.2 สรุปผลการวิจัยด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	185
7.1.3 สรุปผลการวิจัยในด้านอื่นๆ.....	188
7.1.3.1 ความยาวลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง.....	188
7.1.3.2 น้ำหนักของหม้อแปลงสำหรับการพันขดลวดแบบต่างๆ.....	189
7.1.3.3 ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ของหม้อแปลง.....	190
7.1.3.4 ความซับซ้อนในการพันขดลวด.....	191

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
7.1.3.5 ผลการทดสอบเมื่อมีการใส่วงจรสับเบอร์.....	192
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	194
บรรณานุกรม.....	195
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก ข้อมูลแกนหลักและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้.....	197
ภาคผนวก ข ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กกรรม ของหม้อแปลง.....	211
ภาคผนวก ค การคำนวณหาค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรสับเบอร์.....	216
ภาคผนวก ง ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	220
ประวัติผู้เขียน.....	231

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 พิกัดของวงจรที่ทำการทดสอบ.....	3
1.2 เงื่อนไขในการวัดการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ.....	3
2.1 การวัดของเครื่องวัดตามมาตรฐาน CISPR.....	16
3.1 ตารางสรุปเครื่องมือในการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของหม้อแปลงความถี่สูง.....	55
4.1 เงื่อนไขที่กำหนดในการออกแบบวงจร.....	63
4.2 ค่าพิกัดของวงจรหลายเบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ออกแบบ.....	65
4.3 ค่าอุปกรณ์ที่คำนวณกับค่าจริงที่เลือกใช้ในวงจรควบคุม.....	85
5.1 ความยาวของลวดทองแดงที่ใช้ในการพันหม้อแปลงความถี่สูง.....	99
5.2 น้ำหนักของหม้อแปลงความถี่สูง.....	100
6.1 สรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆของหม้อแปลงความถี่สูงทั้ง 12 รูปแบบการพันขดลวด.....	108
6.2 สรุปผลการวัดแรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตจากรูปที่ 6.5 ถึงรูปที่ 6.16.....	123
6.3 สรุปผลการวัดค่าในโดเมนความถี่ของกระแสหม้อแปลงจากรูปที่ 6.5 ถึงรูปที่ 6.16.....	139
6.4 ผลการวัดกำลังไฟฟ้าด้านเข้า และประสิทธิภาพของวงจรของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ.....	145
6.5 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 1 ถึงแบบที่ 4.....	162
6.6 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 5 ถึงแบบที่ 8.....	164
6.7 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 9 ถึงแบบที่ 12.....	165
6.8 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 1 แบบที่ 5 และแบบที่ 9.....	167
6.9 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 2 แบบที่ 6 และแบบที่ 10.....	169
6.10 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 3 แบบที่ 7 และแบบที่ 11.....	170
6.11 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 4 แบบที่ 8 และแบบที่ 12.....	172
7.1 แนวทางในการเลือกใช้รูปแบบการพันโดยพิจารณาตามการพันขดลวด รูปแบบหลักทั้ง 3 แบบ.....	186
7.2 แนวทางในการเลือกใช้รูปแบบการพันโดยพิจารณาตามการพันขดลวด รูปแบบย่อยทั้ง 4 แบบ.....	187
7.3 การให้คะแนนความยากในการพันขดลวดของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ.....	191
7.4 แนวทางในการเลือกใช้รูปแบบการพันโดยพิจารณาเงื่อนไขในด้านอื่นๆ.....	193

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ขั้นตอนการศึกษาวิจัย.....	5
2.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (ก) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ.....	6
2.2 สัญญาณรบกวนที่สร้างโดยธรรมชาติ และมนุษย์.....	7
2.3 พิสัยความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า [1].....	8
2.4 เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำในโหมดผลต่าง.....	9
2.5 การส่งผ่านสัญญาณรบกวนผ่านตัวเก็บประจุแฝง.....	10
2.6 เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำในโหมดผลร่วม.....	11
2.7 องค์ประกอบแฝงของตัวต้านทานไฟฟ้า.....	11
2.8 องค์ประกอบแฝงของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า.....	12
2.9 ค่าแอดมิตแตนซ์ต่อความถี่ของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า.....	12
2.10 องค์ประกอบแฝงของตัวเก็บประจุไฟฟ้า.....	13
2.11 ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า.....	13
2.12 ตัวอย่างองค์ประกอบแฝงในหม้อแปลงความถี่สูง.....	14
2.13 การตรวจจับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของเครื่องวัด Spectrum Analyzer [21].....	17
2.14 กราฟของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR.....	18
2.15 วงจรของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR.....	19
2.16 ขีดจำกัดของสัญญาณรบกวนในตัวนำตามมาตรฐาน CISPR.....	19
2.17 โครงแบบทดสอบอุปกรณ์วางบนโต๊ะ (การวัดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ).....	20
2.18 การต่อวงจรและอุปกรณ์เครื่องมือวัดต่างๆ เพื่อวัดสัญญาณรบกวน.....	22
2.19 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	23
3.1 วงจรพื้นฐานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	25
3.2 รูปคลื่นของโหมดการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	27
3.3 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	28
3.4 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์นำกระแส.....	28
3.5 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส.....	28
3.6 รูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	30

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 ลักษณะกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่องของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	35
3.8 (ก) ทิศทางเส้นแรงแม่เหล็กและชั่วแรงดัน (ข) กฎของเลนซ์ [1].....	38
3.9 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ [1].....	39
3.10 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลในทางปฏิบัติ.....	40
3.11 การเรียงตัวของโดเมนภายในสารแม่เหล็กเมื่อได้รับการทำแม่เหล็ก [1].....	41
3.12 วงรอบฮิสเทอรีซิสไฟฟ้ากระแสตรง [1].....	42
3.13 ผลกระทบของความถี่ต่อวงรอบฮิสเทอรีซิส [1].....	42
3.14 วงรอบฮิสเทอรีซิสสำหรับการทำงานในวงจรแปลงผันกำลังแบบต่างๆ.....	43
3.15 แสดงผลของกระแสในอุปกรณ์แม่เหล็ก [1].....	44
3.16 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิสและกระแสวนที่ความถี่ต่างๆ.....	45
3.17 การวิเคราะห์ผลของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วเนื่องจากการพันขดลวดทองแดง.....	47
3.18 การกระจายตัวของแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดจากวิธีการพันขดลวดทองแดงแบบต่างๆ.....	48
3.19 ผลกระทบของช่องอากาศต่อกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง B กับ H [1].....	49
3.20 การสะสมพลังสูงสุดในกรณีไม่มีช่องอากาศในหม้อแปลง [1].....	49
3.21 การสะสมพลังสูงสุดในกรณีเพิ่มช่องอากาศในหม้อแปลง [1].....	49
3.22 ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า [1].....	51
3.23 การพันขดลวดแบบธรรมดา.....	52
3.24 การพันขดลวดแบบแซนด์วิช.....	52
3.25 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ.....	53
3.26 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแบบมีตัวเก็บประจุแฝง.....	54
3.27 วิธีการวัดค่าความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ.....	56
3.28 วิธีการวัดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก.....	56
3.29 วิธีการวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านปฐมภูมิ.....	57
3.30 วิธีการวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านทุติยภูมิ.....	57
3.31 วิธีการวัดค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิ.....	58
3.32 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเมื่อถอดแกนทำแม่เหล็กและลัดวงจรขดทุติยภูมิ.....	59
3.33 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเมื่อถอดแกนทำแม่เหล็กและลัดวงจรขดปฐมภูมิ.....	59

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.34	วงจรสมมูลของหม้อแปลงในการหาค่าตัวเก็บประจุแฝงของขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ.....
3.35	วิธีการวัดหาค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร.....
4.1	วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการออกแบบ.....
4.2	ขั้นตอนการออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....
4.3	รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าด้านขดปฐมภูมิเมื่อวงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง.....
4.4	การติด Polyester Tape (สีเหลือง) ที่แกนด้านข้างทั้งสองเพื่อให้เกิดช่องว่างอากาศ.....
4.5	ข้อมูลจากผู้ผลิตแกนแม่เหล็กสำหรับเลือกใช้ค่า AL_Value และระยะช่องอากาศ.....
4.6	กราฟ B-H จริงจากผู้ผลิตแกนเหล็ก (ก) ซึ่งเห็นเฉพาะช่วงที่ค่า B และ H เป็นบวก และกราฟที่เขียนขึ้นเมื่อใส่ช่องว่างอากาศ (ข).....
4.7	ความต้านทานแฝงที่ต่ออนุกรมของตัวเก็บประจุ.....
4.8	การจัดวงจรชดเชยแบบ Pole-Zero.....
4.9	วงจรควบคุมแบบวงปิด.....
4.10	วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการวิจัย.....
4.11	แสดงลายวงจรพิมพ์ที่ออกแบบเพื่อใช้ในงานวิจัย.....
4.12	แสดงการวางอุปกรณ์บนลายวงจรพิมพ์ที่ใช้ในงานวิจัย.....
4.13	ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ.....
5.1	แผนภูมิแสดงรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูงที่ทำการทดสอบ ทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....
5.2	แบบที่ 1 การพันขดลวดแบบธรรมดา 2 ^{ชั้น} / 2 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG.....
5.3	แบบที่ 2 การพันขดลวดแบบธรรมดา 4 ^{ชั้น} / 4 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG.....
5.4	แบบที่ 3 การพันขดลวดแบบธรรมดา 2 ^{ชั้น} / 2 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG.....
5.5	แบบที่ 4 การพันขดลวดแบบธรรมดา 2 ^{ชั้น} / 2 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG ระยะห่างระหว่างรอบ 1 มม.....
5.6	แบบที่ 5 การพันขดลวดแบบแซนด์วิช 2 ^{ชั้น} / 2 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG.....
5.7	แบบที่ 6 การพันขดลวดแบบแซนด์วิช 4 ^{ชั้น} / 4 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG.....
5.8	แบบที่ 7 การพันขดลวดแบบแซนด์วิช 2 ^{ชั้น} / 2 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG.....
5.9	แบบที่ 8 การพันขดลวดแบบแซนด์วิช 2 ^{ชั้น} / 2 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG ระยะห่างระหว่างรอบ 1 มม.....

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.10 แบบที่ 9 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลิฟ 2 ^{ชั้น} / 2 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG	97
5.11 แบบที่ 10 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลิฟ 4 ^{ชั้น} / 4 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG	97
5.12 แบบที่ 11 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลิฟ 2 ^{ชั้น} / 2 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG	97
5.13 แบบที่ 12 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลิฟ 2 ^{ชั้น} / 2 ^{ชั้น} ลวดทองแดงอาบนํ้ายา เบอร์ 17 AWG ระยะห่างระหว่างรอบ 1 มม.	98
5.14 ตัวอย่างการพันขดลวดที่ใช้เอ็นพันคู่กันเพื่อรักษาระยะห่าง 1 มม.	98
5.15 การติดตั้งเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ	101
5.16 รูปถ่ายการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ	103
5.17 แผนภูมิแสดงรูปแบบที่จะทำการทดลองทางด้านไฟฟ้ากำลัง	104
6.1 วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการจำลองโดยโปรแกรม PSPICE	106
6.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูลที่ใช้ในการจำลอง (ก) ของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR (ข)	107
6.3 รูปแบบการพันขดลวดทั้งหมด 12 รูปแบบ	109
6.4 ตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต (V_{DS}) และสัญญาณขับเคลื่อนจากชุดควบคุม (V_{DRIVE})	110
6.5 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับเคลื่อนสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิ้ง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 1	111
6.6 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับเคลื่อนสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิ้ง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 2	112
6.7 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับเคลื่อนสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิ้ง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 3	113
6.8 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับเคลื่อนสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิ้ง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 4	114
6.9 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับเคลื่อนสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิ้ง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 5	115

สารบัญรูป (ต่อ)

[illegible]

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.31 ตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าด้านเข้า.....	140
6.32 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 1.....	140
6.33 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 2.....	141
6.34 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 3.....	141
6.35 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 4.....	141
6.36 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 5	142
6.37 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 6.....	142
6.38 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 7.....	142
6.39 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 8.....	143
6.40 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 9.....	143
6.41 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 10.....	143
6.42 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 11.....	144
6.43 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 12.....	144
6.44 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนหม้อ แปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ ที่กำลังไฟฟ้าด้านออก 20 วัตต์.....	146

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.45 อุณหภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงที่จุดกึ่งกลางขดลวดเมื่อทดสอบเป็นเวลา 20 นาที.....	147
6.46 แลบความถี่อ้างอิงจากการวัดสัญญาณในขณะที่ยังไม่จ่ายไฟให้วงจรที่ทำการทดสอบ....	148
6.47 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 1 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	149
6.48 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 2 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	150
6.49 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 3 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	151
6.50 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 4 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	152
6.51 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 5 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	153
6.52 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 6 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	154
6.53 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 7 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	155
6.54 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 8 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	156
6.55 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 9 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	157
6.56 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 10 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	158
6.57 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 11 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	159
6.58 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ หม้อแปลงแบบที่ 12 (ก) ผลจากการจำลอง (ข).....	160
6.59 ประเด็นในการเปรียบเทียบการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ....	161

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.60 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 1	163
6.61 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 2	164
6.62 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 3	166
6.63 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 4	167
6.64 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 5	169
6.65 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 6	171
6.66 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 7	172
6.67 เส้นทางของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นโดยผ่านตัวเก็บประจุแฝง	174
6.68 การใส่วงจร R-C-D สลับเบอร์คร่อมมอสเฟตในวงจร	174
6.69 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ของหม้อแปลงแบบที่ 2	175
6.70 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ของหม้อแปลงแบบที่ 12	175
6.71 การเปรียบเทียบแรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุดของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 2 และแบบที่ 12 เมื่อมีการใส่และไม่ใส่วงจรสลับเบอร์	176
6.72 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 2	177
6.73 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 12	177
6.74 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของหม้อแปลงแบบที่ 2 เมื่อมีการใส่และไม่ใส่วงจรสลับเบอร์	178
6.75 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของหม้อแปลงแบบที่ 12 เมื่อมีการใส่และไม่ใส่วงจรสลับเบอร์	178
7.1 ชื่อเรียกอ้างอิงและรายละเอียดการพันขดลวดทั้งหมด 12 รูปแบบ	181
7.2 การเปรียบเทียบแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุด ของวงจรวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ ที่กำลังไฟฟ้าด้านออก 20 วัตต์	182
7.3 การเปรียบเทียบค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ	182
7.4 การเปรียบเทียบแรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุดกับค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล	183
7.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ ที่กำลังไฟฟ้าด้านออก 20 วัตต์	184
7.6 อุณหภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงที่จุดกึ่งกลางขดลวดเมื่อทดสอบเป็นเวลา 20 นาที	184
7.7 ความยาวลวดทองแดงที่ใช้ในการพันขดลวดรูปแบบต่างๆ	188

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.8	น้ำหนักของหม้อแปลงสำหรับการพันขดลวดรูปแบบต่างๆ.....189
7.9	ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ.....190

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและปัญหา

ในปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้นได้เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมาก และในอนาคตในไม่ช้าก็จะมาแทนที่แหล่งจ่ายไฟแบบเดิมคือแหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้นในที่สุด อันเนื่องมาจากการที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้น ให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าโดยที่มีขนาดเล็กกว่า และราคาถูกกว่า แต่การทำงานของวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งนั้น จะมีการกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า อันเนื่องมาจากการทำงานของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ เช่น มอสเฟตกำลัง ที่ความถี่สูง โดยจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสต่อเวลาที่สูงหรือ dv/dt และ di/dt ในอัตราที่สูง ซึ่งถือว่าเป็นแหล่งกำเนิดหลักของการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยสามารถแบ่งประเภทของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งตามหลักการทำงานเป็น 2 ประเภทหลักๆคือ แบบไม่แยกจากกันทางไฟฟ้า (Non-Isolated Power Supply) และแบบแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolated Power Supply) โดยในการศึกษาและวิจัยนี้มุ่งเน้นไปที่แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่เป็นแบบแยกจากกันทางไฟฟ้า ด้วยเหตุผลที่ว่าแหล่งจ่ายไฟแบบนี้เป็นที่นิยมและมีความปลอดภัยกับผู้ใช้งาน

ในวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ที่มีการทำงานเป็นแบบแยกจากกันทางไฟฟ้านั้น จำเป็นที่จะต้องใช้อ้อมแปลงไฟฟ้าความถี่สูง เพื่อใช้ในการแยกสัญญาณทางด้านอินพุตและเอาต์พุตออกจากกัน และยังใช้ในการส่งผ่านพลังงานอีกด้วย ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าอ้อมแปลงไฟฟ้าความถี่สูงนั้นเป็นส่วนสำคัญในวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแบบแยกจากกันทางไฟฟ้า โดยอ้อมแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะมีรูปแบบที่ใช้ในการพันขดลวดที่แตกต่างกันหลายรูปแบบ

ดังนั้นจึงมีการศึกษาและวิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และการสูญเสียกำลังไฟฟ้าของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่มีการใช้อ้อมแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยมีรูปแบบในการพันขดลวดที่แตกต่างกัน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์ผลกระทบของรูปแบบการพันขดลวดในอ้อมแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยจะมีรูปแบบการพันขดลวดอยู่ 3 รูปแบบได้แก่ การพันขดลวดแบบธรรมดา การพันขดลวดแบบแซนด์วิช (Sandwich winding) และการพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ (Interleaved winding) นอกจากศึกษาใน

ด้านของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ายังมีการศึกษาในด้านประสิทธิภาพรวมของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดเช่นเดียวกัน

1.3 ทฤษฎี และแนวคิดในการศึกษา

โดยทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เริ่มต้นจากการคิดที่ว่าในวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดฟลายแบ็คชนิดแยกจากกันทางไฟฟ้าโดยใช้หม้อแปลงความถี่สูงนั้น โดยตัวอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรนั้น จะสังเกตได้ว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในวงจรนั้นมีด้วยกันหลากหลายรูปแบบ อาจแบ่งตามชนิดของแกนแม่เหล็กหรือแบ่งตามรูปแบบการพันขดลวด จึงได้มีแนวคิดขึ้นว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter) แล้วจะมีผลกระทบในด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดขึ้นอย่างไรและรูปแบบการพันขดลวดแต่ละแบบนั้นมีความซับซ้อนและความยากง่ายในการพันไม่เท่ากัน

จึงนำมาสู่การศึกษาและวิจัยถึงผลกระทบในด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำต่อการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยทำการทดลองกับหม้อแปลงความถี่สูงที่มีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวด ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในข้อที่ 1.2 โดยในการทดสอบจะทำการสร้างวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ เพื่อใช้ในการทดสอบหาขนาดของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของแต่ละรูปแบบการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ โดยในการทดลองนั้นไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์และพิกัดต่างๆของวงจรเช่น แรงดันด้านเข้า แรงดันด้านออก กระแสด้านออก และอุปกรณ์ที่ใช้ ยกเว้นแต่เฉพาะหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่มีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดเท่านั้น

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์มีวัตถุประสงค์เพื่อการวิเคราะห์ถึงผลกระทบของรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ รวมถึงในด้านของประสิทธิภาพรวมของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงเฉพาะรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเท่านั้น โดยมีการกำหนดพิกัดของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทำวิจัยดังตารางที่ 1.1

ตารางที่ 1.1 พิกัดของวงจรที่ทำการทดสอบ

ปริมาณทางไฟฟ้า	ขนาด/พิกัด	หน่วยวัด
แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (V_I)	30	โวลต์ (V)
แรงดันไฟฟ้าด้านออก (V_O)	20	โวลต์ (V)
กระแสไฟฟ้าด้านออก (I_O)	1	แอมแปร์ (A)
กำลังไฟฟ้าด้านออก (P_O)	20	วัตต์ (W)
ความถี่สวิตช์ (f)	100	กิโลเฮิรตซ์ (kHz)

โดยภาระที่ด้านออกนั้นเป็นชนิดตัวต้านทานเท่านั้น และรูปแบบในการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้นั้น แบ่งเป็น 3 รูปแบบหลักได้แก่ การพันขดลวดแบบธรรมดา การพันขดลวดแบบแซนด์วิช และการพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ และในแต่ละรูปแบบหลักการพันนั้นยังแบ่งย่อยอีก 4 รูปแบบ โดยเงื่อนไขของรูปแบบการพันขดลวดเพื่อการวัดการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำทั้งหมดจะเป็นไปตามตารางที่ 1.2

ตารางที่ 1.2 เงื่อนไขในการวัดการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

รูปแบบในการพันขดลวด	การพันแบบธรรมดา	การพันแบบแซนด์วิช	การพันแบบอินเตอร์ลีฟ
1	ลวดอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG พัน 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ		
2	ลวดอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG พัน 4 ชั้น ชั้นละ 5 รอบ		
3	ลวดอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG พัน 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ		
4	ลวดอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG พัน 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ โดยแต่ละรอบพันห่างกัน 1 มม.		

โดยมีเหตุผลในการกำหนดรูปแบบการพันทั้ง 4 รูปแบบคือต้องการศึกษาถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เปลี่ยนไป เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเพียงกรณีเดียว เมื่อนำไปใช้ในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดสอบ โดยรูปแบบการพันทั้ง 4 รูปแบบนั้นกำหนดขึ้นก็เพื่อให้มีรูปแบบการพันที่แตกต่างกันในด้านขนาดของเส้นลวดทองแดง จำนวนชั้นในการพันขดลวด และระยะห่างระหว่างรอบ ดังจะเห็นได้จากรูปแบบที่ 1 และรูปแบบที่ 2 นั้นจะแตกต่างกันในด้านจำนวนชั้นในการพันขดลวดจาก 2 ชั้นในรูปแบบที่ 1 และเพิ่มเป็น 4 ชั้นในรูปแบบที่ 2 และในแบบที่ 3 และแบบที่ 4 จะแตกต่างกันในด้านระยะห่างระหว่างรอบคือในรูปแบบที่ 4 จะพันห่างกัน 1 มม. เป็นต้น

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

ขั้นตอนในการศึกษาวิจัยในงานวิจัยนี้แบ่งออกเป็น 5 ขั้นตอนหลัก ดังแผนภูมิในรูปที่ 1.1 โดยครอบคลุมเนื้อหาสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งมีทั้งหมด 7 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่เกิดจากการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง นิยามและที่มาของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมดต่างๆ เงื่อนไขจำกัดสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ มาตรฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่างๆ การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำและเครื่องมือวัด

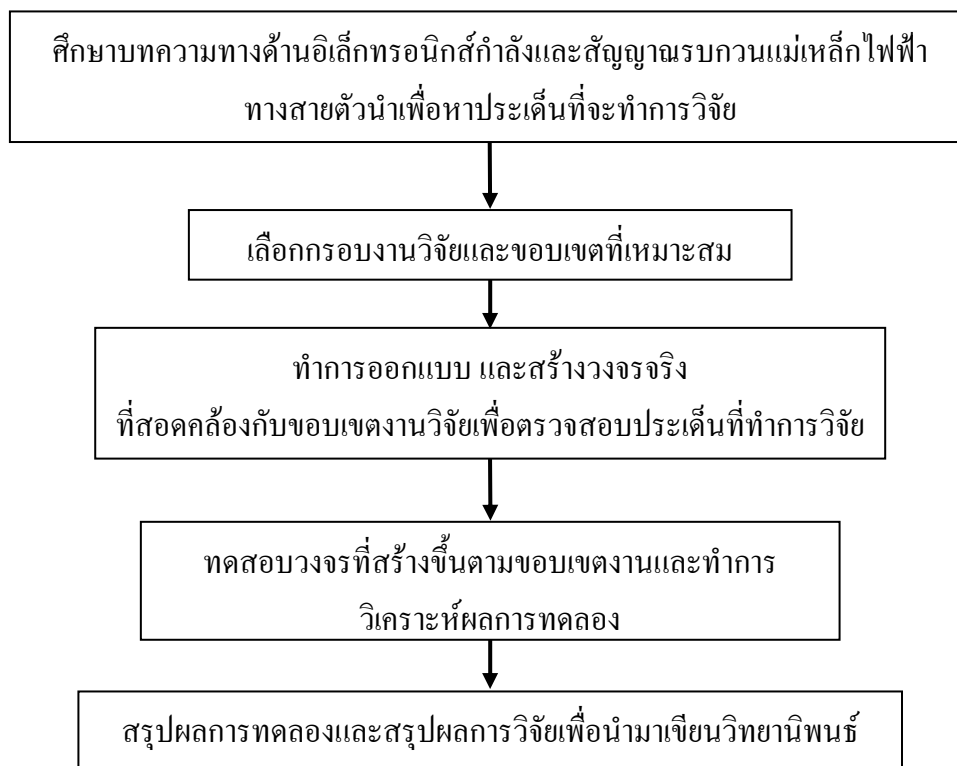
บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการแยกจากกันทางไฟฟ้าด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงชนิดฟลายแบ็ค ทฤษฎีเบื้องต้นของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในวงจรแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิ่งและวิธีการวัดหาค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในการวิจัย รวมถึงอธิบายเกี่ยวกับรูปแบบการผันขดลวดทั้ง 3 แบบ

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดฟลายแบ็คและหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในงานวิจัยนี้ รวมถึงการเลือกอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ลวด และแกนแม่เหล็กที่ใช้

บทที่ 5 กล่าวถึงวัตถุประสงค์และขอบเขตที่ทำการทดลอง โดยแบ่งเป็นการสรุปเงื่อนไขต่างๆ ที่จะทำการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และในด้านไฟฟ้ากำลัง

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลองทั้งทางด้านไฟฟ้ากำลังและทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยมีการเปรียบเทียบระหว่างรูปแบบการผันขดลวดทั้ง 12 แบบ

บทที่ 7 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



รูปที่ 1.1 ขั้นตอนการศึกษาวิจัย

บทที่ 2

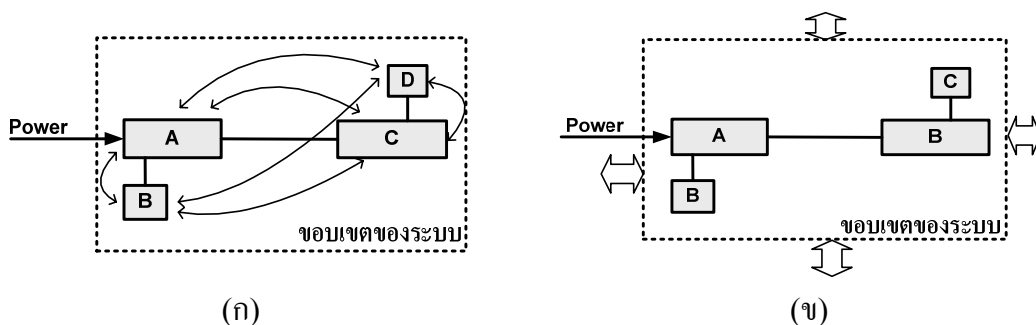
ทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงนิยามของ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Compatibility: EMC) และสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยจะอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และกล่าวถึงมาตรฐานในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยสังเขป รวมถึงการอธิบายสาเหตุและที่มาของปัญหาของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้น โดยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแบ่งออกเป็น 2 แบบด้วยกัน คือ การแพร่กระจายผ่านทางอากาศ (Radiated Emission) และการแพร่กระจายผ่านทางตัวนำ (Conducted Emission) โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะเน้นถึงการศึกษาการแพร่กระจายผ่านทางตัวนำเพียงอย่างเดียว

2.2 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

อาจกล่าวได้ว่าความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า นั้นก็คือ ความสามารถของอุปกรณ์ใดๆ หรือระบบใดๆ ที่จะทำงานในสภาวะแวดล้อมที่มีคลื่นรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ โดยจะต้องไม่เกิดความเสียหาย หรือทำงานผิดพลาด และต้องไม่ก่อให้เกิดคลื่นรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแก่ตัวเอง และต่อสภาพแวดล้อม หรือต่ออุปกรณ์อื่นๆ หรือระบบอื่นๆ ด้วยเช่นกัน สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนั้นมีทั้งมาจากตัวระบบเดียวกันเอง และจากระบบภายนอก ดังนั้น EMC จึงได้แบ่งออกเป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบเดียวกัน (Intra-system EMC) และ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก (Inter-system EMC) ซึ่งนิยามของทั้งสองประเภทเป็นดังนี้ [20]



รูปที่ 2.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (ก) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ
(ข) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับภายนอก

1) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ คือความสามารถของส่วนประกอบต่างๆที่อยู่ภายในระบบเดียวกันสามารถทำงานได้ในสภาวะแวดล้อมการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่สร้างขึ้นโดยอุปกรณ์ภายในระบบเดียวกัน และไม่สร้างสัญญาณรบกวนในระดับที่อุปกรณ์อื่นๆในระบบเดียวกันทนไม่ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ก)

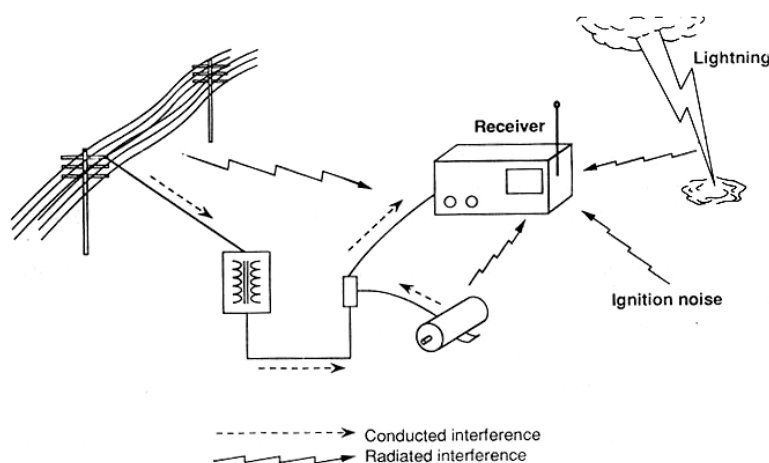
2) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก คือความสามารถในการทำงานของระบบรวมทั้งระบบที่สามารถทำงานได้ในสภาวะแวดล้อมการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ที่สร้างขึ้นมาจากระบบภายนอก และตัวระบบเองไม่สร้างสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ในระดับที่ระบบอื่นภายนอกไม่สามารถทำงานได้ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ข)

2.3 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

โดยการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) นั้นคือสัญญาณที่ไม่พึงประสงค์และไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในระบบ ดังนั้นการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะเกี่ยวข้องในเรื่องของ การเกิดการรบกวนกัน (Interference) หรือความทนทานต่อสัญญาณรบกวน (Immunity) หรือความสามารถในการรับสัญญาณรบกวน (Susceptibility) ของระบบหรืออุปกรณ์ใดๆ ซึ่งการรบกวนที่เกิดขึ้นนั้นจะส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ หรือระบบต่างๆ ของตัวเอง หรือที่อยู่ใกล้เคียง ทำให้เกิดการดำเนินงานที่ผิดพลาด และนำไปสู่ความเสียหายในที่สุด โดยสามารถแบ่งแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าออกเป็นกลุ่มใหญ่ๆ ด้วยกัน 2 กลุ่มคือ

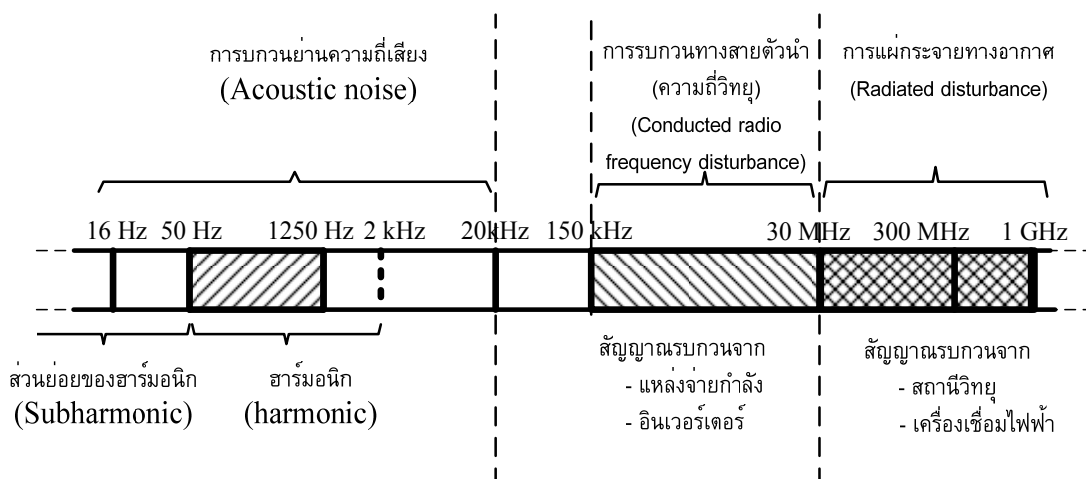
1. แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนตามธรรมชาติ ได้แก่ ปรากฏการณ์ฟ้าผ่า การคายประจุไฟฟ้า คลื่นคอสมิก และคลื่นจากดวงอาทิตย์

2. แหล่งกำเนิดคลื่นรบกวนจากอุปกรณ์หรือระบบที่มนุษย์สร้างขึ้น ได้แก่ เครื่องเชื่อม สายส่งกำลังงานไฟฟ้าแรงดันสูง หลอดฟลูออเรสเซนต์ การสันดาปของเครื่องยนต์ เต้าอบไมโครเวฟ ระบบการสื่อสาร มอเตอร์ไฟฟ้า อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และอื่นๆ



รูปที่ 2.2 สัญญาณรบกวนที่สร้างโดยธรรมชาติ และมนุษย์ [21]

โดยทั่วไปการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้นมีการจำแนกได้หลายรูปแบบโดยใช้การแบ่งตามพิสัยความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.3 โดยพิสัยความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า จะอยู่ในพิสัยความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 1 GHz และยังแบ่งการพิจารณาพิสัยความถี่ออกเป็น 2 ช่วง คือ ที่พิสัยความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30MHz จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (Conducted EMI) และพิสัยความถี่ตั้งแต่ 30MHz ถึง 1GHz จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศ (Radiated EMI) ซึ่งทั้งสองแบบจะการใช้การวิเคราะห์และการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่เหมือนกัน



รูปที่ 2.3 พิสัยความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า [1]

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถเคลื่อนที่จากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (EMI source) ผ่านตัวกลาง (coupling path) ไปยังตัวรับผลกระทบ (receptor) ซึ่งตัวรับผลกระทบดังกล่าวอาจจะหมายถึง อุปกรณ์ เครื่องมือหรือระบบก็ได้ โดยทางเดินของสัญญาณรบกวนนั้นเป็นตัวกลางที่สำคัญสำหรับการนำพาสัญญาณรบกวนออกไปสู่สภาพแวดล้อมภายนอก การส่งผ่านสัญญาณรบกวนของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอาจจะอยู่ในรูปของแรงดันหรือกระแสไฟฟ้าในสายตัวนำ สนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กที่แผ่กระจายไปทางอากาศก็ได้ ซึ่งมีหลายทางเดินทั้งโดยธรรมชาติและที่มนุษย์สร้างขึ้น ตัวอย่างเช่น พื้นดิน กลุ่มเมฆ สายไฟฟ้า ลังก่อสร้าง ตัวถังของอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์ สายสัญญาณบน PCB เป็นต้น

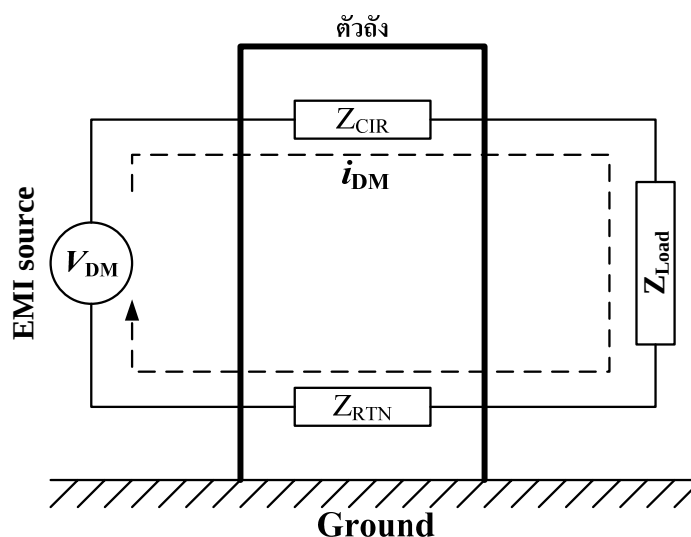
2.4 รูปแบบการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

การทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้น เช่นการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ที่มีการสวิตชิงที่ความถี่สูง ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันและกระแสในส่วนต่างๆ ของวงจรอย่างรวดเร็ว (dv/dt และ di/dt) ส่งผลให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนอันไม่พึงประสงค์ที่แพร่ออกมาทางสายตัวนำขึ้น (Noise Source) [19] โดยการเกิดสัญญาณ

รบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำนั้นสามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดผลรวม (Common Mode: CM) และการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลต่าง (Differential Mode: DM) ซึ่งจะได้อธิบายต่อไป

2.4.1 การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลต่าง

โดยสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลต่างนี้ ทิศทางของกระแสหรือแรงดันจะไหลจากแหล่งจ่ายผ่านอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร (Z_{CIR}) เพื่อไปยังโหลด และจะไหลผ่านกลับมายังแหล่งจ่ายโดยผ่านอิมพีแดนซ์ของสายป้อนกลับโดยไม่ผ่านทางกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งก็คือทางเดินหลักของสัญญาณในวงจรนั้น เช่นเดียวกันทางเดินของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดจากการทำงานของวงจรก็คือทางเดินเดียวกัน ดังนั้นเราสามารถสรุปได้ว่า การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลต่างจะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง 2 ตัวนำ คือตัวนำสัญญาณไปยังโหลด (Signal line) และตัวนำสัญญาณกลับ (Return line) นั้นเอง

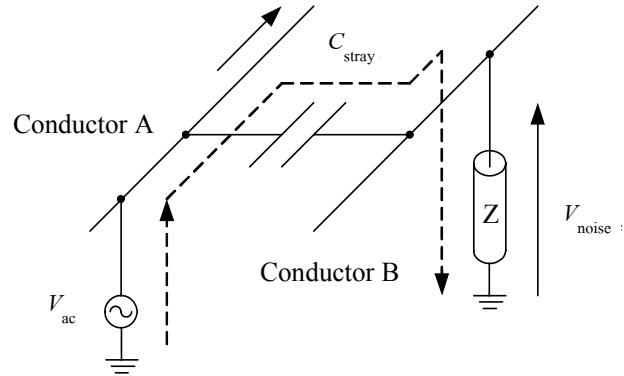


รูปที่ 2.4 เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลต่าง

2.4.2 การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดรวม

สำหรับการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมนั้น จะพิจารณาจากทางเดินของสัญญาณระหว่างกลุ่มของตัวนำกับกราวด์หรือกลุ่มตัวนำอื่นเป็น ตัวอ้างอิง สำหรับการเกิดสัญญาณรบกวนในโหมดผลรวมนั้น เราจะมีตัวแปรสำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในโหมดผลรวมคือ ตัวเก็บประจุแฝง (stray capacitor) ดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดยการเชื่อมโยงผ่านตัวเก็บประจุแฝงนั้น เป็นการส่งผ่านพลังงานของสัญญาณรบกวน โดยกระแสจะไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง (stray capacitance) ไปยังตัวนำอีกตัวหนึ่งที่อยู่ติดกัน แสดงดังรูปที่ 2.5 และ

ถ้ากระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุลงกราวด์จะเป็นการสร้างสัญญาณรบกวนชนิดโหมดผลรวมของทั้งสายสัญญาณ (line) และสายป้อนกลับ (neutral) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.6 ดังนั้นถ้าปราศจากตัวเก็บประจุแผ่นนี้แล้วก็จะไม่เกิดสัญญาณรบกวนในกรณีโหมดผลรวมขึ้น

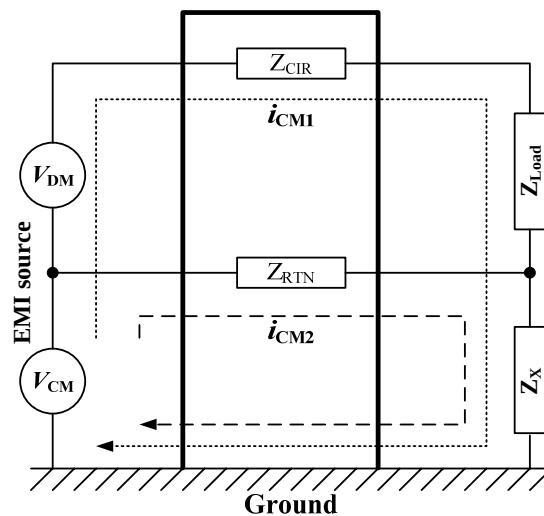


รูปที่ 2.5 การส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านตัวเก็บประจุแผ่น

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นว่าสัญญาณแรงดันของสัญญาณรบกวนของสายสัญญาณ (V_{noiseCIR}) จะไม่เท่ากับสัญญาณแรงดันของสัญญาณรบกวนของสายป้อนกลับ (V_{noiseRTN}) ทั้งนี้เนื่องจากเส้นทางการไหลของสัญญาณรบกวนในแต่ละสายมีอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน ด้วยเหตุนี้จึงทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในโหมดผลรวมไม่เท่ากัน โดยจะแสดงดังสมการที่ (2.1) และ (2.2)

$$V_{\text{noise CIR}} = I_{\text{cm1}} \cdot (Z_{\text{CIR}} + Z_{\text{Load}} + Z_X) \quad (2.1)$$

$$V_{\text{noise RTN}} = I_{\text{cm2}} \cdot (Z_{\text{RTN}} + Z_X) \quad (2.2)$$



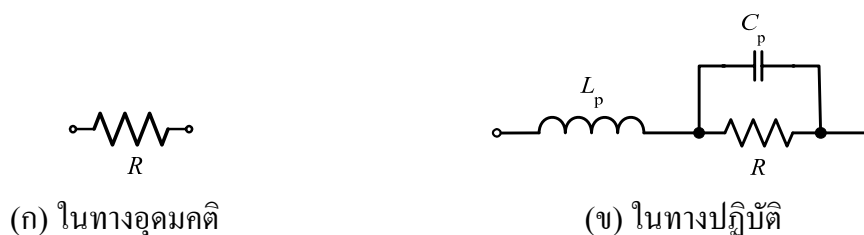
รูปที่ 2.6 เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวม

2.5 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ในการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในวงจรไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้น สามารถแบ่งแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนตามประเภทของอุปกรณ์ที่ต่ออยู่ในวงจรออกเป็น 2 ประเภท คือ อุปกรณ์แบบพาสซีฟ (Passive component) ได้แก่ ตัวต้านทานไฟฟ้า ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า และตัวเก็บประจุไฟฟ้า และหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเป็นต้น และอุปกรณ์ที่เป็นแบบแอ็กทีฟ (Active component) ได้แก่ ไดโอด มอสเฟต และทรานซิสเตอร์ เป็นต้น โดยเมื่ออุปกรณ์เหล่านี้ทำงานที่ความถี่สูง พฤติกรรมของอุปกรณ์เหล่านี้จะไม่สามารถรักษาคุณสมบัติของมันไว้ได้ โดยจะมีองค์ประกอบแฝงเกิดขึ้นในตัวอุปกรณ์นั้นๆ

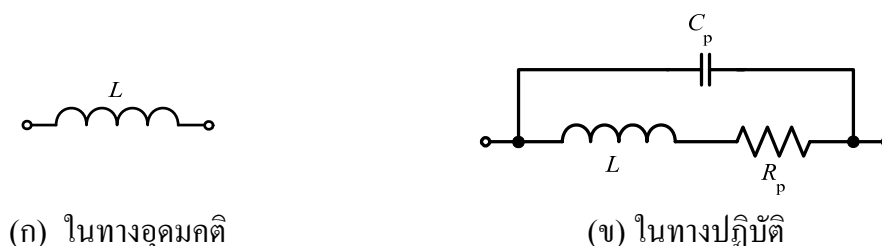
2.5.1 องค์ประกอบแฝงของอุปกรณ์

ตัวต้านทานไฟฟ้า เมื่อทำงานที่ความถี่สูงจะเกิดมีค่าความเหนี่ยวนำ และค่าความจุไฟฟ้าแฝงเกิดขึ้น ทั้งนี้เนื่องมาจากขาและขั้วของตัวต้านทานไฟฟ้า โดยถ้าขาของตัวต้านทานไฟฟ้าที่ยาวก็จะยังทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำมาก ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 องค์ประกอบแฝงของตัวต้านทานไฟฟ้า

ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า ในทางปฏิบัติในการทำงานของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเมื่อทำงานที่ความถี่สูงจะปรากฏพฤติกรรมขององค์ประกอบแฝงเกิดขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากระหว่างขดของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า จะเสมือนเป็นตัวนำประกบกันอยู่ซึ่งจะทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าเกิดขึ้นระหว่างขดของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า และในตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าก็จะมีค่าความต้านทานไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเนื่องจากค่าความต้านทานของลวดที่นำมาพันเป็นตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเช่นกัน โดยแบบจำลองของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าในทางอุดมคติและในทางปฏิบัติแสดงดังรูปที่ 2.8



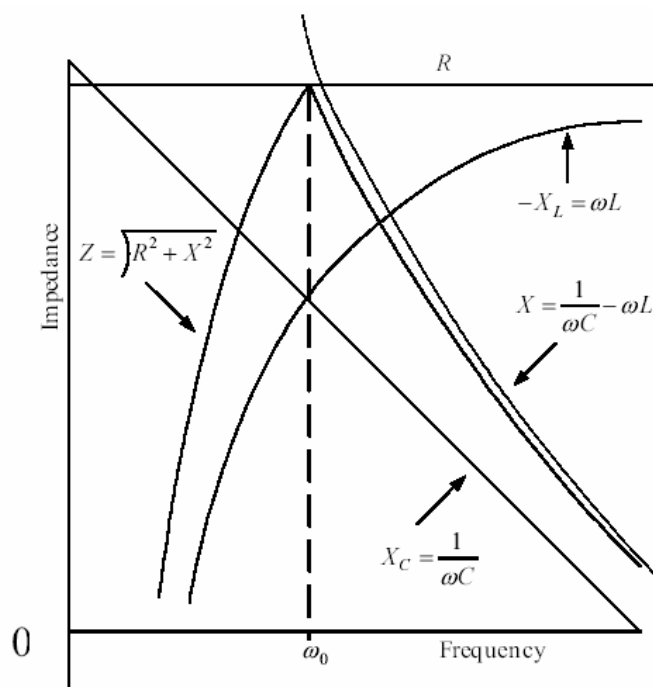
รูปที่ 2.8 องค์ประกอบแฝงของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

และเมื่อความถี่ในการทำงานสูงขึ้นคุณสมบัติต่างๆของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าและองค์ประกอบแฝงจะเปลี่ยนไป โดยอิมพีแดนซ์ในทางอุดมคติจะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับความถี่ ซึ่งค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.3)

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

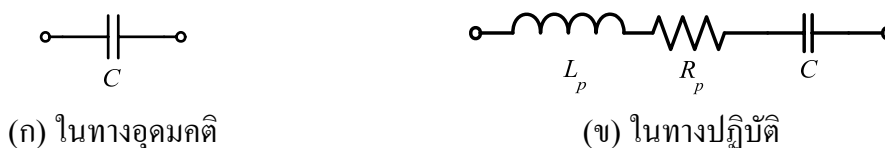
เมื่อ f_r คือความถี่เรโซแนนซ์ของตัวตัวเหนี่ยวนำและ C คือค่าความจุของตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์นั้น จะมีผลของค่าตัวเก็บประจุ

ดังแสดงในรูปที่ 2.9 เป็นการแสดงในรูปของอิมพีแดนซ์ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ที่เปลี่ยนไป



รูปที่ 2.9 ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

ตัวเก็บประจุไฟฟ้า ลักษณะคล้ายกันกับตัวต้านทานไฟฟ้า ขาของตัวเก็บประจุไฟฟ้าสามารถที่จะมีค่าความต้านทานไฟฟ้าและความเหนี่ยวนำไฟฟ้าเกิดขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.10 และแบบจำลองในลักษณะนี้ยังเป็นแบบอย่างง่ายที่นิยมใช้กันในการวิเคราะห์ EMI

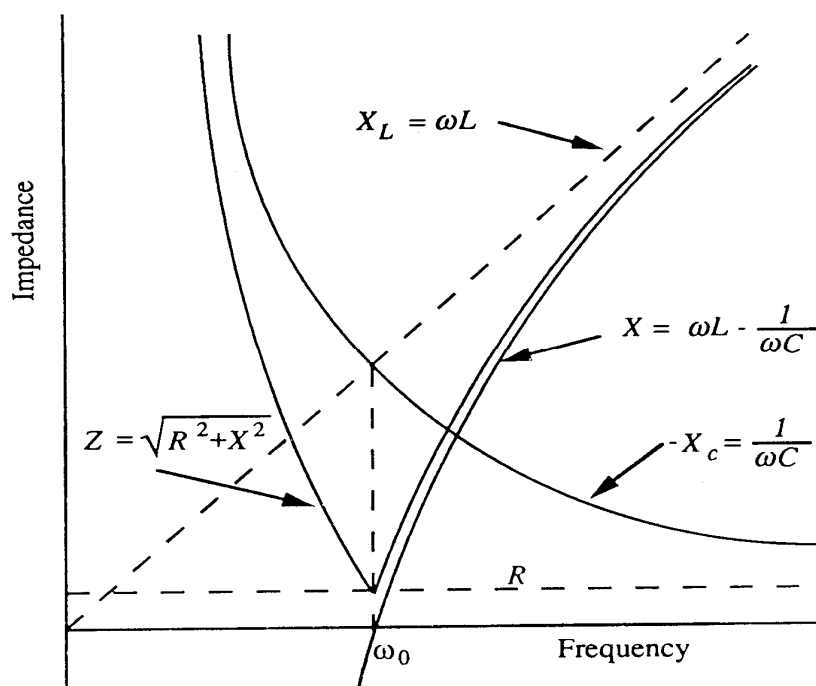


รูปที่ 2.10 องค์ประกอบแฝงของตัวเก็บประจุไฟฟ้า

ดังนั้นเมื่อความถี่ในการทำงานเพิ่มขึ้นค่าของความต้านทานไฟฟ้าแฝงและค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าแฝงก็จะเปลี่ยนไป โดยอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุในทางอุดมคติจะมีอัตราการลดลงตามความถี่ที่เพิ่มขึ้นจนถึงอนันต์ ดังสมการที่ (2.4)

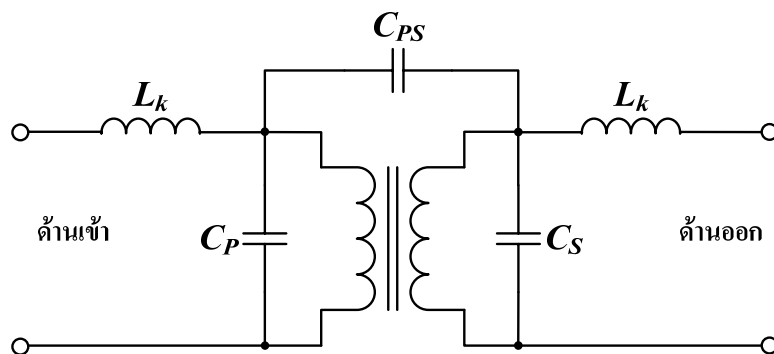
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.4)$$

เมื่อ f_r คือความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุ และ L คือค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ ซึ่งที่ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะมีผลของค่าตัวเก็บประจุ และที่ความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์จะมีผลของค่าตัวเหนี่ยวนำ โดยจะแสดงให้เห็นรูปแบบของค่าอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนไปดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของตัวเก็บประจุไฟฟ้า

ในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงนั้น องค์ประกอบแฝงที่เกิดขึ้นเมื่อมีการใช้งานที่ความถี่สูงได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล (L_r) ตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดลวดในขดปฐมภูมิ (C_p) และของขดทุติยภูมิ (C_s) หรือตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ (C_{ps}) ซึ่งตัวเก็บประจุแฝงดังกล่าวเป็นองค์ประกอบที่สำคัญของทางผ่านของสัญญาณรบกวน ดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ตัวอย่างองค์ประกอบแฝงในหม้อแปลงความถี่สูง

ไดโอดและสวิตช์ที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยทั่วไป จะเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) เพราะค่าของ องค์ประกอบแฝง (Parasitic) ที่อยู่ในตัวอุปกรณ์นั่นเอง เช่น ตัวเหนี่ยวนำแฝง (L_p) ซึ่งเกิดจากความยาวขาของตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ตัวเก็บประจุแฝง (C_p) ซึ่งเกิดจากการระบายความร้อนด้วยแผ่นระบายความร้อน (Heat sink) หรือช่วงเวลาการคืนตัวย้อนกลับของไดโอด และช่วงเวลาสวิตช์ปิดและเปิด เป็นต้น

2.6 มาตรฐานและการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำ

ในการวัดและทดสอบที่เกี่ยวกับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าไม่ว่าจะเป็นการรบกวนทางสายตัวนำหรือแพร่ทางอากาศนั้น เป็นความต้องการเพื่อให้ทราบว่าอุปกรณ์หรือระบบนั้นยังสามารถทำงานอยู่ร่วมกันได้โดยไม่รบกวนซึ่งกันและกัน จึงได้มีการกำหนดมาตรฐานสำหรับการวัดและทดสอบ อุปกรณ์เครื่องมือที่นำมาใช้ โดยจะมีอยู่หลายมาตรฐาน มีทั้งมาตรฐานนานาชาติ มาตรฐานของภูมิภาคหรือมาตรฐานของประเทศนั้นๆ โดยมาตรฐานต่างๆ นั้นมีความสำคัญต่อการนำผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าไปใช้ในเชิงพาณิชย์อย่างไรก็ดี ผลิตภัณฑ์ที่ผ่านการทดสอบตามมาตรฐาน ไม่ได้หมายความว่าไม่มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น เพียงแต่เป็นการจำกัดขนาดของสัญญาณรบกวนให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ตามมาตรฐานของประเทศนั้นๆ เท่านั้น ซึ่งในงานวิจัยนี้มุ่งเน้นไปที่การศึกษาผลของสัญญาณรบกวนต่อรูปแบบการผันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเท่านั้น

2.6.1 ตัวอย่างมาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

1) FCC REGULATIONS

FCC ย่อมาจาก Federal Communications Commission เป็นของประเทศสหรัฐอเมริกาที่ทำการออกกฎข้อบังคับสำหรับอุปกรณ์สื่อสาร (Wire and radio communications) โดยสามารถแบ่งออกได้เป็นสามส่วนใหญ่ๆ ด้วยกันกล่าวคือ Part 15 สำหรับอุปกรณ์ความถี่วิทยุ (Radio-frequency

devices) Part 18 สำหรับอุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์ และอุปกรณ์ทางการแพทย์ และ Part 68 สำหรับอุปกรณ์ที่ต่ออยู่กับระบบโทรศัพท์ (Telephone network)

2) CISPR

CISPR ย่อมาจากภาษาฝรั่งเศสคือ (Comite International Special des Perturbations Radioelectrique) เพื่อหาวิธีการวัดและขีดจำกัดของการรบกวนในย่านความถี่วิทยุสำหรับนานาชาติ นอกจากนั้นตัว CISPR ไม่ได้เป็นกฎข้อบังคับหรือมาตรฐานบังคับใช้แต่อย่างใด แต่มาตรฐานดังกล่าวจะถูกดัดแปลงโดยรัฐบาลของแต่ละประเทศให้เป็นมาตรฐานบังคับใช้ภายในประเทศ จึงกลายเป็นมาตรฐานสากลไปโดยปริยาย โดยมาตรฐาน CISPR Publication 22 เป็นการออกมาเพื่อการควบคุมสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกรณีของเทคโนโลยีสารสนเทศ (Information Technology Equipment) ซึ่งก็หมายถึงอุปกรณ์ดิจิทัล (Digital electronics)

3) มาตรฐานทางการทหาร (Military Standards)

MIL-STD-461B และ MIL-STD-462 เป็นมาตรฐานที่ออกโดยการทหารของประเทศสหรัฐอเมริกา โดยที่ MIL-STD-461B กำหนดเส้นขีดจำกัด (Limit) และ MIL-STD-462 จะกำหนดขั้นตอนและวิธีการทดสอบ โดยที่มาตรฐานดังกล่าวจะมีรายละเอียดมากกว่าและเข้มข้นกว่า FCC และย่านความถี่ที่พิจารณาจะกว้างกว่าอีกด้วย

4) VDE

VDE ย่อมาจาก Verband Deutscher Elektrotechniker ซึ่งเป็นมาตรฐานของประเทศเยอรมัน ซึ่งในประเทศเยอรมันได้กำหนดไว้ว่าอุปกรณ์ที่มีความถี่ในการทำงานสูงกว่า 10 kHz จะไม่สามารถนำมาใช้ได้ถ้าไม่มีใบอนุญาต ทำให้โรงงานในประเทศเยอรมันทั้งหมดต้องมีการทดสอบสินค้าตามมาตรฐานดังกล่าว ซึ่งมาตรฐานของประเทศเยอรมันดังกล่าวจะคล้ายกับมาตรฐานของยุโรป ยกเว้นเพียงแต่ย่านความถี่ที่พิจารณาจะมีความแตกต่างกัน

5) มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม (มอก.)

ในด้านที่เกี่ยวข้องกับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับประเทศไทยได้มีการเริ่มต้นนำมาตรฐานนานาชาติมาปรับปรุงแก้ไขโดยอ้างอิงจากมาตรฐาน CISPR 15 และมีการบังคับใช้แล้วตั้งแต่ปี 2542 ส่วน CISPR 22 อยู่ในระหว่างการกำหนดให้เป็นมาตรฐานบังคับ

2.6.2 วิธีการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

สำหรับวิธีการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ จำเป็นต้องมีอุปกรณ์และเครื่องมือในการวัดรวมถึงวิธีการวัด ซึ่งวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะอ้างอิงตามมาตรฐาน Comite International Special Perturbations Radioelectrique: CISPR 16 ที่ว่าด้วยมาตรฐานของ

อุปกรณ์ และวิธีการวัดสัญญาณรบกวนวิทยุ และภูมิคุ้มกันใช้ในการวัด EMI โดยได้กำหนดไว้ดังต่อไปนี้

สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่วิทยุ ได้แบ่งย่านความถี่ออกเป็น 4 แถบความถี่คือ คือแถบ (Band) A และ B (9 kHz – 30 MHz) เป็นการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ แถบ C และ D (30 MHz – 1000 MHz) เป็นการวัดสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางอากาศ โดยได้แสดงในตารางที่ 2.1 และมีการแบ่งลักษณะของการตรวจจับดังนี้คือ การตรวจจับยอดคลื่น (peak) การตรวจจับยอดคลื่นเสมือน (quasi-peak) การตรวจจับยอดคลื่นเฉลี่ย (average) โดยรายละเอียดจะอยู่ในหัวข้อถัดไป

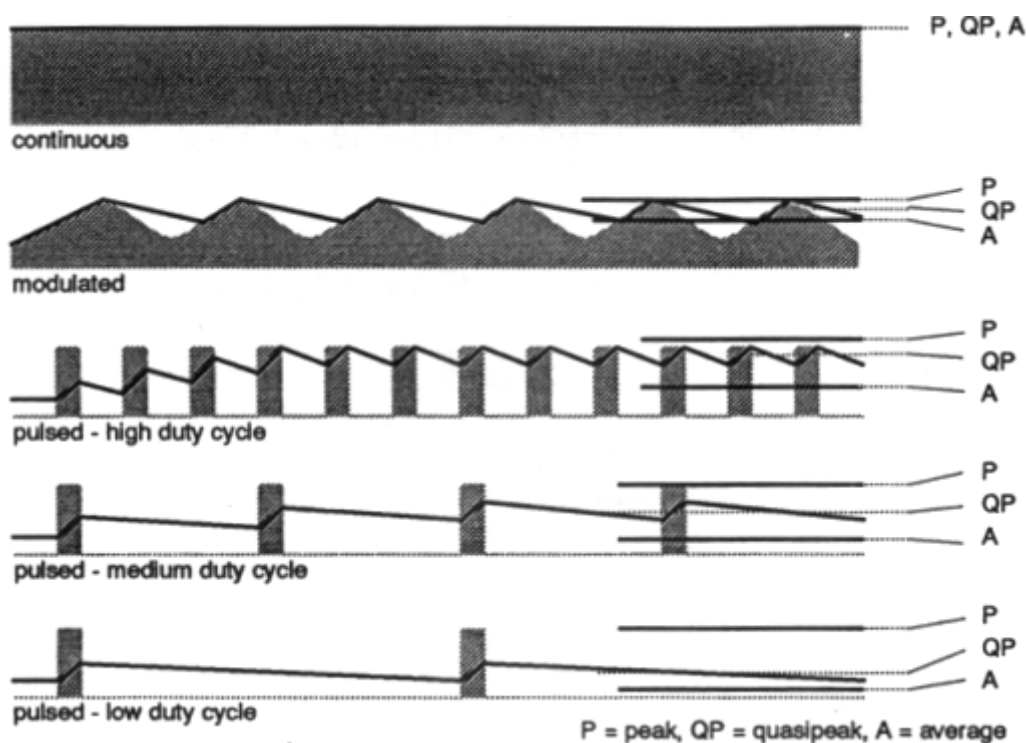
ตารางที่ 2.1 การวัดของเครื่องวัดตามมาตรฐาน CISPR

	แถบ A	แถบ B	แถบ C	แถบ D
ย่านความถี่ในการวัด	9 kHz – 150 kHz	150 kHz – 30 MHz	30 MHz – 300 MHz	300 MHz – 1000 MHz

โดยมีเครื่องมือที่จำเป็นสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่วิทยุตามมาตรฐาน CISPR16 ดังนี้

(ก) เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) หรือเครื่องรับสัญญาณรบกวน (EMI Receiver) เป็นเครื่องมือที่ใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณที่ได้จากโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ หรือจากสายอากาศต่าง ๆ สำหรับสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางอากาศ โดยที่เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมต้องมีความสามารถในการวัดในย่านความถี่ตามตารางที่ 2.1 และมีความสามารถในการตรวจจับลักษณะของสัญญาณที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น และในการวัดสัญญาณรบกวนด้วยเครื่องวัด Spectrum Analyzer จะมีการตรวจจับสัญญาณเพื่อทำการวัด (Detector Function) [21] ที่ใช้กันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่สามรูปแบบได้แก่ Peak (P), Quasi Peak (QP) และ Average (A) ซึ่งมีแต่ละแบบก็จะตรวจจับสัญญาณในรูปแบบที่แตกต่างกันดังรูปที่ 2.13 โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดโดยสรุปเท่านั้นส่วนรายละเอียดที่ครอบคลุมกว่านี้จะสามารถศึกษาจาก [21] และสรุปได้ดังนี้



รูปที่ 2.13 การตรวจจับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของเครื่องวัด Spectrum Analyzer [21]

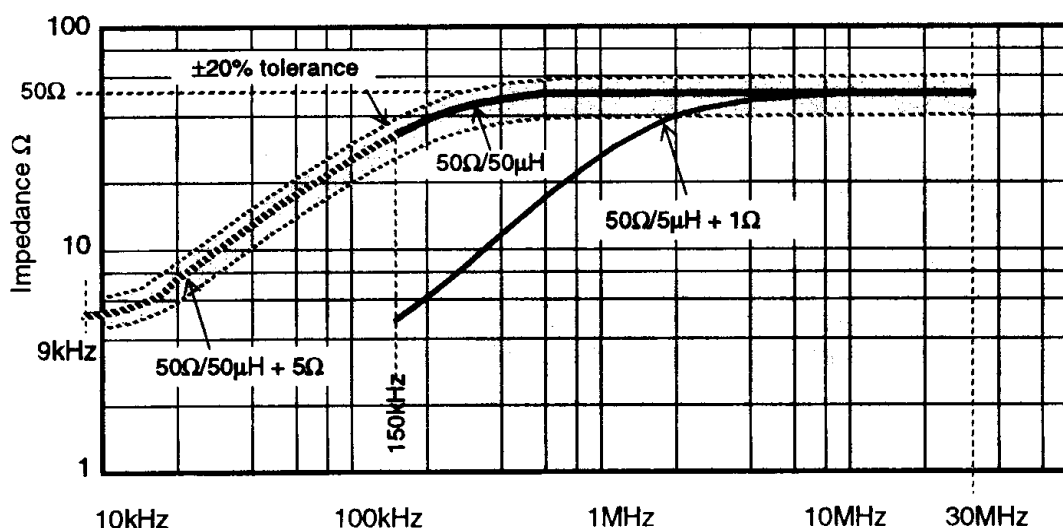
การตรวจจับสัญญาณแบบ Peak หรือแบบ P ในรูปที่ 2.13 เป็นการตรวจจับค่าสูงสุดของสัญญาณ ดังจะเห็นได้จากรูปที่ 2.13 ว่าทุกกรณีที่ใช้การตรวจจับแบบ P จะตรวจจับค่าที่มากกว่าหรือสูงกว่าแบบ QP และ แบบ A เสมอ ยกเว้นกรณีที่สัญญาณที่ตรวจจับเป็นลักษณะของสัญญาณที่มีค่าคงที่ และเมื่อตรวจจับแล้วเครื่องวัดก็จะปล่อยสัญญาณนั้นอย่างรวดเร็วเพื่อตรวจจับใหม่ ทำให้การวัดแบบนี้จะมีความรวดเร็วในการวัดมากกว่าแบบ QP และแบบ A ในขณะที่แบบ A จะเป็นการวัดค่าเฉลี่ยของสัญญาณ ส่วนแบบ QP จะตรวจจับสัญญาณโดยมีการเฉลี่ยสัญญาณช่วงเวลาที่สัญญาณมีการ charge และ discharge หรือนำช่วงเวลาที่สัญญาณเพิ่มขึ้นและลดลงมาพิจารณาด้วย ทำให้การวัดแบบ A และ QP จะใช้เวลามากกว่าแบบ P และจากรูปที่ 2.13 จะเห็นได้ว่า ยิ่งสัญญาณมี duty cycle มาก การวัดแบบ A และ QP ก็จะสูงขึ้นและใกล้เคียงกับค่าสูงสุดมากขึ้นแต่ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณมีค่าเฉลี่ยต่ำ (duty cycle) ต่ำ การวัดแบบ A และ QP จะมีค่าต่ำกว่า P อย่างชัดเจน

(ข) โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN)

ในการวัดสัญญาณการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้น จำเป็นต้องมีโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Networks: LISN) หรืออีกประเภทหนึ่งที่ทำหน้าที่คล้ายกันคือ Artificial Main Network (AMN) โดยเป็นเครื่องมือชนิดหนึ่งที่ใช้ในการแยกสัญญาณรบกวนออกเพื่อทำการวิเคราะห์ด้วยเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม เพื่อตรวจสอบว่าอุปกรณ์

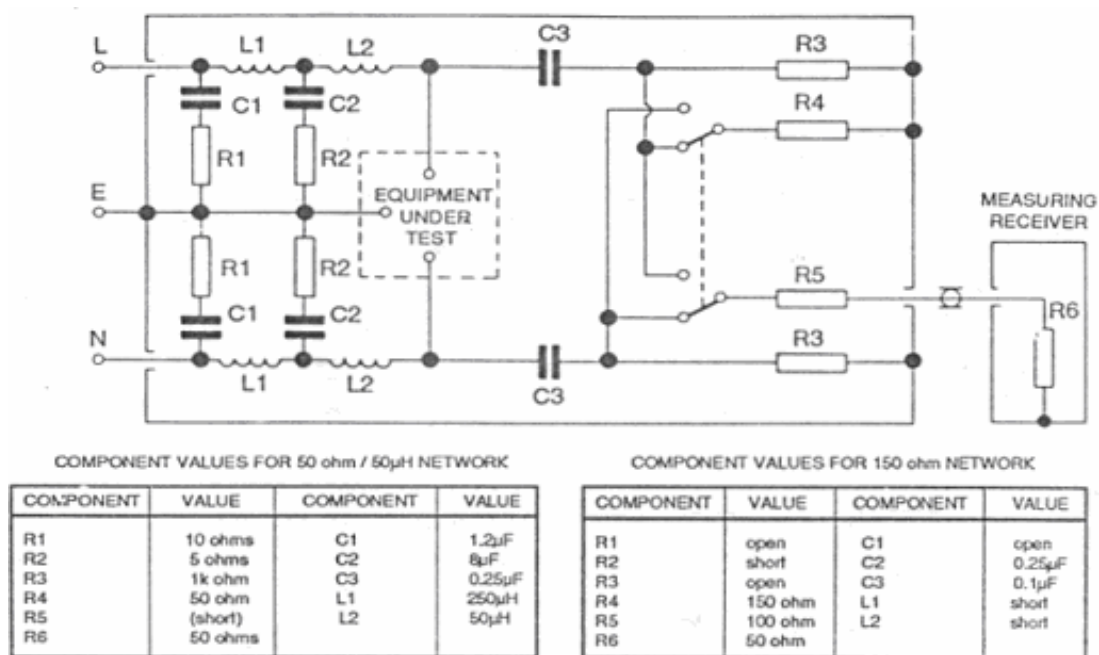
หรือเครื่องมืออื่นๆ อยู่ในระดับตามที่มาตรฐานกำหนดไว้หรือไม่ โดยตัวโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ มีหน้าหลักดังต่อไปนี้

1. สามารถรักษาอิมพีแดนซ์ระหว่างสายแต่ละสายของแหล่งจ่ายกับจุดกราวด์อ้างอิงให้คงที่ 50Ω โดยมีตัวเหนี่ยวนำขนาด $50\mu\text{H}$ ขนานอยู่ด้วย สำหรับความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz ดังแสดงในรูปที่ 2.14 โดยที่ $50\Omega / 50\mu\text{H} + 5\Omega$ สำหรับ LISN โดยทั่วไป และ $50\Omega/50\mu\text{H} + 1\Omega$ สำหรับ LISN ที่ใช้ทดสอบในสถานะกระแสสูงถึง 500 A .
2. สามารถแยกสัญญาณรบกวนที่ปล่อยออกมาจากเครื่องมือหรืออุปกรณ์ที่อยู่ภายใต้การทดสอบ (Equipment Under Test: EUT) เพื่อนำเข้าสู่เครื่องมือวิเคราะห์สเปกตรัม
3. สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนที่มากับแหล่งจ่ายไฟฟ้าหลักออกไปไม่ให้เข้าไปสู่ระบบที่กำลังวัดอยู่ได้ และเพื่อความปลอดภัยในการทดสอบควรมีการต่อจุดอ้างอิงของ LISN ลงดิน

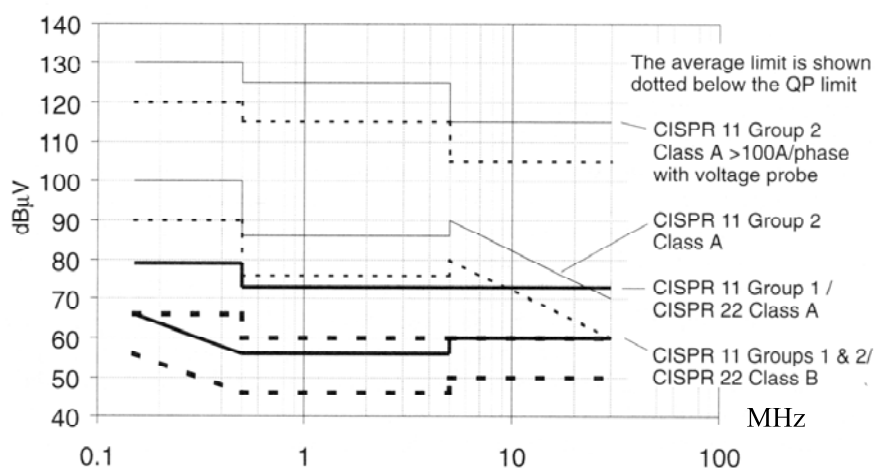


รูปที่ 2.14 กราฟของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR [21]

สำหรับวงจรภายในของ LISN ตามมาตรฐานจะแสดงดังรูปที่ 2.15 ในการวัดสัญญาณการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้น จะมีเส้นขีดจำกัดสัญญาณการรบกวน (Limit Line) เป็นมาตรฐานอ้างอิง เพื่อบอกถึงขีดจำกัดของระดับสัญญาณตามย่านความถี่ต่างๆ ซึ่งตามมาตรฐาน CISPR 22 (EN55022) ได้กำหนดขีดจำกัดของสัญญาณรบกวนไว้ ดังแสดงในรูปที่ 2.16 ซึ่งได้แสดงขีดจำกัดของสัญญาณรบกวนตามมาตรฐานต่างๆ ไว้



รูปที่ 2.15 วงจรของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR [21]



รูปที่ 2.16 ขีดจำกัดของสัญญาณรบกวนในตัวนำตามมาตรฐาน CISPR [21]

จากรูปที่ 2.16 แสดงตัวอย่างของเส้นขีดจำกัดการแพร่ของสัญญาณการรบกวนกันทางแม่เหล็กไฟฟ้า ผ่านทางตัวนำ ตามมาตรฐาน CISPR 22 ซึ่งประกอบด้วย 2 ระดับ คือ ระดับ A สำหรับโรงงานอุตสาหกรรมและ ระดับ B สำหรับบ้านพักอาศัยและสำนักงานเป็นต้น

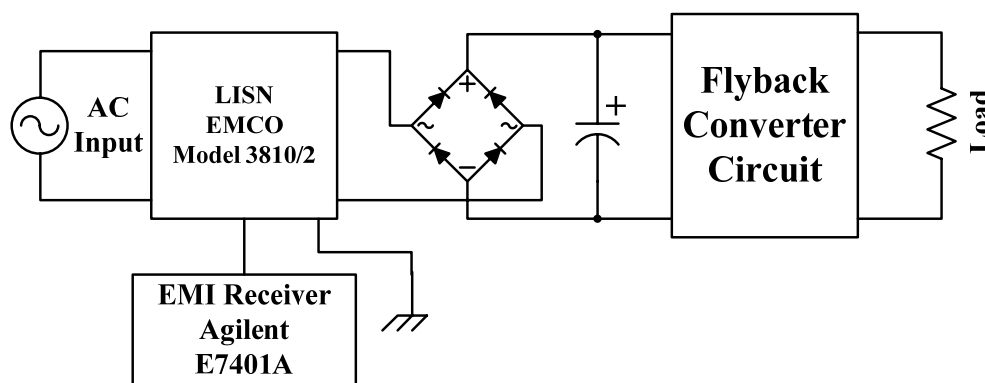
2.6.3 การจัดวางอุปกรณ์ (ตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542 ข้อ 8.4)

ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้น จำเป็นต้องมีการจัดวางอุปกรณ์ให้เป็นไปตาม มาตรฐานการวัด ซึ่งในที่นี้จะอ้างอิงตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542 ข้อ 8.4 ที่ว่าด้วยเรื่องการจัดวางอุปกรณ์

1. ถ้าสายเคเบิลที่ห้อยอยู่ใกล้ระนาบพื้นโลหะแนวระดับในระยะต่ำกว่า 40 เซนติเมตร และไม่สามารถทำให้สั้นลงมีความยาวที่เหมาะสมได้ ส่วนที่เกินต้องม้วนทบให้เป็นมัดที่ยาว 30 ถึง 40 เซนติเมตร
2. สายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประธานที่ยาวเกินต้องม้วนทบให้เป็นมัดที่กลางสาย หรือทำให้สั้นลงจนมีความยาวเหมาะสม
3. ให้ท่อ EUT เข้ากับ AMN เครื่องหนึ่ง AMN และ LISN ทุกเครื่องอาจเลือกติดตั้งกับระนาบอ้างอิงแนวตั้ง หรือผนังโลหะ
 - (ก) หน่วยอื่นทั้งหมดของระบบได้รับกำลังไฟฟ้าจาก AMN เครื่องที่ 2 อาจใช้ได้รับชุดสำหรับสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประธานหลายเส้น
 - (ข) AMN และ LISN ห่างจาก EUT 80 เซนติเมตร และห่างจากหน่วยอื่นและระนาบโลหะอื่นอย่างน้อย 80 เมตร
 - (ค) ต้องจัดตำแหน่งสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประธานและสายเคเบิลสัญญาณตลอดความยาวของสายเท่าที่จะทำได้ ที่ระยะ 40 เซนติเมตร ห่างจากระนาบอ้างอิงแนวตั้ง
4. สายเคเบิลของอุปกรณ์ที่ทำงานด้วยมือ เช่น แผงแป้นอักขระ เมาส์ ฯลฯ ต้องวางในลักษณะใช้งานปกติ
5. อุปกรณ์รอบข้างต้องวางที่ระยะ 10 เซนติเมตรจากเครื่องอื่นๆ และจากตัวควบคุม ยกเว้นจอภาพซึ่งถ้ายอมรับได้ในทางปฏิบัติเกี่ยวกับการติดตั้งก็ให้วางบนตัวควบคุมโดยตรง
6. สายเคเบิลสัญญาณเข้า/ออกซึ่งมีไว้สำหรับการต่อภายนอก
7. ปลายของสายเคเบิลสัญญาณเข้า/ออกซึ่งไม่ได้ต่อเข้ากับ AE อาจสิ้นสุดวงจรลงถ้าต้องการ โดยใช้อิมพีแดนซ์สิ้นสุดวงจรที่ถูกต้อง
8. ถ้าใช้โพรบกระแส ต้องวางอยู่ที่ระยะ 0.1 เมตรจาก LISN

2.7 การวัดและเครื่องมือวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ใช้ในงานวิจัย

การต่อวงจรเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำจำเป็นจะต้องมีอุปกรณ์หรือเครื่องมือต่างๆ ดังที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น โดยรูปที่ 2.18 แสดงการต่อวงจรและอุปกรณ์เครื่องมือวัดต่างๆ ที่ใช้ในการวิจัยนี้



รูปที่ 2.18 การต่อวงจรและอุปกรณ์เครื่องมือวัดต่างๆ เพื่อวัดสัญญาณรบกวน
แม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

โดยในงานวิจัยนี้จะทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำด้วยเครื่อง Spectrum Analyzer หรือ EMI Receiver ซึ่งจะใช้การตรวจจับสัญญาณแบบ P เนื่องจากสามารถวัดสัญญาณรบกวนได้อย่างรวดเร็ว และเป็นการเปรียบเทียบค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ต่างๆ ของวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอในย่านความถี่ที่พิจารณาคือ 150 kHz – 30 MHz สำหรับการติดตั้งอุปกรณ์ต่างๆ เพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้นจะวาง EUT หรือ วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ บนโต๊ะฉนวน และ LISN วางอยู่บนแผ่นกราวด์ขนาดกว้าง 2 เมตร ยาว 2 เมตร

ในการวัดสัญญาณรบกวนตามมาตรฐานนั้นจะต้องมีผนังหรือห้องที่สามารถกั้นสัญญาณรบกวนที่อาจแพร่กระจายมาทางอากาศ เนื่องจากอุปกรณ์สวิตซ์อื่นๆ หรือสัญญาณรบกวนจากภายนอกต่างๆ ได้ แต่ในการวัดสัญญาณรบกวนที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะเป็นการวัดโดยทั่วไปที่ไม่ได้มีผนังกั้นดังกล่าวเนื่องในงานวิจัยนี้ไม่ได้วิจัยเพื่อให้ผ่านตามาตรฐาน ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะทำการวัดสัญญาณรบกวนในขณะที่ยังไม่จ่ายไฟให้กับวงจรที่ต้องการทดสอบเพื่อดูผลว่ามีสัญญาณรบกวนใดๆ จากภายนอกที่มารบกวนการวัดหรือไม่ และจะใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงก่อนทำการทดสอบ

2.7.1 เครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้จริงในการวิจัย

1. EMC Analyzer รุ่น Agilent E7401A ดังในรูปที่ 2.19 (ก) ซึ่งทำหน้าที่เป็น Spectrum Analyzer โดยย่านความถี่ที่สามารถวัดได้คือ 9 kHz – 1.5 GHz
2. LISNs ของ EMCO รุ่น Model 3810/2 ย่านความถี่ 9 kHz – 30MHz มีตัวต้านทาน 50 Ω อยู่ภายใน 1 ตัว และมีช่องสำหรับต่อกับตัวต้านทาน 50 Ω จากเครื่องวัดในตำแหน่งที่ทำการวัดและมีสวิตช์สำหรับเลือกได้ว่า จะให้เครื่องวัดทำการวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่งไลน์กับกราวด์หรือนิวทรอลกับกราวด์ ดังในรูปที่ 2.19(ข)

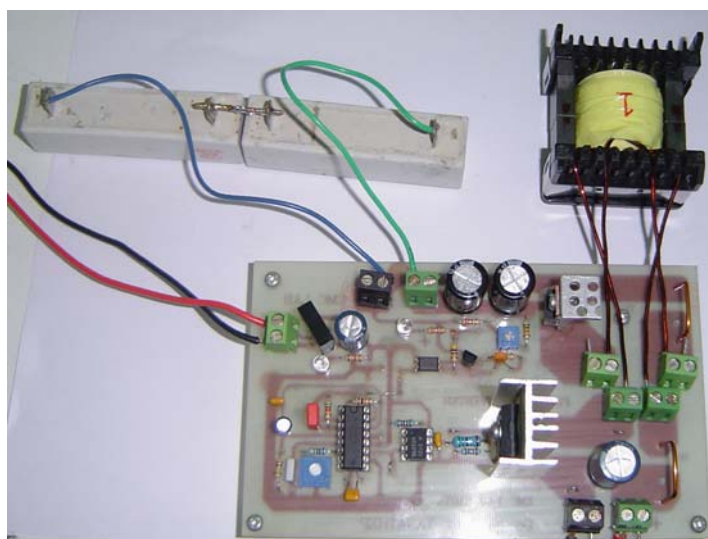
3. EUT คือ วงจรที่จะทำการวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ดังในรูปที่ 2.19 (ก) ซึ่งก็คือวงจรที่เป็นต้นกำเนิดของสัญญาณรบกวน ในงานวิจัยนี้ EUT ก็คือวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดฟลายแบ็ค



(ก) EMC Analyzer



(ข) LISN



(ค) EUT: วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.19 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

2.8 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการแนะนำพื้นฐานและทำความรู้จักเกี่ยวกับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยมีกล่าวถึงการเกิดการรบกวนในโหมดต่างๆ แหล่งการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และแนะนำมาตรฐานที่เกี่ยวข้องในการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโดยสังเขป และได้อธิบายถึงวิธีการวัดและเครื่องมือวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ใช้ในงานวิจัยนี้

บทที่ 3

ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

3.1 บทนำ

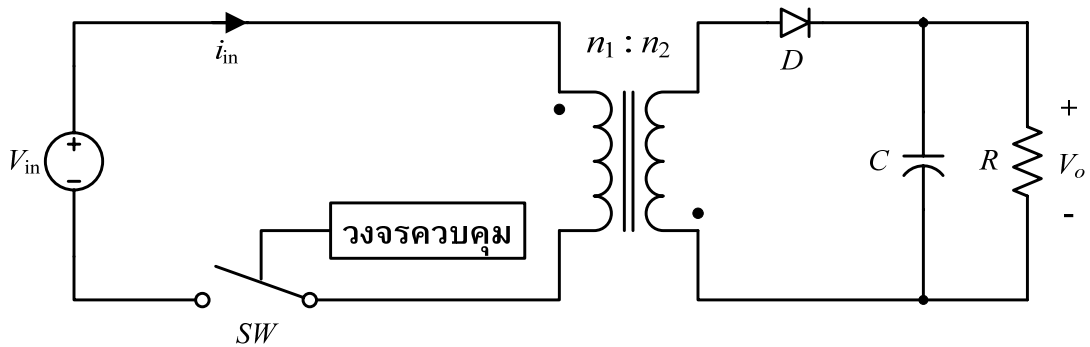
ในบทนี้เป็นการอธิบายถึงหลักการทำงานพื้นฐานของวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการแยกจากกันทางไฟฟ้าด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ชนิดฟลายแบ็ก (Flyback Converter) และในส่วนถัดไปเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในวงจรแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ (Switching Power Supply หรือ Switched-Mode Power Supply) และความหมายของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง รวมถึงรูปแบบการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแบบต่างๆ ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

3.2 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (DC-DC Converter) ที่มีการแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolated) ด้วยหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงนั้นมีด้วยกันหลายรูปแบบ เช่น วงจรฟลายแบ็ก (Flyback) วงจรฟอร์เวิร์ด (Forward) วงจรพุช-พูล (Push-Pull) วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half-Bridge) และวงจรฟูลบริดจ์ (Full-Bridge) แต่ในที่นี้มีกล่าวถึงเฉพาะวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์เท่านั้น โดยการใช้หม้อแปลงไฟฟ้าเป็นตัวในการส่งถ่ายพลังงานนั้นมีข้อดีเช่น

- แรงดันด้านออกสามารถมีได้หลายค่าจากหม้อแปลงไฟฟ้าเพียงตัวเดียว
- แรงดันด้านออกสามารถเป็นไฟบวกหรือไฟลบก็ได้
- ระดับของแรงดันด้านออกไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันด้านเข้า
- มีการแยกขาดกันทางไฟฟ้าระหว่างด้านเข้าและด้านออก ทำให้ผู้ใช้มีความปลอดภัยมากขึ้น

จากวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงชนิดต่างๆ ดังได้กล่าวข้างต้นนั้น วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้น เป็นวงจรที่มีจำนวนอุปกรณ์หลักที่จำเป็นต้องใช้ในวงจรน้อยที่สุดโดยยังสามารถทำงานได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยมีเพียง สวิตช์ หม้อแปลง ไดโอด และตัวเก็บประจุ อย่างละตัวเท่านั้นก็สามารถทำงานได้



รูปที่ 3.1 วงจรพื้นฐานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้นคำว่าฟลายแบ็ก นั้นได้มาจากลักษณะการทำงานของหม้อแปลงคือหม้อแปลงจะเก็บพลังงานในช่วงที่สวิตช์ปิดวงจร และจะส่งถ่ายพลังงานให้ภาระทางด้านออกเมื่อสวิตช์เปิดวงจร ด้วยลักษณะการทำงานแบบนี้คอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้จึงถูกเรียกว่า ฟลายแบ็ก และรายละเอียดจะได้กล่าวในส่วนถัดไป ในขณะที่วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ นั้นเมื่อสวิตช์ปิดวงจรหม้อแปลงก็จะทำหน้าที่ส่งถ่ายพลังงานออกให้ภาระทางด้านออกทันที โดยฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้นนิยมใช้งานกับแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ชิ่ง ที่มีกำลังขาออกในช่วง 5 วัตต์ ถึง 200 วัตต์ [31] แต่มีข้อเสียคือ แรงดันด้านออกที่ได้จะมีค่าแรงดันระลอกคลื่น (ripple voltage) ค่อนข้างสูง

3.2.1 หลักการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.1 โดยสามารถอธิบายการทำงานของวงจรได้ดังนี้คือ เมื่อสวิตช์ทำงานโดยนำกระแส (On) และหยุดนำกระแส (Off) สลับกันไป เมื่อสวิตช์นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิ (I_p) แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิ พันอยู่ในลักษณะกลับทิศกัน ดังนั้น ในขณะที่ สวิตช์นำกระแส ไคโอด D จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังโหลด R พลังงานจึงถูกสะสมอยู่ที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง เมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงยุบตัวตัดขดลวด ทำให้มีการกลับชั่วของแรงดันที่ขดทุติยภูมิ ดังนั้นไคโอด D จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ที่ขดปฐมภูมิ จะถูกส่งถ่ายไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดและตัวเก็บประจุเอาต์พุต C ได้ และเมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการที่ (3.1) โดยจากสมการจะเห็นได้ว่า วงจรสามารถเปลี่ยนค่าแรงดันได้ด้วยการเพิ่มหรือลดช่วงเวลานำกระแส (t_{ON}) ของ สวิตช์แต่ค่าดีวีไอซ์เกิลของสวิตช์ต้องมีค่าไม่ควรเกิน 50%

$$V_{OUT} = \frac{t_{ON} \times (n_S / n_P)(V_{in} - V_{CE(SAT)})}{T - t_{ON}} - V_D \quad (3.1)$$

โดยที่	T	คือ คาบเวลาการทำงานของ สวิตช์ เป็นวินาที
	t_{ON}	คือ ช่วงเวลาที่ สวิตช์ นำกระแสเป็นวินาที
	n_P	คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ เป็นรอบ
	n_S	คือ จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ เป็นรอบ
	V_{OUT}	คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์
	V_{IN}	คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์
	$V_{CE(SAT)}$	คือ แรงดันตกคร่อม สวิตช์ ขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว เป็นโวลต์
	V_D	คือ แรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส เป็นโวลต์

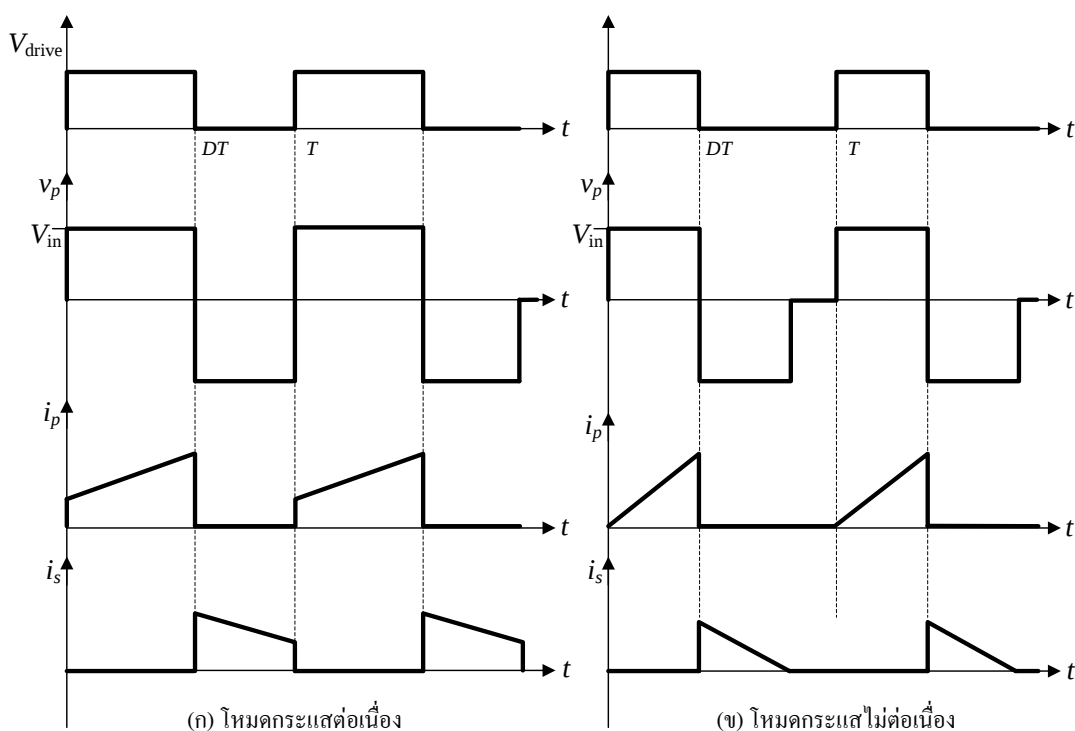
3.2.2 โหมดการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

(ก) โหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Current Mode: CCM)

จากรูปที่ (3.2ก) ถ้าคาบเวลา T มีค่าคงที่ เมื่อเพิ่มช่วงเวลานำกระแส t_{on} ของสวิตช์ให้มากขึ้น ช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{off} ก็จะมีค่าน้อยลง และกระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิ จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามเวลาไปด้วย แต่เนื่องจากช่วงเวลาหยุดนำกระแส t_{off} มีค่าน้อย กระแสที่ขดทุติยภูมิ ไม่สามารถลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ได้ทันภายในช่วงเวลา t_{off} จึงยังคงมีพลังงานบางส่วนเหลือค้างอยู่ในขดปฐมภูมิ และเนื่องจากกระแสไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ทันทีทันใด เมื่อสวิตช์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง กระแสที่ขดปฐมภูมิ จึงต้องเริ่มต้นด้วยค่าของกระแสของขดทุติยภูมิ สุดท้ายที่ลดลง แล้วคูณด้วยอัตราส่วนจำนวนรอบ n_S/n_P การทำงานในลักษณะนี้ เราจะเรียกว่า การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

(ข) โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Current Mode: DCM)

เราสามารถบอกได้ว่าวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องก็ต่อเมื่อ ในขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแส พลังงานที่ถูกสะสมไว้ในขดปฐมภูมิ ได้ถูกส่งถ่ายออกไปยังขดทุติยภูมิจนหมด กล่าวคือกระแสที่ไหลในขดทุติยภูมิ มีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ ก่อนที่สวิตช์จะเริ่มนำกระแสอีกครั้ง คือลักษณะของกระแสแสดงในรูปที่ (3.2ข)

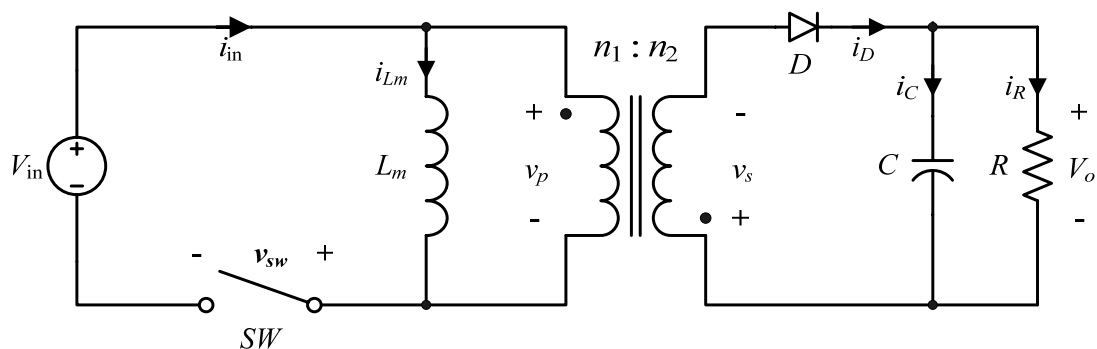


รูปที่ 3.2 รูปคลื่นของโหมดการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

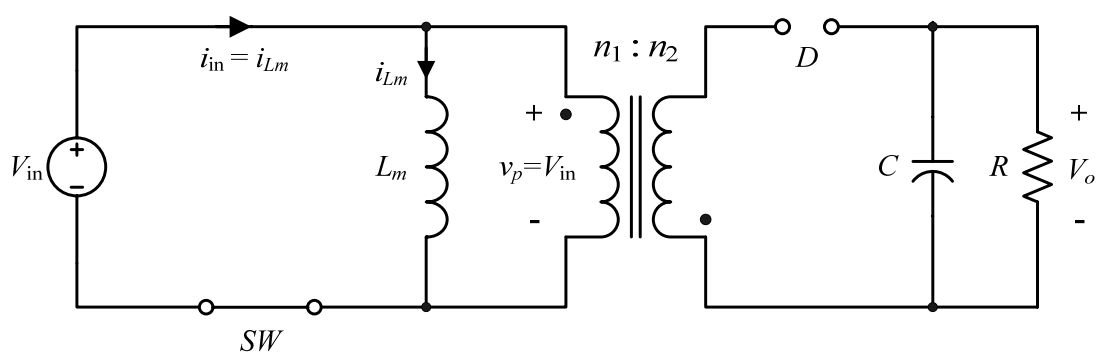
3.2.3 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้นจะแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 2 โหมดคือโหมดกระแสต่อเนื่อง และโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง โดยใช้วงจรสมมูลเพื่อวิเคราะห์การทำงานของวงจรแสดงในรูปที่ 3.3 ถึงรูปที่ 3.5 [33] และเพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจร จะกำหนดการพิจารณาการทำงานของสวิตช์ทั้งสองสถานะคือ ขณะสวิตช์ปิดวงจรและขณะสวิตช์เปิดวงจร และกำหนดเงื่อนไขของการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

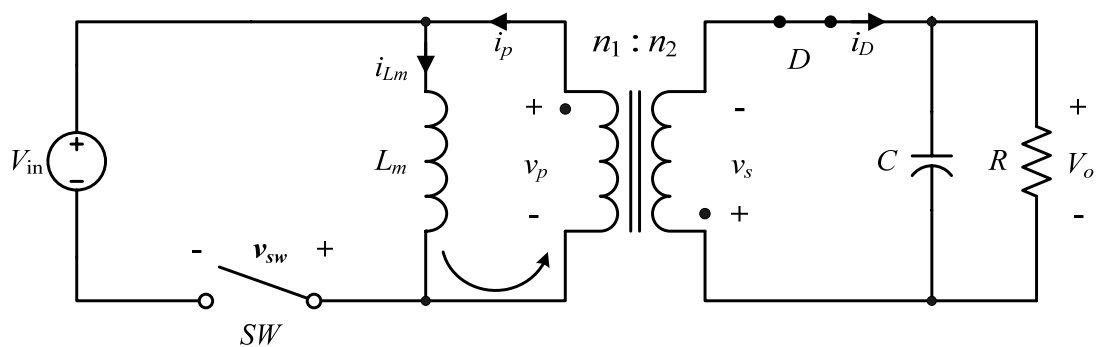
1. อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทั้งหมดถือว่าเป็นแบบอุดมคติ
2. วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าจะมีค่าตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (Magnetizing inductor : L_m) ขนานอยู่กับขดลวดด้านปฐมภูมิ (n_p) เท่านั้น
3. ตัวเก็บประจุด้านออกมีขนาดใหญ่มาก จนถึงได้ว่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรมีค่าคงที่
4. พิจารณาวงจรขณะที่ทำงานในสภาวะคงตัวเท่านั้น ซึ่งหมายถึง แรงดันและกระแสไฟฟ้าจะเป็นสัญญาณรายคาบ
5. ค่าดีวีไอซีเกิด ของสวิตช์ D จะมีช่วงเวลาขณะนำกระแสเท่ากับ DT และมีช่วงเวลา ขณะไม่นำกระแสเท่ากับ $(1-D)T$



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.4 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์นำกระแส



รูปที่ 3.5 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

3.2.3.1 การวิเคราะห์กรณีโหมดกระแสต่อเนื่อง

(ก) กรณีสวิตช์นำกระแส

พิจารณาด้านเข้าของหม้อแปลงไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.4

$$V_{in} = V_p = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (3.2)$$

หรือจัดรูปใหม่จะได้

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{DT} = \frac{V_{in}}{L_m} \quad (3.3)$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้า จะเท่ากับ

$$(\Delta i_{Lm})_{closed} = \frac{V_p DT}{L_m} \quad (3.4)$$

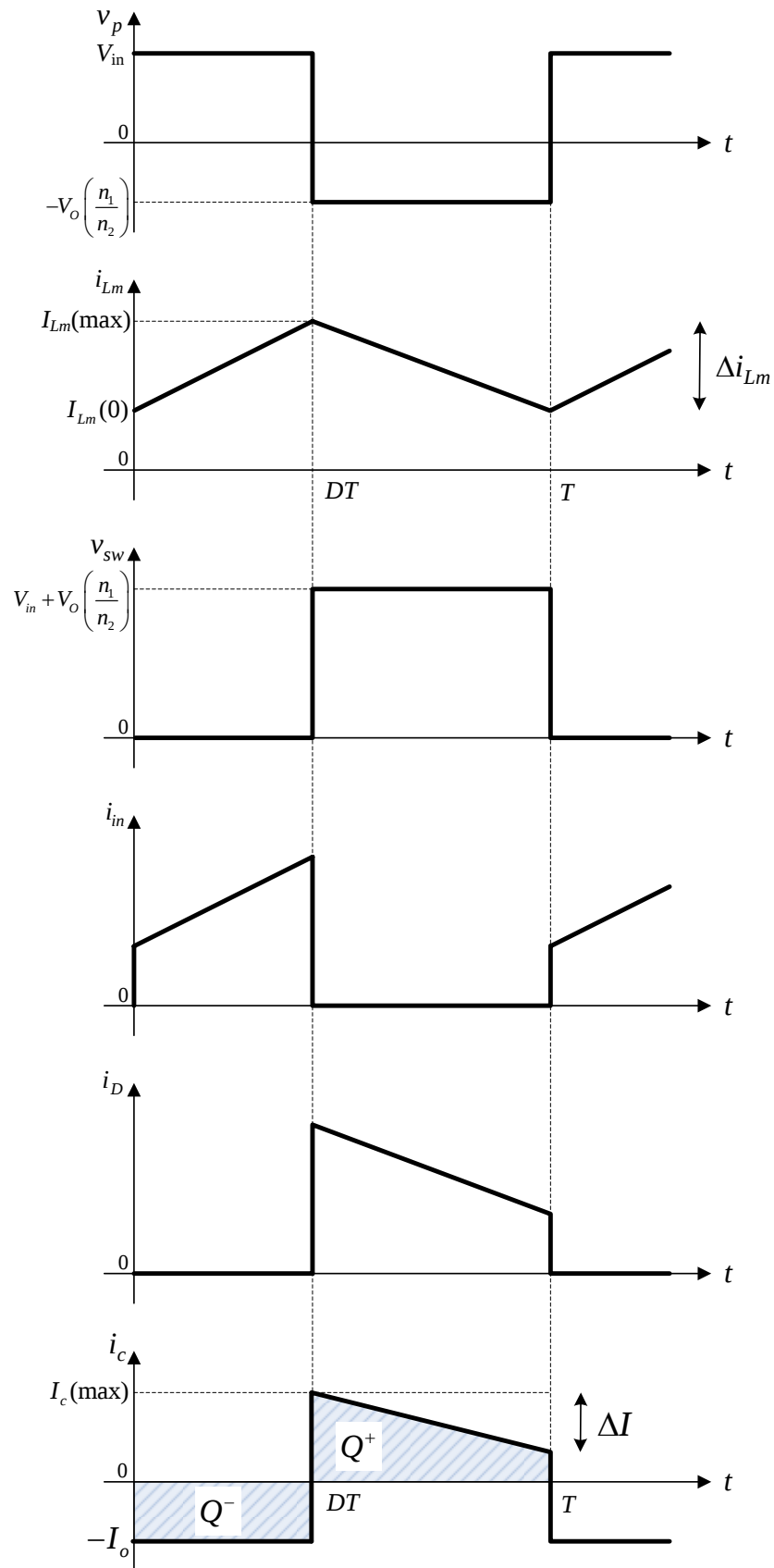
เมื่อพิจารณาทางด้านขดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจะได้

$$v_s = v_p \left(\frac{n_2}{n_1} \right) = V_{in} \left(\frac{n_2}{n_1} \right) \quad (3.5)$$

$$v_D = -V_o - V_{in} \left(\frac{n_2}{n_1} \right) < 0 \quad (3.6)$$

$$i_2 = 0, i_1 = 0 \quad (3.7)$$

เมื่อพิจารณาด้านขดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากไดโอดถูกไบอัสกลับทำให้ไม่นำกระแสเป็นผลทำให้กระแสไฟฟ้าด้านขดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (i_2) มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งหมายถึงกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (i_1) ก็จะมีค่าเท่ากับศูนย์เช่นกัน ในขณะที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า สวิตช์กำลังนำกระแส เป็นผลทำให้เกิดกระแสทำแม่เหล็กสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) เท่านั้น ซึ่งในทางอุดมคติจะถือว่ากระแสไฟฟ้าทำแม่เหล็กมีค่าน้อยมาก จนถึงได้ว่ากระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้ามีค่าเป็นศูนย์เช่นกัน ดังแสดงในสมการที่ (3.7)



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

(ข) กรณีสวิตช์ไม่นำกระแส

รูปที่ 3.6 เป็นวงจรฟลายแบ็กกรณีสวิตช์ไม่นำกระแส เมื่อสวิตช์เปลี่ยนสถานะจากนำกระแสมาเป็นไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กจะไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ เป็นผลทำให้ยังคงมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฏิกิริยาของหม้อแปลงไฟฟ้าอยู่ โดยกระแสไฟฟ้า (i_{Lm}) จะไหลเข้าจุดที่ไม่มีขั้ว (undotted) ด้านขดลวดปฏิกิริยา และกระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิจะไหลออกจากจุดที่ไม่มีขั้วและแรงดันไฟฟ้าจะเป็นบวก ณ จุดที่ไม่มีขั้วเช่นกัน ซึ่งจะทำให้ไดโอดได้รับไบอัสตรงและนำกระแส แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกมีค่าคงที่เท่ากับ V_o ทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำ L_m ด้านขดลวดปฏิกิริยาเท่ากับ $-V_o$ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$v_s = -V_o$$

$$v_p = v_s \frac{n_1}{n_2} = -V_o \frac{n_1}{n_2}$$

$$v_p = -V_o \frac{n_1}{n_2} = L_m \frac{di_m}{dt} \quad (3.8)$$

แรงดันและกระแสไฟฟ้าขณะสวิตช์ไม่นำกระแสจะมีค่าเท่ากับ

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{(1-D)T} = -\frac{V_o}{L_m} \cdot \frac{n_1}{n_2} \quad (3.9)$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าจะเท่ากับ

$$(\Delta i_{Lm})_{opened} = \frac{-V_o(1-D)T}{L_m} \cdot \frac{n_1}{n_2} \quad (3.10)$$

เนื่องจากค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m จะต้องมีความเท่ากับศูนย์ หรือ $(\Delta i_{Lm})_{closed} + (\Delta i_{Lm})_{opened} = 0$ ดังนั้น จากสมการที่ (3.4) และ (3.10) จะได้

$$\left(\frac{V_{in}DT}{L_m} \right) - \left(\frac{V_o(1-D)T}{L_m} \cdot \frac{n_1}{n_2} \right) = 0 \quad (3.11)$$

จะได้ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกเท่ากับ

$$V_o = V_{in} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot \frac{n_2}{n_1} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.11) จะสังเกตเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกของวงจรฟลายแบ็กสามารถกำหนดได้โดยเปลี่ยนอัตราส่วนของหม้อแปลงไฟฟ้า (transformer ratio) เท่านั้น

สำหรับค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอดด้านออก ตัวเก็บประจุด้านออก และแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์จะสามารถหาได้ดังนี้

$$i_D = -i_p \left(\frac{n_1}{n_2} \right) = i_{Lm} \left(\frac{n_1}{n_2} \right) \quad (3.13)$$

$$v_{sw} = V_{in} - v_p = V_{in} + V_o \left(\frac{n_1}{n_2} \right) \quad (3.14)$$

$$i_C = i_D - i_R = i_{Lm} \left(\frac{n_1}{n_2} \right) - \frac{V_o}{R} \quad (3.15)$$

พิจารณาสมการที่ (3.4) จะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์หรือแรงดันเค้น (voltage stress) จะมีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายเท่ากับ $V_o (n_1/n_2)$ สำหรับรูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันไฟฟ้าได้แสดงไว้รูปที่ 3.6

ในอุดมคติ ค่ากำลังไฟฟ้าที่โหลดตัวด้านทานจะต้องมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่ป้อนจากแหล่งจ่าย

$$P_s = P_o \quad (3.16)$$

หรือ

$$V_{in} I_{in} = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.17)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าด้านเข้าเฉลี่ย (I_{in}) จะสัมพันธ์กับค่ากระแสทำแม่เหล็กเฉลี่ย I_{Lm} ดังนี้

$$I_{in} = \frac{(I_{Lm})DT}{T} = (I_{Lm})D \quad (3.18)$$

แทนค่าสมการที่ (3.18) ลงในสมการ (3.17) เพื่อหาค่ากระแสไฟฟ้า I_{Lm}

$$V_{in} I_{Lm} D = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.19)$$

$$I_{Lm} = \frac{V_o^2}{V_{in} \cdot D \cdot R} \quad (3.20)$$

แทนค่าแรงดันไฟฟ้า V_o ในสมการที่ (3.11) ลงในสมการที่ (3.20) จะได้

$$I_{Lm} = \frac{V_{in} D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 = \frac{V_o}{(1-D) R} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1} \right) \quad (3.21)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุด และต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m จะสามารถหาได้จากสมการที่ (3.21) และ (3.4) มีค่าเท่ากับ

$$I_{Lm}(\max) = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2}$$

$$I_{Lm}(\max) = \frac{V_{in} D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 + \frac{V_{in} D T}{2L_m} \quad (3.22)$$

$$I_{Lm}(0) = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2}$$

$$I_{Lm}(0) = \frac{V_{in} D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 - \frac{V_{in} D T}{2L_m} \quad (3.23)$$

กรณีการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง จะต้องทำให้ค่ากระแสไฟฟ้า $I_{Lm}(0)$ ในสมการที่ (3.23) มีค่ามากกว่าศูนย์ และที่ขอบเขตระหว่างโหมดนำกระแสแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องจะอยู่ที่เงื่อนไข

$$I_{Lm,\min} = 0 \quad (3.24)$$

$$\frac{V_{in} D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 = \frac{V_{in} D}{2L_m f_s} \quad (3.25)$$

โดยที่ f_s หมายถึง ความถี่สวิตชิ่ง

โดยค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) ต่ำสุดที่ทำให้กระแสไฟฟ้ายังคงไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง จะเท่ากับ

$$(L_m)_{\min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f_s} \cdot \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \quad (3.26)$$

การคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากขอดึงขอดของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ สามารถหาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุดังรูปที่ 3.6 โดยในการคิดในช่วงที่กระแสเป็นลบดังสมการที่ (3.27) ก็เนื่องจากค่าผลรวมของกระแสใน 1 รอบนั้นต้องเป็นศูนย์ ซึ่งพื้นที่ในรูปสี่เหลี่ยมก็จะเท่ากับพื้นที่ในสี่เหลี่ยมคางหมูนั่นเอง ดังนั้นจึงใช้พื้นที่ในรูปสี่เหลี่ยมมาคำนวณซึ่งสามารถคำนวณได้สะดวกกว่านั่นเอง

$$\Delta Q^- = (DT)(I_o) \quad (3.27)$$

$$C\Delta V_c = (DT)(I_o) \quad (3.28)$$

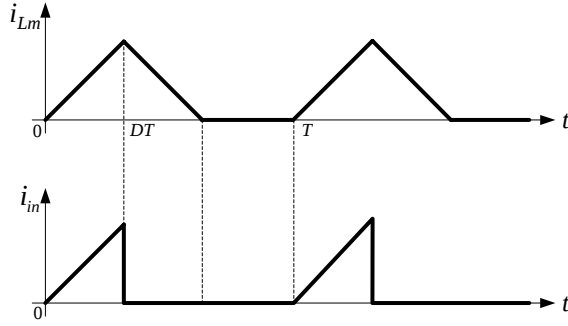
$$\Delta V_o = \frac{DTV_o}{RC} \quad (3.29)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.30) ถ้าต้องการจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก ทำได้โดยการลดค่า D ให้เข้าใกล้ศูนย์ หรือการเพิ่มค่าโหลด หรือเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุหรือเพิ่มค่าความถี่ในการสวิตช์ให้สูงขึ้น

3.2.3.2 การวิเคราะห์กรณีโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

สำหรับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์เมื่อทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องนั้น กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_m จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่อสวิตช์นำกระแส ซึ่งจะเหมือนกับกรณีโหมดกระแสต่อเนื่อง อย่างไรก็ตามกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านจะค่อยๆ ลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ลักษณะกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่องของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

สมการกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน L_m ขณะที่สวิตช์นำกระแสจะมีค่าเท่ากับค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งจะเหมือนกับสมการที่ (3.4) หรือเท่ากับ

$$I_{L_m}(\max) = \frac{V_{in}DT}{L_m} \quad (3.31)$$

ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าในวงจร โดยถ้ากำหนดให้อุปกรณ์ทั้งหมดเป็นอุดมคติจะได้ ค่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าจะเท่ากับค่ากำลังไฟฟ้าด้านออก หรือ $P_s = P_o$ ดังนั้นจะได้

$$V_{in}I_{in} = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.32)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าด้านเข้าเฉลี่ยจะหมายถึงพื้นที่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 3.7 หาด้วยคาบเวลาสวิตชิง จะได้

$$I_{in} = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{V_{in}DT}{L_m}\right) (DT) \left(\frac{1}{T}\right) \quad (3.33)$$

ดังนั้นจะได้

$$I_{in} = \frac{V_{in}D^2T}{2L_m} \quad (3.34)$$

แทนค่าลงในสมการ (3.32) จะได้

$$\frac{V_{in}^2D^2T}{2L_m} = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.35)$$

เมื่อแก้สมการที่ (3.35) จะได้ค่าแรงดันไฟฟ้าค่านอกเท่ากับ

$$V_o = V_{in} D \sqrt{\frac{RT}{2L_m}} = V_{in} D \sqrt{\frac{R}{2L_m f_s}} \quad (3.36)$$

3.3 ทฤษฎีพื้นฐานอุปกรณ์แม่เหล็ก

3.3.1 คุณสมบัติของสารแม่เหล็ก

ประเภทของสารแม่เหล็กสามารถแบ่งออกได้เป็นสามชนิดด้วยกัน[1] คือ

- ไดอาแมกเนติก (Diamagnetic) ได้แก่ สารที่ไม่สามารถซาบซึมสนามแม่เหล็กได้น้อยกว่า 1 ($\mu_r < 1$) ยกตัวอย่างเช่น ทองแดง (copper) เงิน (silver) และทอง (gold) เป็นต้น
- พาราแมกเนติก (Paramagnetic) ได้แก่ สารที่สามารถซาบซึมสนามแม่เหล็กได้เล็กน้อย ($\mu_r > 1$) ยกตัวอย่างเช่น อากาศ โครเมียม (chromium) แพลตตินัม (platinum) และอะลูมิเนียม (aluminum) เป็นต้น
- เฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic) ได้แก่ สารที่สามารถซาบซึมสนามแม่เหล็กได้มาก ($\mu_r \gg 1$) ยกตัวอย่างเช่น เหล็ก (iron) นิกเกิล (nickel) โคบอลต์ (cobalt) และเหล็กอัลลอยด์ (iron alloys) เป็นต้น

ค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก (magnetic field intensity; H) สำหรับวัสดุหนึ่งๆจะขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างอิเล็กตรอนที่อยู่ในวัสดุนั้นๆกับความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (magnetic flux density; B) โดยอัตราส่วนของความสัมพันธ์ดังกล่าว (μ) จะขึ้นอยู่กับชนิดของเนื้อสารนั้นๆ โดยสามารถเขียนเป็นสมการได้คือ $B = \mu H$ โดยจะนิยาม μ ว่าเป็นค่าความซาบซึมแม่เหล็ก (magnetic permeability) สำหรับที่สุญญากาศ (Vacuum) และสารที่ไม่ใช่เฟอร์โรแมกเนติก (non-ferromagnetic) โดยส่วนใหญ่ ค่าความซาบซึมได้จะมีค่าคงที่ ซึ่งหมายถึงค่าความเข้มสนามแม่เหล็กจะแปรผันโดยตรงกับค่าความหนาแน่นสนามไฟฟ้า และที่สุญญากาศจะได้ค่าความซาบซึมได้ซึ่งเป็นค่าคงที่เท่ากับ $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ (H/m)}$ ทำให้สามารถนิยามค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ (μ_r ; relative permeability) ได้จากความสัมพันธ์ $\mu = \mu_0 \mu_r$ ซึ่งเป็นสมการทั่วไปที่ใช้สำหรับอธิบายคุณลักษณะของวัสดุแม่เหล็กต่างๆ

ในทางปฏิบัติค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ สำหรับไดอาแมกเนติกและพาราแมกเนติกจะไม่ค่อยแตกต่างจากค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ของอากาศเท่าไรนัก เพราะทั้งสองชนิดต่างก็มีค่า $\mu_r \approx 1$ จึงเป็นผลทำให้อุปกรณ์แม่เหล็กสำหรับอิเล็กทรอนิกส์กำลัง จึงนิยมใช้สารจำพวกเฟอร์โรแมกเนติกในการออกแบบ

3.3.2 ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก

ความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) มีความสัมพันธ์กับความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ดังนี้

$$B = \mu H \quad (3.37)$$

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (3.38)$$

เมื่อ B มีหน่วยคือ Wb/m^2 หรือ เทสลา (T) และ

μ = ความซาบซึมแม่เหล็ก (magnetic permeability) ของตัวกลาง มีหน่วย H/m

μ_0 = คือความซาบซึมได้ที่สุญญากาศจะเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

μ_r = คือความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์ ที่มีค่าตั้งแต่ 1 เท่าของสุญญากาศไปจนถึงหลักหมื่น

3.3.3 กฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าของฟาราเดย์

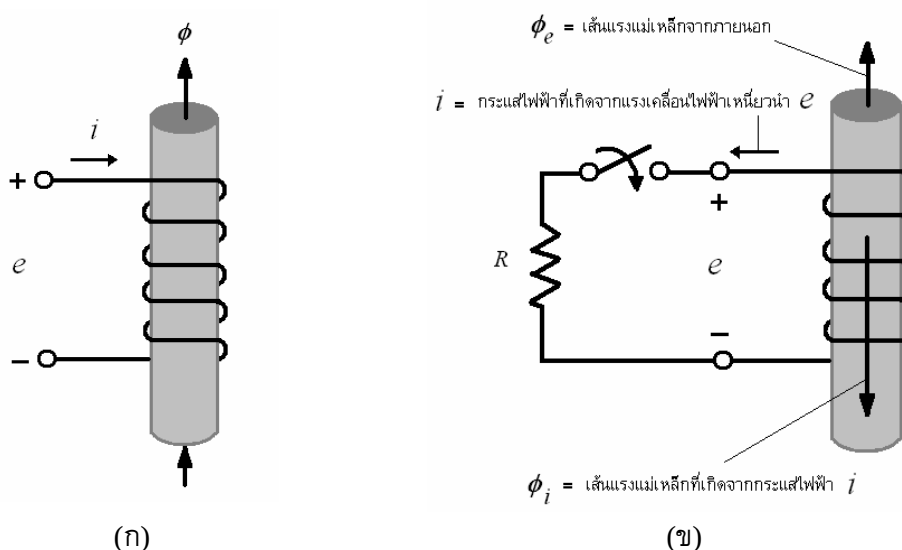
เมื่อพิจารณาถึงขดลวดทองแดงที่อยู่กับที่ ไม่ว่าจะเป็นในกรณีที่มีหรือไม่มีแกนแม่เหล็ก ดังในรูปที่ 3.8 (ก) กำหนดให้แรงดันไฟฟ้าเป็นบวกเมื่อมีกระแสไฟฟ้าเป็นบวกไหลเข้า ทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าจะเป็นไปตามกฎมือขวา ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กจะมีทิศทางไหลขึ้น และจากกฎของฟาราเดย์ “แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจากขดลวดทองแดงซึ่งมีสนามแม่เหล็กเกี่ยวข้องที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะมีค่าแปรผันตรงกับจำนวนรอบของขดลวดทองแดง N และอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ ” จึงสรุปได้ว่าวงจรแม่เหล็กที่ได้รับการทำแม่เหล็กด้วยระบบไฟฟ้ากระแสสลับนั้นจะทำให้เกิดค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นที่ขดลวดทองแดง ดังในสมการที่ (3.39)

$$e = -\frac{d(N\phi)}{dt} = -N \frac{d\phi}{dt} = -\frac{d\lambda}{dt} \quad (3.39)$$

โดยที่ชั่วของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำนั้นสามารถอธิบายได้จากกฎของเลนซ์ (Lenz's law) เรื่องการเหนี่ยวนำแม่เหล็กไฟฟ้า จากกฎของเลนซ์ที่กล่าวว่า “แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะต้องมีทิศทางที่ต้านการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวข้องซึ่งทำให้เกิดมันขึ้นมา”

สมมติว่ามีการเปลี่ยนแปลงเส้นแรงแม่เหล็กภายนอก (ϕ_e) อันเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้น ชั่วของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะเป็นไปตามการทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลต้านการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวข้อง (flux linkage: λ) เช่นใน

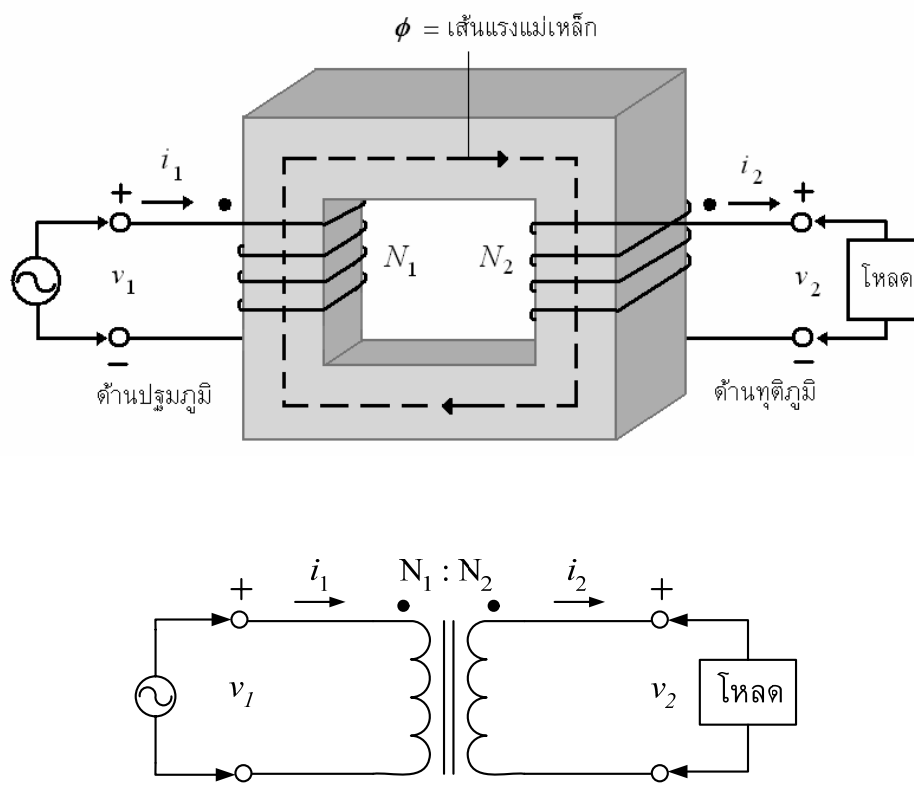
รูปที่ 3.8 (ข) เมื่อ ϕ_e มีค่าเปลี่ยนแปลงมากขึ้น ขั้วของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะได้จากการต่อความต้านทานคร่อมขดลวดทองแดง กระแสไฟฟ้าก็จะไหลออกจากขั้วบน โดยคิดจากกฎมือขวา และเพื่อที่จะต้านกับการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวคล้อง (ϕ_e) ทิศทางของกระแสไฟฟ้าที่เกิดจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะสร้าง ϕ_i ในทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของ ϕ_e จึงกล่าวได้ว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้น จะมีค่าเป็นบวกที่จุดต่อด้านบนเมื่อเทียบกับจุดต่อด้านล่าง



รูปที่ 3.8 (ก) ทิศทางเส้นแรงแม่เหล็กและขั้วแรงดัน (ข) กฎของเลนซ์ [1]

3.4 ทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้า

พื้นฐานของหม้อแปลงไฟฟ้าจะประกอบไปด้วย ขดลวดทองแดงอย่างน้อยสองขดพันรอบแกนแม่เหล็ก โดยขดลวดทองแดงด้านที่รับพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายพลังงานจะเรียกว่าขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ (Primary) ในขณะที่ขดลวดทองแดงที่ต่ออยู่กับด้านโหลดจะเรียกว่าขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิ (Secondary) โดยการส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้าจากด้านแหล่งจ่ายไปยังโหลดจะอาศัยสนามแม่เหล็กเป็นตัวกลางในการส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้า



รูปที่ 3.9 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางอุดมคติ [1]

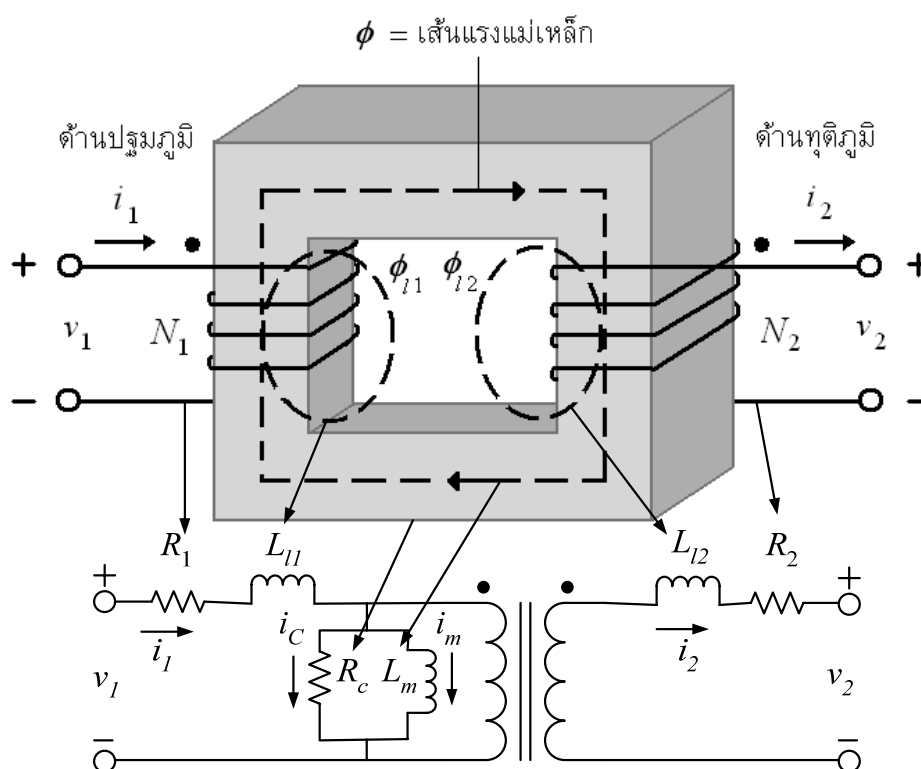
จากรูปที่ 3.9 สามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิได้คือ $N_1 i_1 = N_2 i_2$ และจากกฎของฟาราเดย์จะได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดปฐมภูมิเท่ากับ $v_1 = e_1 = N_1 (d\phi/dt)$ และเนื่องจากที่ขดทุติยภูมิเส้นแรงแม่เหล็กจะเป็นตัวเดียวกับที่ขดปฐมภูมิเนื่องจากไม่คิดค่าความต้านทานแม่เหล็กของแกน ดังนั้นจะได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดทุติยภูมิเท่ากับ $v_2 = e_2 = N_2 (d\phi/dt)$ ทำให้ได้ความสัมพันธ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าในอุดมคติคือ

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1} \quad \text{โดย} \quad \frac{d\phi}{dt} \neq 0 \quad (3.40)$$

จากสมการที่ (3.40) จะได้ว่าหม้อแปลงในอุดมคตินั้นต้องมีค่าของเส้นแรงแม่เหล็กต่อเวลาไม่เท่ากับศูนย์ และไม่มีการสูญเสีย ดังนั้นค่าของกระแสและแรงเคลื่อนไฟฟ้าสามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ด้วยการเปลี่ยนอัตราส่วนจำนวนรอบในการพันขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิต่อด้านทุติยภูมิ (turn ratio)

แต่ในทางปฏิบัตินั้นจะไม่สามารถละทิ้งค่าความต้านทานแม่เหล็กได้ ซึ่งจะมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดปฐมภูมิถึงแม้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ขดทุติยภูมิจะเป็นศูนย์ก็ตาม และเมื่อ

กำหนดให้ค่ากระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิเป็นศูนย์ และเนื่องจากในทางปฏิบัตินั้นค่าความซาบซึมได้ของแกนแม่เหล็กไม่เท่ากับอนันต์เหมือนกับกรณีอุดมคติ ทำให้มีเส้นแรงแม่เหล็กบางส่วนที่ไม่ไหลผ่านแกนแม่เหล็ก แต่จะไหลวนผ่านอากาศแทน ดังนั้นที่ขดปฐมภูมิจะได้เส้นแรงแม่เหล็กเท่ากับ $\phi_1 = \phi_{l1} + \phi$ โดยที่ ϕ_{l1} คือเส้นแรงแม่เหล็กที่รั่วผ่านอากาศดังแสดงในรูปที่ 3.10 ในขณะที่ ϕ คือเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลผ่านแกนแม่เหล็กและตัดผ่านขดลวดทองแดงทุติยภูมิ ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านปฐมภูมิ นอกจากนั้นค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงไฟฟ้านั้นจะแทนด้วยสัญลักษณ์ตัวต้านทานในวงจรสมมูล โดยค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดงที่ใช้พันรอบแกนแม่เหล็กจะแทนด้วยค่าความต้านทาน ได้แก่ R_1 แทนความต้านทานขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิและ R_2 แทนความต้านทานขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิซึ่งขึ้นอยู่กับขนาดและคุณสมบัติของขดลวดทองแดงที่ใช้ ส่วนตัวต้านทาน R_c นั้นเป็นการแทนถึงค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน (core loss) ซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดสำหรับค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าต่อไป ซึ่งวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าในทางปฏิบัติแสดงในรูปที่ 3.10

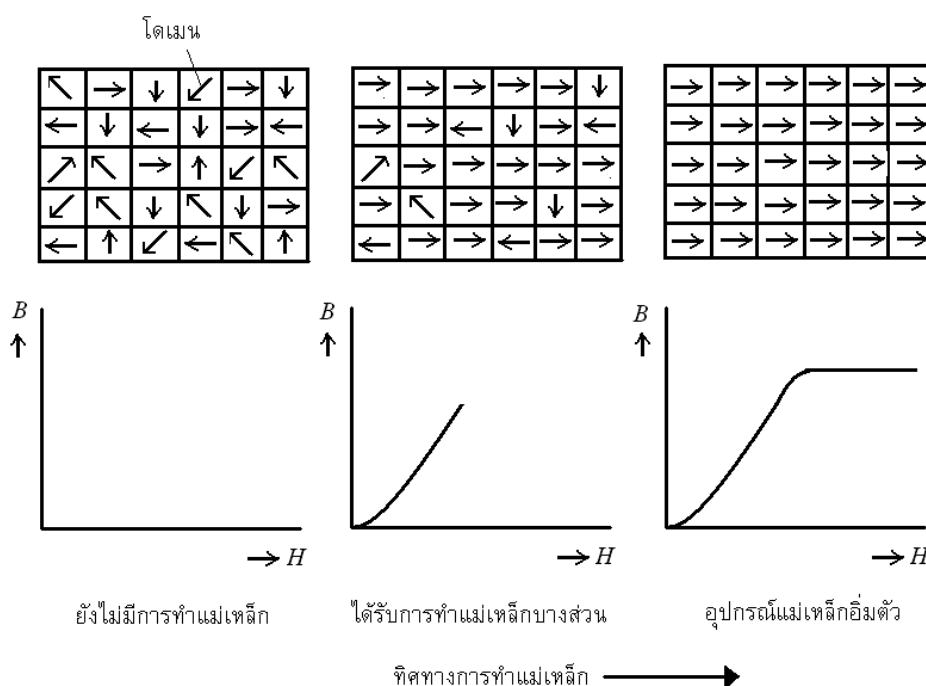


รูปที่ 3.10 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลในทางปฏิบัติ

โดยทั่วไปการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) มีค่ามากๆ เพื่อที่จะทำให้ค่ากระแสทำแม่เหล็ก (magnetizing current) มีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดกระแสไฟฟ้าของโหลด และในกรณีที่แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัวจะส่งผลให้ค่าของตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายถึงหม้อแปลงไฟฟ้าเกิดการลัดวงจรนั่นเอง

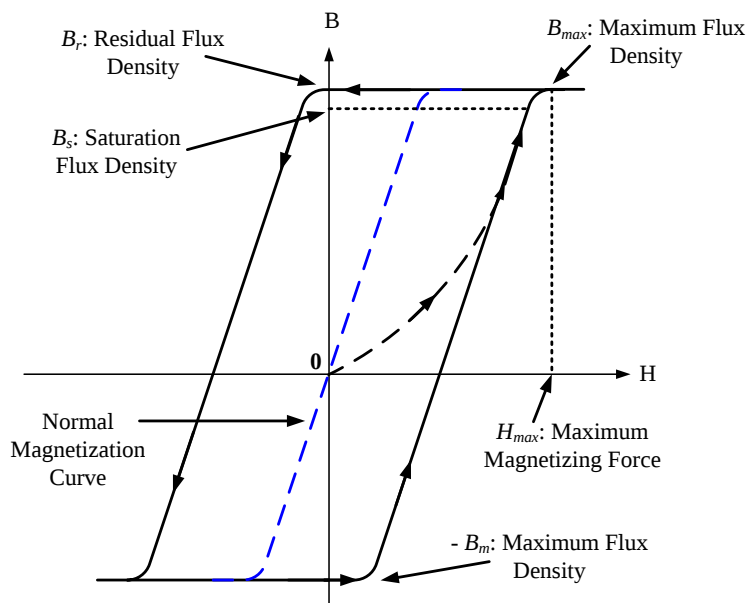
3.4.1 วงรอบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Loop)

เมื่อทำการป้อนสนามแม่เหล็กจากภายนอกให้แก่เนื้อสารเฟอร์โรแมกเนติก การเรียงตัวของโดเมนส่วนใหญ่จะมีทิศทางตามสนามแม่เหล็กจากภายนอก โดยในช่วงนี้การเปลี่ยนแปลงจะเป็นแบบเชิงเส้น จนกระทั่งเนื้อสารนั้นเกิดการอิ่มตัว (Saturate) จะได้กราฟ B-H ดังรูปที่ 3.11 และจะทำให้ค่าความซาบซึมได้จะลดลงอย่างรวดเร็วจนประมาณเท่ากับค่าความซาบซึมได้ของอากาศ (μ_0) และเมื่อทำการลดค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็กลงและทำการวาดกราฟ B-H จะเห็นได้ว่ารูปกราฟที่ได้จะไม่ย้อนกลับมาที่เดิม ซึ่งพฤติกรรมดังกล่าวจะเรียกว่า “ฮิสเทอรีซิส” ดังแสดงในรูปที่ 3.12



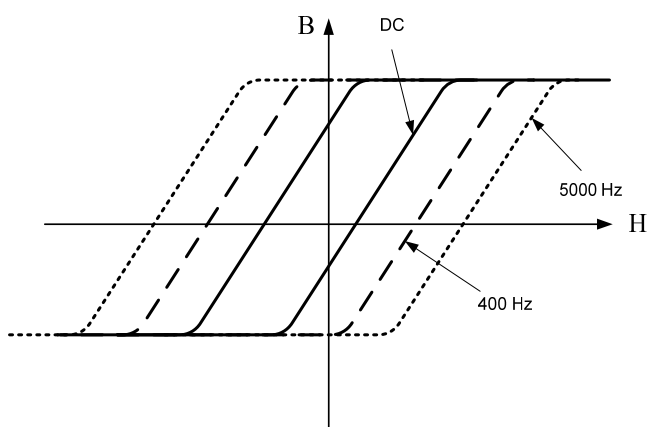
รูปที่ 3.11 การเรียงตัวของโดเมนภายในสารแม่เหล็กเมื่อได้รับการทำแม่เหล็ก [1]

ในการทดสอบสารแม่เหล็กในห้องทดสอบ จะทำการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มสนามแม่เหล็กอย่างช้าๆ ซึ่งวงรอบฮิสเทอรีซิสที่ได้จากการทดสอบในลักษณะดังกล่าวจะเรียกว่า วงรอบฮิสเทอรีซิสไฟฟ้ากระแสตรง (dc hysteresis loop หรือ static hysteresis loop) แต่ถ้าทำการทดสอบสารแม่เหล็กด้วยการเปลี่ยนแปลงค่าความเข้มสนามแม่เหล็กอย่างรวดเร็ว ยกตัวอย่างเช่น เปลี่ยนแปลงด้วยความถี่ 50 Hz วงรอบฮิสเทอรีซิสที่ได้จะขยายใหญ่ขึ้น และยิ่งความถี่สูงมากขึ้น วงรอบฮิสเทอรีซิสก็จะยิ่งขยายใหญ่ขึ้นด้วย [1] ดังแสดงในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.12 วงรอบฮิสเตอร์ซิสไฟฟ้ากระแสตรง [1]

และจะเห็นได้ว่า ที่ความถี่ต่างๆ พลังงานที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กจากค่า B_m ไปเป็น $-B_m$ และกลับไปเป็น B_m อีกครั้ง พลังงานที่ใช้ดังกล่าวจะเรียกว่า ค่าความสูญเสียจากฮิสเตอร์ซิส (Hysteresis loss) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับพื้นที่ของวงรอบฮิสเตอร์ซิสอีกด้วย สาเหตุที่วงรอบฮิสเตอร์ซิสมีขนาดขยายใหญ่ขึ้นเมื่อป้อนความเข้มสนามแม่เหล็กที่ความถี่ค่าต่างๆ เพราะเมื่อความถี่สูงขึ้นก็จะทำให้เกิดจากกระแสวน (Eddy current) ซึ่งเป็นพลังงานสูญเสีย ที่ทำให้วงรอบฮิสเตอร์ซิสขยายใหญ่ขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 3.13



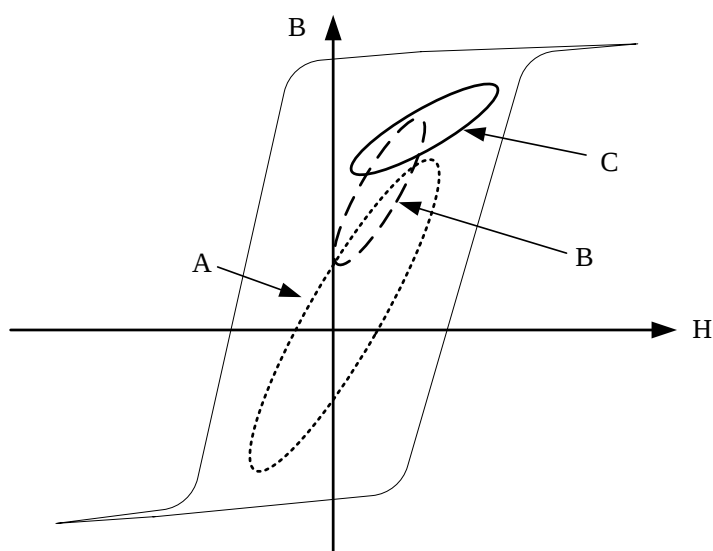
รูปที่ 3.13 ผลกระทบของความถี่ต่อวงรอบฮิสเตอร์ซิส [1]

สำหรับพื้นที่วงรอบฮิสเตอร์ซิสภายในแกนแม่เหล็กของวงจรแปลงผันกำลังแบบต่างๆ จะขึ้นอยู่กับรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าที่ไหลภายในขดลวดทองแดง ซึ่งรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับตำแหน่งของอุปกรณ์แม่เหล็กภายในวงจรดังกล่าว ดังแสดงในรูปที่ 3.14 แสดงความเป็นไปได้ของวงรอบฮิสเตอร์ซิสทั้งสามรูปแบบที่อาจจะเกิดขึ้นภายในวงจรแปลงผันกำลังแบบต่างๆ [5]

วงรอบฮิสเตอร์ซิส A จะเกิดขึ้นในวงจรแปลงผันกำลังที่มีทิศทางของกระแสไฟฟ้าสองทิศทาง เช่น หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ในวงจรแปลงผันกำลังแบบ ฟูลบริดจ์ ฮาร์ฟบริดจ์ และวงจรพูช-พูล

วงรอบฮิสเตอร์ซิส B จะเกิดจากการทำงานในโหมดกระแสแบบไม่ต่อเนื่องของวงจรฟลายแบ็กซึ่งค่ากระแสไฟฟ้าจะลดลงเป็นศูนย์ แต่ทิศทางของกระแสไฟฟ้าจะไม่กลับทิศทางเลย หรือสำหรับวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

วงรอบฮิสเตอร์ซิส C จะเกิดจากการทำงานของตัวเหนี่ยวนำในโหมดกระแสต่อเนื่องของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากค่ากระแสไฟฟ้าจะไม่ลดลงเป็นศูนย์ดังนั้นวงรอบนี้จึงอยู่แต่ในช่วงที่เป็นบวกเท่านั้น โดยหม้อแปลงในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการวิจัยนี้ก็ทำงานอยู่ในช่วงนี้เช่นกัน



รูปที่ 3.14 วงรอบฮิสเตอร์ซิสสำหรับการทำงานในวงจรแปลงผันกำลังแบบต่างๆ

3.4.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง จะประกอบไปด้วย กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน (Core loss) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในทองแดง (Copper loss) นอกจากนั้นการออกแบบ

อุปกรณ์แม่เหล็กที่ดี ควรมีค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์แม่เหล็กดังกล่าว ประมาณ 1 – 5 % ของกำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

3.4.3 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน

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

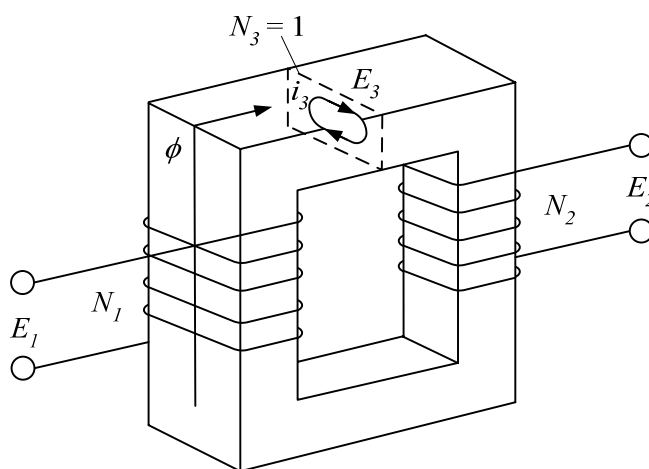
(ก) กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส

กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากฮิสเทอรีซิสเกิดจากเหตุผลดังที่ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น โดยจะขึ้นอยู่กับค่าความซาบซึมแม่เหล็ก (μ) โดยถ้าเลือกแกนแม่เหล็กที่มีค่าความซาบซึมได้สูงๆก็จะทำให้ค่าความสูญเสียจากฮิสเทอรีซิสมีค่าต่ำ และในทำนองกลับกันถ้าเลือกแกนแม่เหล็กที่มีค่าความซาบซึมได้ต่ำๆก็จะทำให้ค่าความสูญเสียจากฮิสเทอรีซิสมีค่าสูง

(ข) กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวน

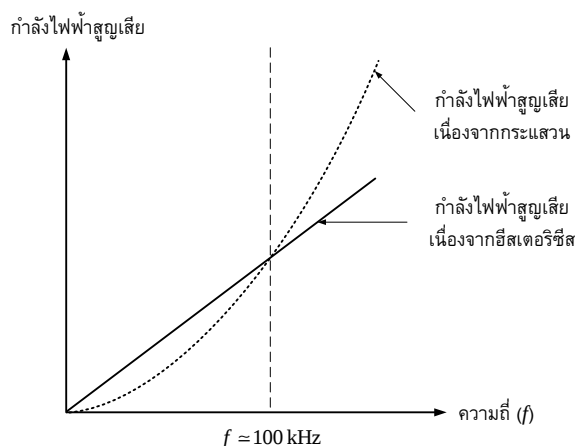
กระแสวนจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นภายในแกนแม่เหล็กดังรูปที่ 3.15 ดังนั้นเมื่อต้องใช้งานที่ความถี่สูงจึงนิยมใช้วิธีการเลือกแกนแม่เหล็ก ที่มีคุณสมบัติความต้านทานไฟฟ้าสูงเช่น แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite cores) ซึ่งสามารถใช้งานได้ตั้งแต่ย่านความถี่ 10 kHz จนถึง 10 MHz โดยแกนแม่เหล็กชนิดนี้จะนิยมใช้ในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

อย่างไรก็ตามบริษัทผู้ผลิตส่วนใหญ่จะระบุค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเป็นหน่วย วัดต่อปริมาตรของแกนแม่เหล็ก (Watts per unit volume) หรือ วัดต่อหน่วยน้ำหนัก (Watts per unit weight) ที่ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กและความถี่สูงสุด



รูปที่ 3.15 แสดงผลของกระแสวนในอุปกรณ์แม่เหล็ก [1]

รูปที่ 3.16 แสดงการเปรียบเทียบผลของกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอร์ซิสกับกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวนต่อความถี่ใช้งาน ซึ่งโดยทั่วไปที่ความถี่ต่ำกว่า 100 kHz กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนแม่เหล็ก โดยส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอร์ซิส ในขณะที่ความถี่ใช้งานสูงกว่า 100 kHz กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนแม่เหล็ก โดยส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวน



รูปที่ 3.16 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอร์ซิสและกระแสวนที่ความถี่ต่างๆ [1]

3.4.4 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในทองแดง

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

(ก) กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรง (Winding DC loss)

กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงหมายถึง กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากค่าความต้านทานไฟฟ้าต่อค่าไฟฟ้ากระแสตรง (R_{dc}) ในสายตัวนำทองแดง สำหรับค่าความต้านทานไฟฟ้ากระแสตรงสามารถหาได้ดังนี้

$$R_{dc} = \rho_c \frac{l}{A} \quad (3.41)$$

- เมื่อ R_{DC} คือ ความต้านทานไฟตรงของขดลวดตัวนำ
 l คือ ความยาวของลวดตัวนำ
 ρ คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะของลวดตัวนำ
 A คือ พื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำ

ซึ่งโดยส่วนใหญ่สายตัวนำทองแดงที่ใช้จะนิยมใช้ทองแดงเป็นส่วนประกอบ โดยที่สายทองแดงดังกล่าวจะมีค่าความต้านทานไฟฟ้าจำเพาะ (ρ_c) ที่อุณหภูมิ 20 °C ประมาณ $1.709 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ อย่างไรก็ตามเมื่อนำไปใช้ที่มีอุณหภูมิใช้งานที่แตกต่างจากค่าที่ระบุ สามารถหาค่าความต้านทานไฟฟ้าในสายทองแดงได้โดยคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ $0.00393/^\circ\text{C}$

(ข) กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ (Winding AC loss)

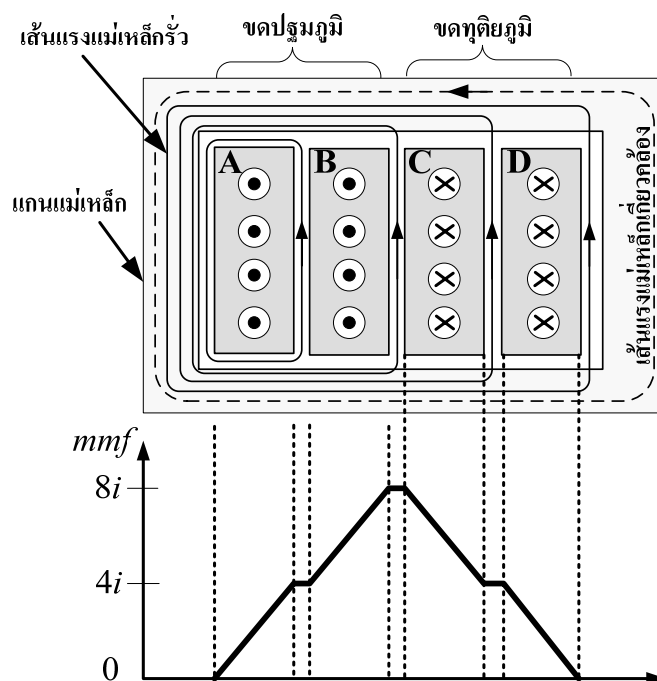
ความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ จะแตกต่างจากความต้านทานไฟฟ้าของตัวนำทองแดงที่ใช้เฉพาะกับไฟฟ้ากระแสตรง เพราะสนามแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับ จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำภายในตัวนำทองแดง ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดกระแสวนภายในตัวนำทองแดงดังกล่าว ทำให้เกิดปรากฏการณ์ที่กระแสไฟฟ้าจะไหลเฉพาะบริเวณผิวของตัวนำทองแดงนั้น ซึ่งจะนิยามได้ว่าเป็น “ปรากฏการณ์ทางผิว” (Skin effect) หรือกระแสวนภายในตัวนำทองแดงอาจจะเกิดจากผลของสนามแม่เหล็ก ที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในตัวนำทองแดงอื่นที่อยู่ใกล้เคียงกับตัวนำดังกล่าว ซึ่งจะเรียกปรากฏการณ์ดังกล่าวว่า “ปรากฏการณ์ความใกล้เคียง” (Proximity effect) โดยที่ปรากฏการณ์ทั้งสองจะเปรียบเสมือนกับเป็นการเพิ่มค่าความต้านทานในขดลวดทองแดง แต่ความต้านทานที่เพิ่มขึ้นดังกล่าวจะเกิดขึ้นเฉพาะเมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับเท่านั้น จึงนิยามว่าเป็น ความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ โดยที่ความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับจะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเพิ่มขึ้นในระบบมากกว่ากรณีที่ตัวนำทองแดงใช้กับไฟฟ้ากระแสตรงเท่านั้น

(ค) เส้นแรงแม่เหล็กรั่วในขดลวดทองแดง

ในทางปฏิบัติเส้นแรงแม่เหล็กจากด้านปฐมภูมิ จะไม่สามารถเกี่ยวคล้องไปยังด้านทุติยภูมิได้ทั้งหมด และเส้นแรงแม่เหล็กรั่วที่เกิดขึ้นนี้จะมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับวิธีในการพันขดลวดทองแดงอีกด้วย สำหรับขั้นตอนในการหาขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วจะสามารถหาได้โดยใช้กฎของแอมแปร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.17 และเนื่องจากแกนแม่เหล็กมีค่าความซาบซึมได้สูง จึงสามารถสมมติได้ว่าค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็กภายในแกนแม่เหล็กที่เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (MMF) ที่เกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วจะอยู่รอบขดลวดทองแดงที่อยู่ในพื้นที่ภายในแกนแม่เหล็กซึ่งเป็นอากาศเท่านั้น

จากรูปที่ 3.17 จะเห็นได้ว่าขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิจะมีจำนวน 4 รอบโดยแต่ละรอบจะมีค่ากระแสไฟฟ้าไหลผ่านเท่ากับ $i(t)$ ดังนั้นแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวดทองแดงปฐมภูมิชั้นแรกจะมีค่าเท่ากับ $4 \cdot i(t)$ ในขณะที่ขดลวดทองแดงชั้นที่สองจะมีค่าเท่ากับ $8 \cdot i(t)$ เมื่อพิจารณาขดลวดทองแดงชั้นที่สามจะมีค่าเท่ากับ $8 \cdot i(t) - 4 \cdot i(t) = 4 \cdot i(t)$ และเมื่อพิจารณาพื้นที่ภายในแกนแม่เหล็กจะได้ค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็ก

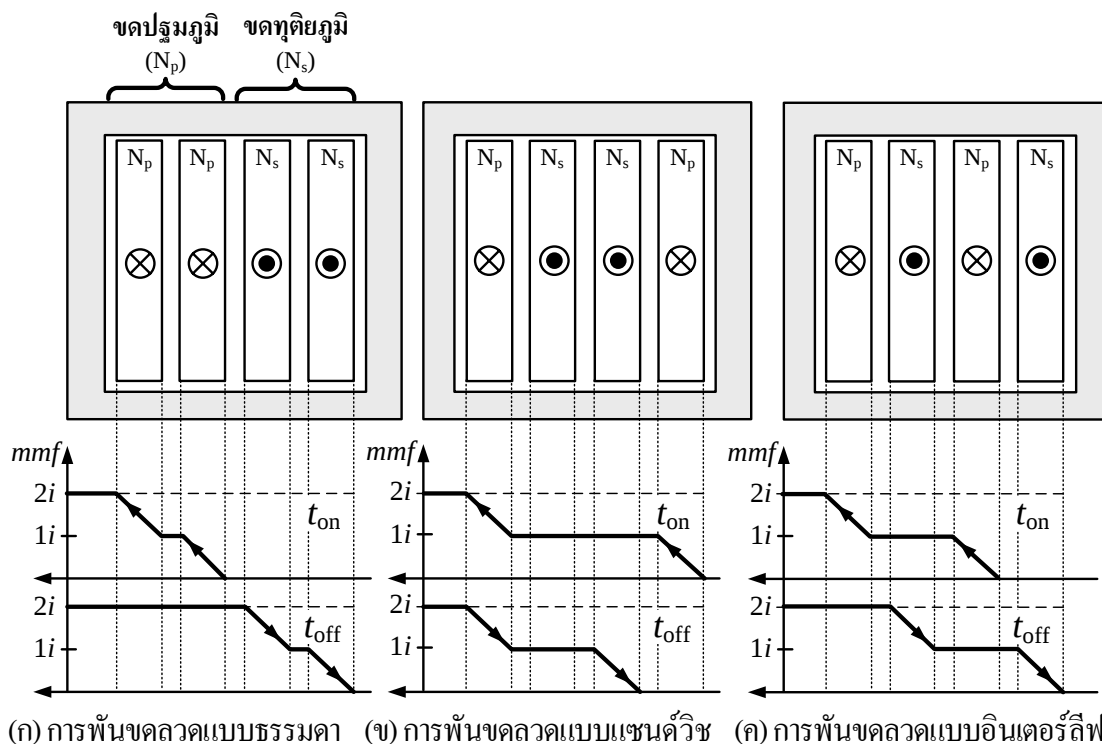
เท่ากับศูนย์โดยในรูปที่ 3.17 นั้นจะเป็นกรณีที่กระแสไฟฟ้าในด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิอินเฟสกัน (in phase)



รูปที่ 3.17 การวิเคราะห์ผลของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วเนื่องจากการพันขดลวดทองแดง [1]

โดยการพันขดลวดทองแดงแบบเป็นชั้นหรือแบบธรรมดาแน่น (Conventional Winding) จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียและเส้นแรงแม่เหล็กรั่วในขดลวดทองแดงสูง ดังนั้นไม่ว่าจะเป็นการพันขดลวดแบบแซนด์วิช (Sandwiched winding) หรือ การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ (Interleaved winding) จะเป็นวิธีที่สามารถลดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดงเนื่องจากผลของปรากฏการณ์ความใกล้เคียง และยังทำให้เส้นแรงแม่เหล็กรั่วมีค่าลดลงอีกด้วย ซึ่งนั่นก็หมายถึงค่าความเหนี่ยวนำรั่วซึ่งมีผลโดยตรงต่อแรงดันดันเค้น (voltage stress) ที่อุปกรณ์ประเภทสวิตช์ที่อยู่ในวงจรมีค่าลดลงอีกด้วย [6]

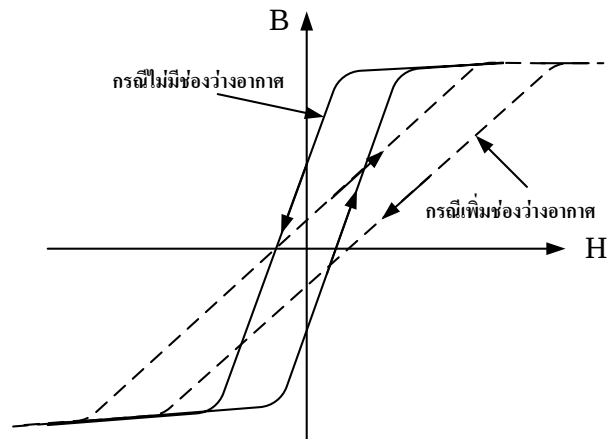
พิจารณารูปที่ 3.18 แสดงผลของแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดจากวิธีการพันขดลวดทองแดงแบบต่างๆ ในกรณีของวงจรฟลายแบ็ก ซึ่งกระแสไฟฟ้าในด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิไม่อินเฟสกัน ดังนั้นจึงต้องมีการแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ช่วง คือช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส (t_{on}) และช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแส (t_{off}) ซึ่งจะเห็นได้ด้วยวิธีการพันแบบแซนด์วิช และแบบอินเตอร์ลีฟจะทำให้เกิดแรงเคลื่อนแม่เหล็กหรือเส้นแรงแม่เหล็กรั่วน้อยลง[7] และนอกจากนั้นยังลดผลของปรากฏการณ์ความใกล้เคียงให้น้อยที่สุดอีกด้วย



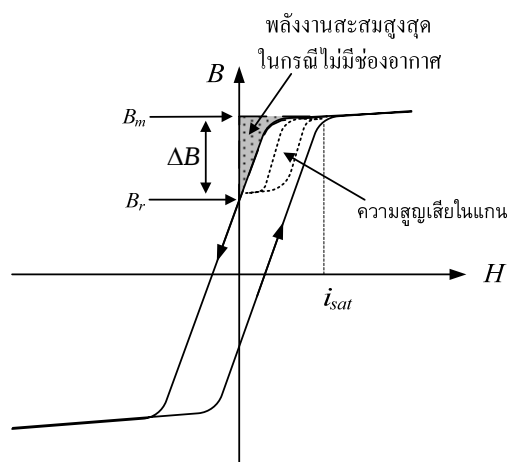
รูปที่ 3.18 การกระจายตัวของแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดจากวิธีการฟันขดลวดทองแดงแบบต่างๆ

3.4.5 ผลกระทบของช่องอากาศ (Air Gap)

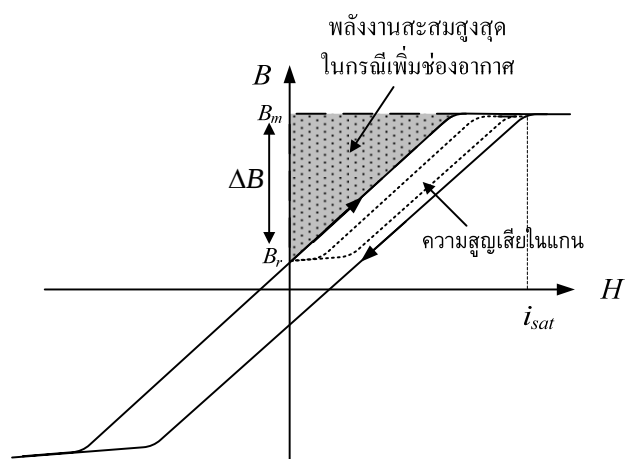
จากคุณสมบัติของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ต้องการค่าความซาบซึมได้สูง เพื่อลดค่าเส้นแรงแม่เหล็กรั่ว และเพื่อให้ค่ากระแสทำแม่เหล็กมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ นอกจากนั้นค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจะต้องมีค่าต่ำ โดยที่สารแม่เหล็กที่นิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้านั้นต้องการให้ความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็ก (B-H curve) ให้มีลักษณะแคบเท่าที่จะเป็นไปได้เพื่อลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากวงจรฮิสเตอรีซิส และต้องการให้ความสัมพันธ์นี้มีความเป็นเชิงเส้น ซึ่งสารเฟอร์โรแมกเนติกนั้นจะมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น แต่จะมีค่าความซาบซึมได้สูง ในขณะที่แกนอากาศจะมีค่าความซาบซึมได้คือ $\mu = \mu_0$ ซึ่งจะเป็นเชิงเส้นสูง แต่จะทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำต่ำ แต่ด้วยการเพิ่มช่องอากาศนั้นจะมีผลทำให้แกนแม่เหล็กที่ทำจากสารเฟอร์โรแมกเนติกให้ค่าความซาบซึมได้ที่สูง ในขณะที่ช่องอากาศจะมีผลทำให้ค่าความซาบซึมได้มีค่าคงที่ โดยที่ช่องอากาศที่เพิ่มเข้าไปในแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะใช้ในการสะสมพลังงานแม่เหล็กซึ่งมีความจำเป็นสำหรับวงจรฟลายเบคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากหลักการของวงจรซึ่งได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น และยังทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีความเป็นเชิงเส้นอีกด้วย โดยในรูปที่ 3.19 แสดงผลกระทบของช่องอากาศต่อกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง B กับ H และรูปที่ 3.20 แสดงถึงผลกระทบของช่องอากาศต่อการสะสมพลังงานสูงสุดในหม้อแปลงไฟฟ้า



รูปที่ 3.19 ผลกระทบของช่องอากาศต่อกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง B กับ H [1]



รูปที่ 3.20 การสะสมพลังสูงสุดในการไม่มีช่องอากาศในหม้อแปลง [1]



รูปที่ 3.21 การสะสมพลังสูงสุดในการเพิ่มช่องอากาศในหม้อแปลง [1]

และจะให้เห็นได้ว่าพลังงานที่สะสมในแกนแม่เหล็กในรูปที่ 3.20 จะมีขนาดน้อยกว่าพลังงานที่สะสมในอากาศมากรูปที่ 3.21 เพราะค่าความขบขี้มได้สัมผัสของแกนแม่เหล็กจะมีค่า

มากกว่าความชื้นได้สัมผัสของอากาศประมาณ 10 – 1000 เท่า จึงเป็นเหตุผลที่ว่าตัวเหนียวซึ่งทำหน้าที่ในการสะสมพลังงาน จึงจำเป็นต้องมีช่องอากาศนั่นเอง อย่างไรก็ตามผลกระทบจากการเพิ่มช่องอากาศจะได้แก่

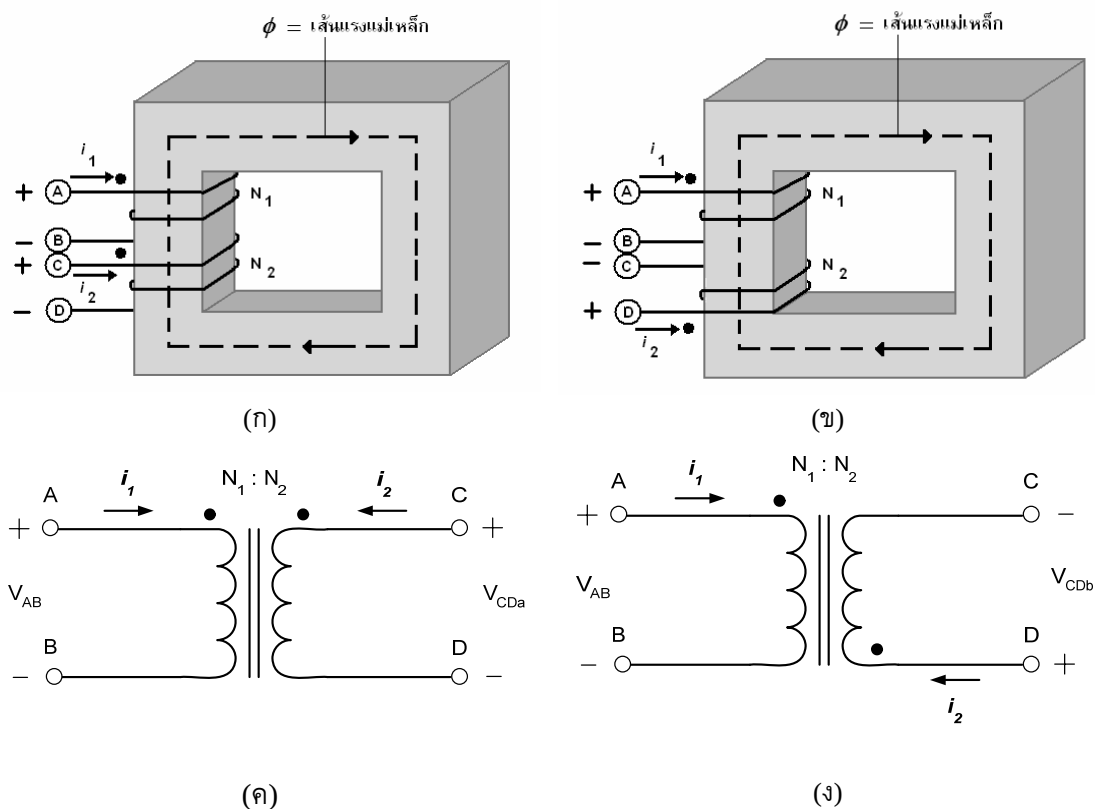
1. ค่าความเหนียวนำแม่เหล็กจะมีค่าลดลง
2. ทำให้ค่าความเหนียวนำแม่เหล็ก (L_m) มีค่าคงที่
3. สามารถเพิ่มค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านได้
4. ลดค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างลง (B_r)
5. หลีกเลี่ยงการอิ่มตัวเนื่องจากไฟฟ้ากระแสตรง (I_{dc})
6. เพิ่มค่าของตัวเหนียวนำรัว (L_r)

3.4.6 ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า

ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า (dot polarity) จะมีความสำคัญดังนี้

- ใช้สำหรับการบอกถึงทิศทางการผันขดลวดทองแดงในทิศทางเดียวกัน ไม่ว่าจะเป็นทิศทางตามเข็มนาฬิกาหรือทวนเข็มนาฬิกา
- ใช้สำหรับการบอกถึงขั้วของแรงดันไฟฟ้าที่เหมือนกันของหม้อแปลงไฟฟ้า

ยกตัวอย่างเช่น ถ้ามีขดลวดทองแดงสองขด ได้แก่ ขดลวดทองแดง AB และขดลวดทองแดง CD พันในทิศทางเดียวกัน ดังแสดงรูปทิศทางการผันและขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้าในรูปที่ 3.22 (ก) ในขณะที่วงจรมูลของหม้อแปลงไฟฟ้า ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.22 (ค) จะเห็นได้ว่าที่จุด A และจุด C จะมีเฟสหรือขั้วของแรงดันไฟฟ้าที่เหมือนกัน ซึ่งนั่นก็หมายถึง ถ้าที่จุด A มีค่าเป็นบวกที่จุด C ก็จะมีค่าเป็นบวกด้วย สำหรับทิศทางการผันและขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้าที่แตกต่างกัน ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.22 (ข) และวงจรมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าในรูปที่ 3.22 (ง)



รูปที่ 3.22 ขั้วของหม้อแปลงไฟฟ้า [1]

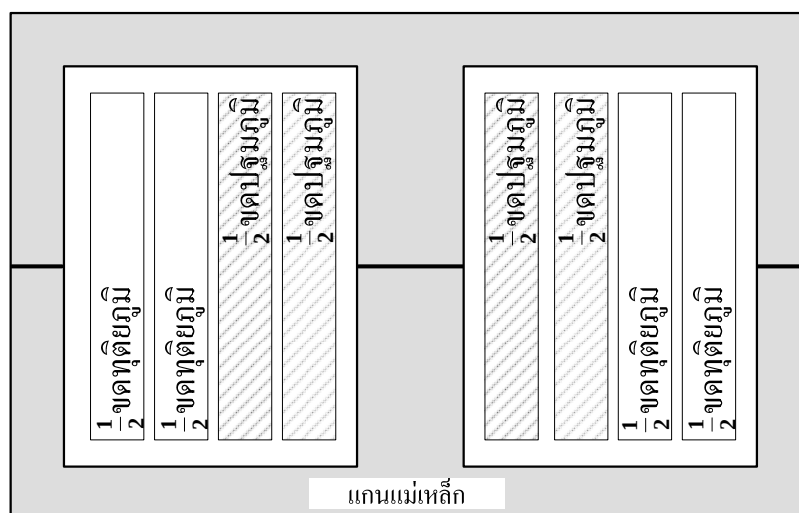
การรู้ขั้วของหม้อแปลงนั้นมีความจำเป็นสำหรับวงจรหลายเบ็คคอนเวอร์เตอร์เนื่องจากหม้อแปลงต้องเก็บสะสมพลังงานเมื่อสวิตช์ปิดวงจร และถ่ายเทพลังงานออกผ่านไดโอด ดังรูปที่ 3.1 เมื่อสวิตช์เปิดวงจร ถ้ามีการกำหนดขั้วของหม้อแปลงผิดก็จะทำให้การทำงานผิดไป ดังนั้นการรู้ขั้วของหม้อแปลงจึงเป็นสิ่งที่มีความจำเป็น

3.4.7 รูปแบบการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

ขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้านั้นแบ่งเป็นขดปฐมภูมิคือด้านจ่ายกำลังไฟฟ้าเข้าและขดทุติยภูมิคือด้านจ่ายกำลังไฟฟ้าออก ดังนั้นการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าจึงต้องมียังอย่างน้อยสองขดที่พันอยู่รอบแกนแม่เหล็ก โดยการพันขดลวดนั้น สามารถมีรูปแบบในการพันขดลวดได้หลายรูปแบบ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอรูปแบบการพันออกเป็น 3 รูปแบบได้แก่ การพันขดลวดแบบธรรมดา (Conventional Winding) การพันขดลวดแบบแซนด์วิช (Sandwiched Winding) และการพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ (Interleaved Winding) ที่มาของชื่อรูปแบบการพันขดลวดที่แตกต่างกันนั้นได้มาจากลักษณะการแบ่งส่วนการพันของขดลวดด้านขดปฐมภูมิและด้านขดทุติยภูมิ โดยได้แสดงตัวอย่างการพันขดลวดเพียง 2 ขด คือขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิเท่านั้นและแต่ละขดพันจำนวน 2 ชั้น ดังในรูปที่ 3.23 ถึง รูปที่ 3.25 ตามลำดับ

3.4.7.1 การพันขดลวดแบบธรรมดา

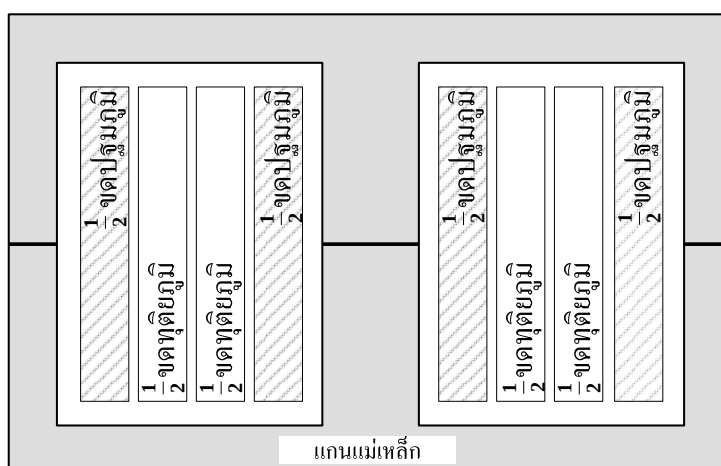
การพันขดลวดแบบธรรมาคือการพันขดลวดแต่ละชุดให้ครบตามจำนวนรอบที่ต้องการ และพันทับด้วยขดลวดชุดต่อไป โดยในรูปที่ 3.23 แสดงให้เห็นถึงการพันขดปฐมภูมิจำนวน 2 ชั้นจนครบ แล้วพันทับด้วยขดทุติยภูมิจนครบ 2 ชั้นตามจำนวน ลักษณะการพันขดลวดเช่นนี้เป็นวิธีการพันที่สะดวก รวดเร็ว และเป็นแบบที่นิยมโดยทั่วไป



รูปที่ 3.23 การพันขดลวดแบบธรรมดา

3.4.7.2 การพันขดลวดแบบแซนดวิช

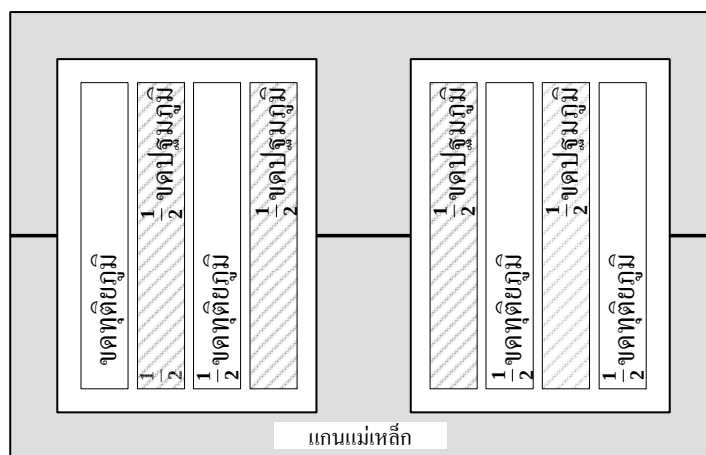
การพันขดลวดแบบแซนดวิชคือการแบ่งการพันขดปฐมภูมิจำนวน 2 ชั้นออกเป็น 2 ชุด โดยทำการพันขดลวดปฐมภูมิจำนวน 1 ชั้น แล้วพันทับด้วยขดทุติยภูมิจนครบ 2 ชั้นจนครบ และขดสุดท้ายพันด้วยขดปฐมภูมิอีก 1 ชั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.24 หรืออธิบายได้ว่าเป็นการพันขดลวดซึ่งมีขดทุติยภูมิทั้งหมดซึ่งถูกประกบด้วยขดปฐมภูมิ



รูปที่ 3.24 การพันขดลวดแบบแซนดวิช

3.4.7.3 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ

การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟคือการพันขดลวดสลับกันที่ละชั้นระหว่างขดปฐมภูมิสลับกับการพันขดทุติยภูมิจนครบตามจำนวน ลักษณะการพันขดลวดเช่นนี้เป็นวิธีการพันที่มีความยุ่งยากและซับซ้อน จึงไม่เป็นที่นิยมโดยทั่วไป



รูปที่ 3.25 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ

โดยเมื่อเปรียบเทียบรูปแบบการพันทั้ง 3 แบบดังได้กล่าวไปแล้ว การพันที่มีความยุ่งยากและใช้เวลาในการพันขดลวดมากที่สุดก็คือการพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ และถ้ามีจำนวนชุดของขดลวดที่ต้องพันมากก็จะทำให้ความยุ่งยากเพิ่มขึ้นไปอีกเพราะต้องมีการสลับไปมาระหว่างการพันขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ และการพันแบบแซนด์วิชเป็นการพันที่ซับซ้อนรองลงและการพันแบบธรรมดาเป็นการพันที่ง่ายที่สุดและนิยมที่สุดสำหรับหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ต่ำ

สาเหตุที่ต้องมีการคิดวิธีการพันขดลวดให้ยุ่งยากขึ้นก็เนื่องมาจากความต้องการในการลดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเนื่องจากผลของปรากฏการณ์ความใกล้เคียง และยังทำให้เส้นแรงแม่เหล็กวิ่งมีค่าลดลงตามที่ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น

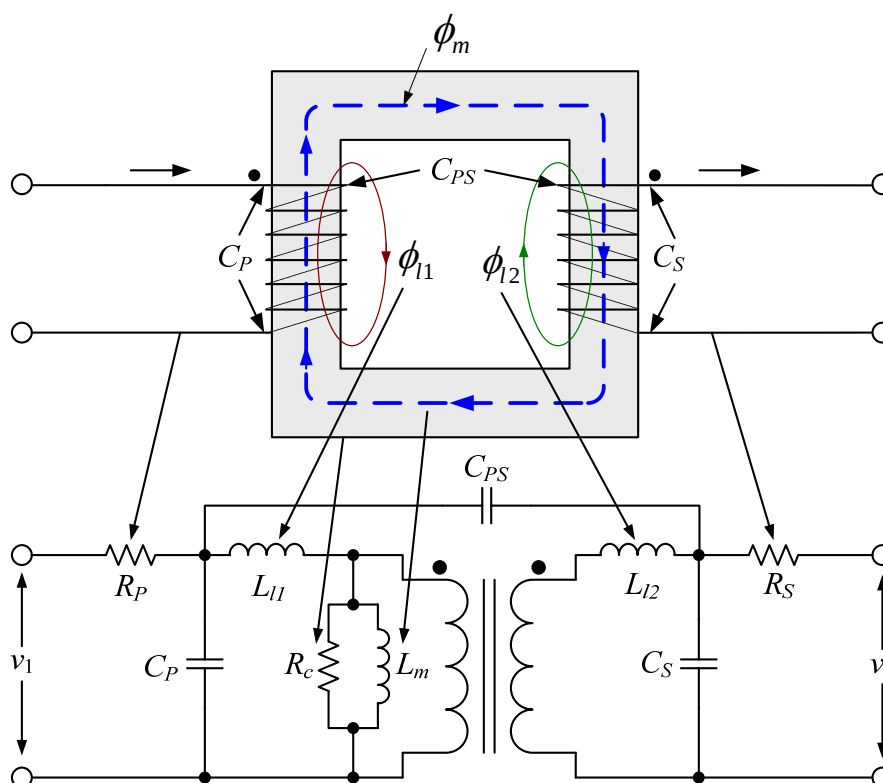
3.5 วงจรสมมูลและการวัดค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของหม้อแปลงความถี่สูง

ในหัวข้อนี้เป็นการอธิบายถึงที่มาของวงจรสมมูล และวิธีการวัดค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญต่างๆของหม้อแปลงเพื่อที่นำไปใช้ในการจำลองและวิเคราะห์ในบทที่ 6 ต่อไป โดยในหัวข้อที่ 3.5.1 เป็นการอธิบายถึงวงจรสมมูลของหม้อแปลงความถี่สูง และหัวข้อที่ 3.5.2 เป็นการอธิบายถึงการวัดค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในการวิจัยนี้

3.5.1 วงจรสมมูลของหม้อแปลงความถี่สูง

การจำลองการทำงาน (Simulation) ของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรม PSPICE ในบทที่ 6 นั้นจึงจำเป็นต้องคิดวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงขึ้นเพื่อใช้ในการ

จำลอง และเพื่อให้ผลของการจำลองมีความถูกต้องมากขึ้น จึงมีการพัฒนาจากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.10 โดยมีการเพิ่มตัวเก็บประจุแผ่นอันเนื่องมาจากความถี่สูง [8] เข้าไปในวงจรสมมูลอีก 3 ตัวได้แก่ ตัวเก็บประจุแผ่นของขดปฐมภูมิ (C_P) ตัวเก็บประจุแผ่นของขดทุติยภูมิ (C_S) และเนื่องจากการพันขดลวดที่ทำการวิจัยนั้น มีการพันขดลวดซ้อนกันระหว่างขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิดังนั้นจึงเกิดตัวเก็บประจุแผ่นขึ้นระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิ (C_{PS}) ดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงแบบมีตัวเก็บประจุแผ่น

- เมื่อ R_P = ค่าความต้านทานของขดลวดด้านขดปฐมภูมิ
 R_S = ค่าความต้านทานของขดลวดด้านขดทุติยภูมิ
 R_C = ค่าความต้านทานของแกนทำแม่เหล็ก
 L_m = ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก
 L_{l1} = ค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านขดปฐมภูมิ
 L_{l2} = ค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านขดทุติยภูมิ
 C_P = ตัวเก็บประจุแผ่นของขดปฐมภูมิ
 C_S = ตัวเก็บประจุแผ่นของขดทุติยภูมิ
 C_{PS} = ตัวเก็บประจุแผ่นระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิ

3.5.2 การวัดค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของหม้อแปลงความถี่สูง

ในส่วนนี้เป็นการอธิบายถึงค่าพารามิเตอร์ที่ต้องการวัด และวิธีการวัดค่าพารามิเตอร์นั้นๆ โดยการวัดค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงนั้นมีการใช้เครื่องมือวัดดังนี้

- เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Function Generator)
- ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope)
- มิเตอร์วัด RLC แบบบริดจ์ (RLC Bridge Meter)

จะเห็นได้ว่าเครื่องมือวัดเหล่านี้สามารถหาได้ในห้องทดลองทางด้านไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นจึงเป็นวิธีที่สามารถนำไปใช้ได้ง่ายและสะดวกมากกว่าการใช้เครื่อง Impedance Analyzer ซึ่งเป็นเครื่องมือที่มีราคาสูงแต่ก็มีความสะดวกในการวัดมากกว่า โดยค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงความถี่สูงที่ต้องการวัดก็คือค่าต่างๆที่อยู่ในรูปที่ 3.26 โดยสามารถสรุปค่าพารามิเตอร์และเครื่องมือในการวัดค่าดังตารางที่ 3.1

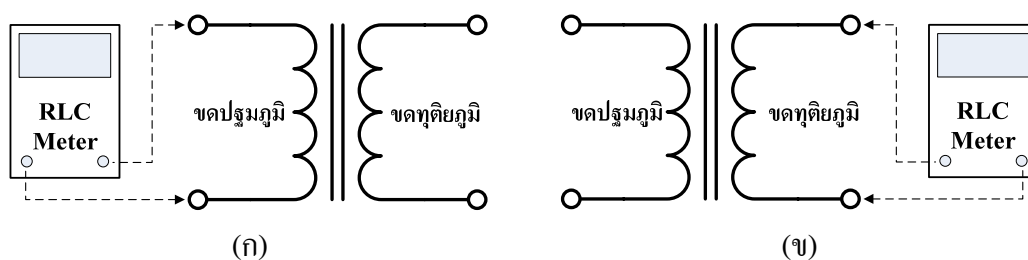
ตารางที่ 3.1 ตารางสรุปเครื่องมือในการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของหม้อแปลงความถี่สูง

	ค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงความถี่สูง	เครื่องมือวัด
1	ค่าความต้านทานของขดลวดด้านขดปฐมภูมิ (R_p)	RLC Bridge Meter
2	ค่าความต้านทานของขดลวดด้านขดทุติยภูมิ (R_s)	RLC Bridge Meter
3	ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m)	RLC Bridge Meter
4	ค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านขดปฐมภูมิ (L_{11})	RLC Bridge Meter
5	ค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านขดทุติยภูมิ (L_{12})	RLC Bridge Meter
6	ตัวเก็บประจุแฝงของขดปฐมภูมิ (C_p)	RLC, Function Generator และ Oscilloscope
7	ตัวเก็บประจุแฝงของขดทุติยภูมิ (C_s)	RLC, Function Generator และ Oscilloscope
8	ตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิ (C_{ps})	RLC Bridge Meter

โดยค่าพารามิเตอร์ที่วัดได้นี้จะนำไปใช้ในการจำลองและวิเคราะห์ต่อไปในบทที่ 6

3.5.2.1 การวัดค่าความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ

การวัดค่าความต้านทานนี้จะใช้ RLC แบบบริดจ์ ในการวัด โดยเลือกย่านวัดไปที่ย่านวัดความต้านทาน และนำไปวัดที่ปลายของขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิโดยปล่อยปลายของขดที่เหลือทิ้งไว้ ดังแสดงในรูปที่ 3.27(ก) และ 3.27 (ข) ตามลำดับ



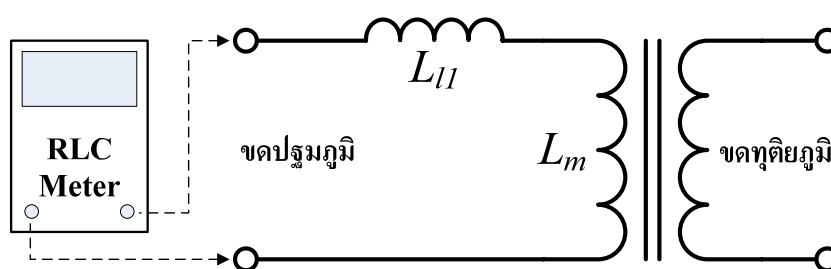
รูปที่ 3.27 วิธีการวัดค่าความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

3.5.2.2 การวัดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก

การวัดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) นี้จะใช้ RLC แบบบริดจ์ ในการวัดเช่นกัน แต่เลือกย่านวัดไปที่ย่านวัดตัวเหนี่ยวนำและตั้งค่าความถี่ในการวัดที่ 100 kHz เนื่องจากวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองนั้นใช้ความถี่ในการสวิตช์ที่ 100 kHz ดังนั้นจะได้ค่าที่ถูกต้องเพราะใช้ความถี่เดียวกัน และนำไปวัดที่ปลายของขดปฐมภูมิโดยปล่อยปลายของขดทุติยภูมิทิ้งไว้ แต่การวัดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กนี้จะได้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วติดมาด้วย ดังแสดงในรูปที่ 3.28 ดังนั้นเพื่อให้ได้ค่าที่ถูกต้องจึงต้องนำค่าที่วัดได้ไปลบด้วยค่าความเหนี่ยวนำรั่วที่จะวัดในหัวข้อถัดไปดังสมการที่ (3.42)

$$L_m = L_p - L_{l1} \quad (3.42)$$

จากสมการที่ (3.42) กำหนดให้ (L_p) คือค่าความเหนี่ยวนำที่ทำวัดในหัวข้อนี้

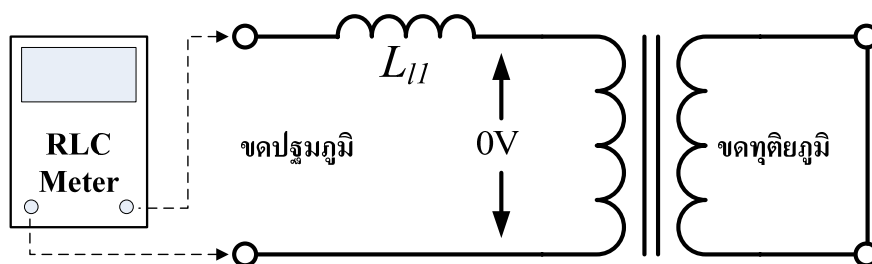


รูปที่ 3.28 วิธีการวัดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก

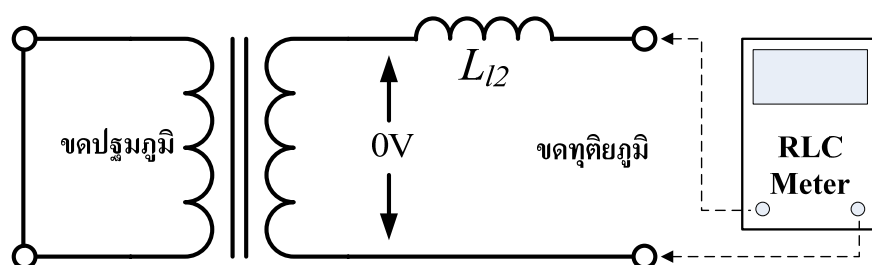
3.5.2.3 การวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านขดปฐมภูมิและด้านขดทุติยภูมิ

การวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่วนั้น ก็ทำการเลือกย่านวัดไปที่ย่านวัดตัวเหนี่ยวนำและตั้งค่าความถี่ในการวัดที่ 100 kHz และทำการวัดเช่นเดียวกับการวัดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก แต่จะมีความแตกต่างกันที่ เมื่อทำการวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านปฐมภูมิ (L_{l1}) ให้ลัดวงจรด้านขดทุติยภูมิดังรูปที่ 3.29 ในทำนองเดียวกันเมื่อวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านขดทุติยภูมิ (L_{l2}) ก็ให้

ลัทธิวงจรด้านปฐมภูมิดังรูปที่ 3.30 โดยเหตุผลในการลัทธิวงจรของอีกขดก็เนื่องจะเป็นการทำให้ผลของความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กหมดไป จึงเหลือแต่ค่าความเหนี่ยวนำรั่วเพียงอย่างเดียว



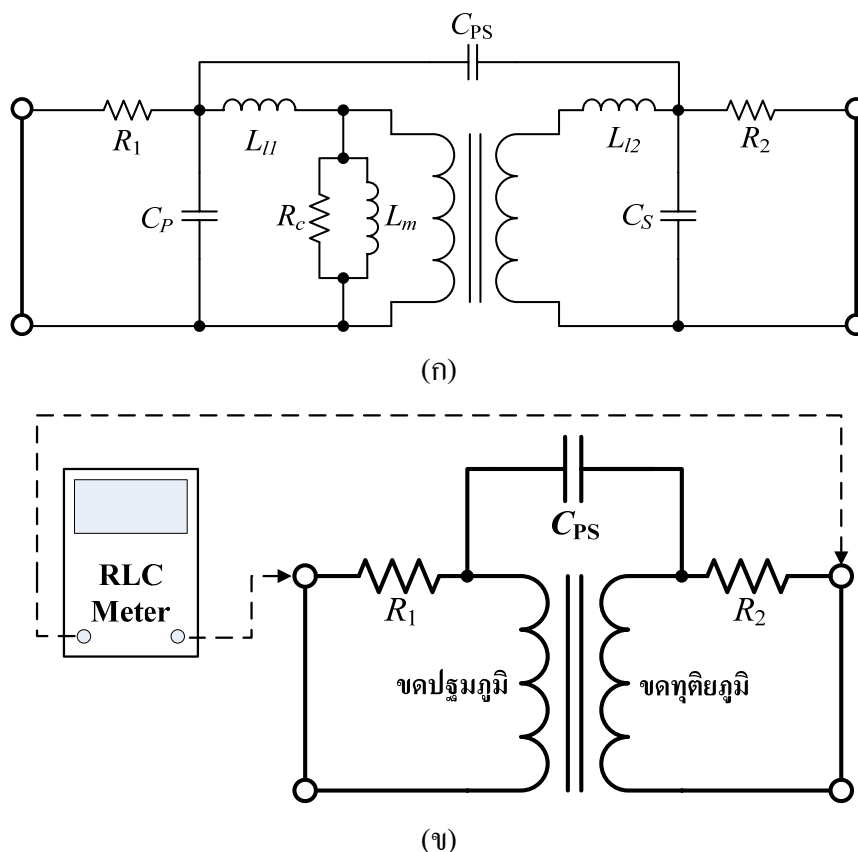
รูปที่ 3.29 วิธีการวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านปฐมภูมิ



รูปที่ 3.30 วิธีการวัดค่าความเหนี่ยวนำรั่วด้านทุติยภูมิ

3.5.2.4 การวัดค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิ

ในที่นี้จะขอก้าวถึงการวัดค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิก่อน เนื่องจากสามารถวัดโดยใช้ RLC แบบบริดจ์ ได้โดยการตั้งย่านวัดไปที่ย่านวัดค่าตัวเก็บประจุ และส่วนมากแล้วค่าของค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิจะมีขนาดเล็ก คือมีหน่วยเป็น พิโคฟารัด (pF) โดยการวัดนั้นจะทำการถอดแกนทำแม่เหล็กออกเพื่อไม่ให้มีผลของแกนทำแม่เหล็กเข้ามาเกี่ยวข้อง และลัทธิวงจรของขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิดังแสดงในรูปที่ 3.31 (ก) ซึ่งจะใช้วงจรสมมูลในรูปที่ 3.26 เป็นรูปอ้างอิง และรูปที่ 3.31 (ข) จะเป็นวงจรสมมูลใหม่ที่ใช้วัดค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิ

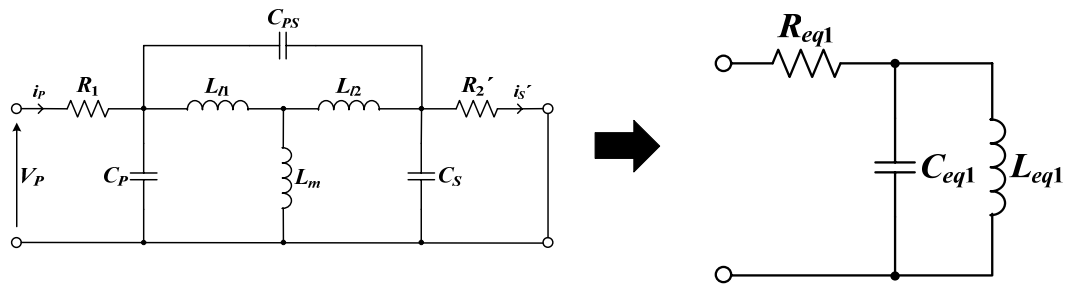


รูปที่ 3.31 วิธีการวัดค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิ

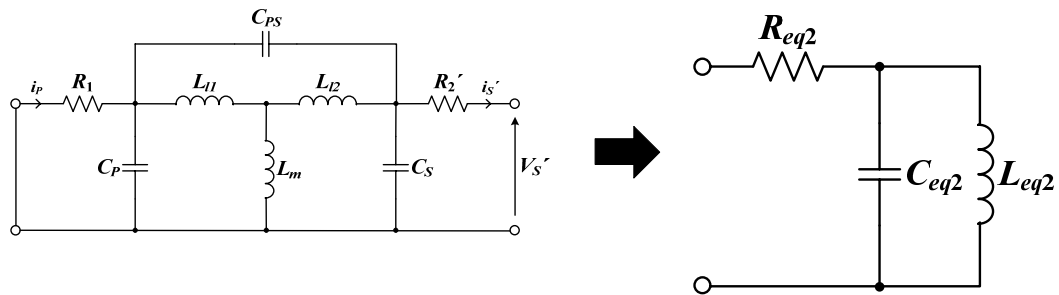
3.5.2.5 การวัดค่าตัวเก็บประจุแฝงของขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ

การจะวัดค่าตัวเก็บประจุแฝงของขดปฐมภูมิและของขดทุติยภูมินั้น ไม่สามารถวัดได้โดยใช้ RLC แบบบริดจ์ โดยตรงเหมือนกับค่าพารามิเตอร์อื่นๆ เนื่องจากจะเห็นได้จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.26 ว่าจะมีค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นๆ ต่อขนานอยู่กับค่าตัวเก็บประจุแฝงที่ต้องการจะวัด และโดยค่าของตัวเก็บประจุแฝงนี้จะมีค่าน้อย ดังนั้นเมื่อทำการวัดจึงไม่สามารถวัดค่าของตัวเก็บประจุแฝงนี้ได้ ด้วยเหตุนี้จึงต้องใช้วิธีวัดหาค่าตัวเก็บประจุแฝงนี้ [12-14] โดยมีวิธีการวัดและการคำนวณช่วยในการหาค่าตัวเก็บประจุแฝงดังนี้

เมื่อต้องการวัดค่าตัวเก็บประจุแฝงของขดปฐมภูมิให้ทำการถอดแแกนทำแม่เหล็กออกก่อน แล้วลัดวงจรทางด้านขดทุติยภูมิ ในทำนองเดียวกัน การวัดค่าตัวเก็บประจุแฝงของขดทุติยภูมินั้นก็ให้ทำการถอดแแกนทำแม่เหล็กออกแล้วลัดวงจรทางด้านขดปฐมภูมิโดยสามารถเขียนวงจรสมมูลได้ใหม่ดังรูปที่ 3.32 และรูปที่ 3.33 ตามลำดับ

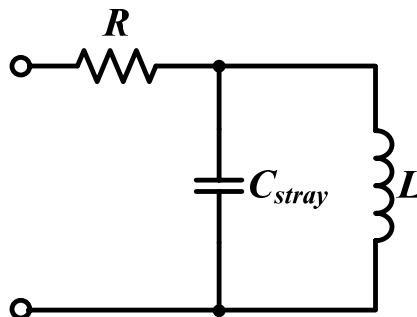


รูปที่ 3.32 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเมื่อถอดแกนทำแม่เหล็กและลัดวงจรขดทุติยภูมิ



รูปที่ 3.33 วงจรสมมูลของหม้อแปลงเมื่อถอดแกนทำแม่เหล็กและลัดวงจรขดปฐมภูมิ

จากวงจรสมมูลของหม้อแปลงดังรูปด้านขวามือนำมาเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ 3.34 โดยจะใช้รูปที่ 3.34 นี้เป็นรูปอ้างอิงในการหาค่าของตัวเก็บประจุในวงจร โดยจะใช้หลักการหาค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่ำร่วมกับการหาค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร



รูปที่ 3.34 วงจรสมมูลของหม้อแปลงในการหาค่าตัวเก็บประจุแฝงของขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ

- การหาค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ต่ำ

จากความจริงที่ว่าที่ความถี่ต่ำนั้นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรในรูปที่ 3.34 นั้นจะเป็นผลของตัวเหนี่ยวนำเป็นหลัก ดังนั้นจะได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ (3.43) โดยค่าอิมพีแดนซ์และค่าความต้านทานจะวัดค่าโดยใช้ RLC แบบบบริดจ์ โดยที่ค่าอิมพีแดนซ์นี้จะนำไปแทนในสมการที่ (3.45) เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุแฝงต่อไป

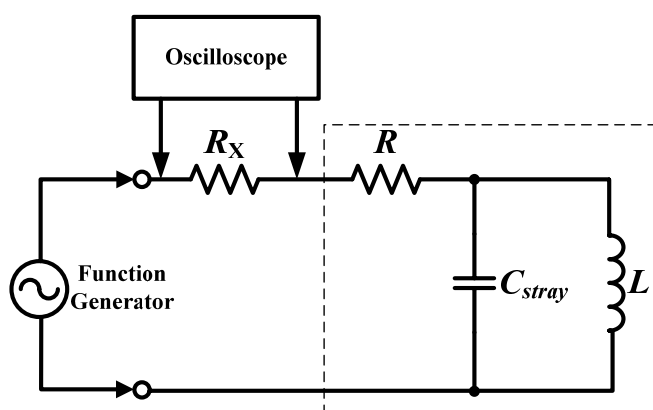
$$L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{2\pi f} \quad (3.43)$$

เมื่อ Z = ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ต่ำ (f)

R = ความต้านทานของขดลวด

- การหาค่าความถี่เรโซแนนซ์

การหาค่าความถี่เรโซแนนซ์นี้จะใช้วงจรในรูปที่ 3.33 แล้วทำการใส่ตัวต้านทาน (R_x) แบบคาร์บอนดังรูปที่ 3.35 โดยตัวต้านทานชนิดคาร์บอนนี้มีผลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่ความถี่สูงน้อยมาก และป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์จากเครื่องกำเนิดสัญญาณ แล้วปรับความถี่จนกระทั่งแรงดันที่อ่านได้จาก ออสซิลโลสโคป มีค่าต่ำที่สุด ก็จะได้ว่าความถี่นั้นคือความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร



รูปที่ 3.35 วิธีการวัดหาค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร

เมื่อได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำและความถี่เรโซแนนซ์แล้วก็จะนำมาหาค่าตัวเก็บประจุแฝงได้ ดังสมการที่ (3.44)

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{str}}} \quad (3.44)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$C_{eq}, C_{str} = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L} \quad (3.45)$$

เมื่อ f_r = ความถี่เรโซแนนซ์

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 3.31 ซึ่งเป็นการหาค่าตัวเก็บประจุแฝงของขดปฐมภูมินั้นจะสังเกตเห็นว่า ค่า C_{eq1} หรือค่าที่ได้จากสมการที่ (3.45) นั้น เป็นค่าที่ไม่ใช่ค่าของ C_p ที่ถูกต้อง ซึ่งค่าที่ถูกต่อนั้นสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.46) และในกรณีของการหาค่าตัวเก็บประจุแฝงของขดทุติยภูมินั้นก็จะได้ดังสมการที่ (3.47)

$$C_p = C_{eq1} - C_{ps} \quad (3.46)$$

$$C_s = C_{eq2} - C_{ps} \quad (3.47)$$

เมื่อ C_{eq1} = ค่าตัวเก็บประจุแฝงที่ความถี่เรโซแนนซ์ของขดปฐมภูมิ

C_{eq2} = ค่าตัวเก็บประจุแฝงที่ความถี่เรโซแนนซ์ของขดทุติยภูมิ

ดังนั้นเมื่อแก้สมการที่ (3.46) และ (3.47) ก็จะได้ค่าของตัวเก็บประจุแฝงของขดปฐมภูมิ และค่าตัวเก็บประจุแฝงของขดทุติยภูมิตามลำดับ

3.6 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการแนะนำพื้นฐาน และทำความรู้จักเกี่ยวกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ พื้นฐานของวงจรแม่เหล็ก พื้นฐานของหม้อแปลงไฟฟ้า ค่าความสูญเสียต่างๆในหม้อแปลงไฟฟ้า ทั้งในแกน การสูญเสียในขดลวด และรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าทั้ง 3 รูปแบบที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยรูปแบบการพันทั้งหมดจะกล่าวโดยละเอียดในบทที่ 5 โดยในส่วนสุดท้ายเป็นการอธิบายถึงที่มาของวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง และวิธีการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่จำเป็นต้องใช้ในการวิจัยนี้

บทที่ 4

การออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นการออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยจะทำการออกแบบ และคำนวณวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมแรงดันด้านออกแบบวงปิดที่สามารถจ่ายกำลังด้านออกได้ 20 วัตต์ และหม้อแปลงความถี่สูงนั้นใช้แกนแม่เหล็กขนาด ETD44 ที่เป็นเนื้อสารประเภทเฟอร์ไรต์ 6H20 โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาและเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนกับการพันขดลวดแบบ ธรรมดา แชนด์วิช และอินเตอร์ลิฟ โดยมีรูปแบบของหม้อแปลงทั้งหมด 12 แบบดังแผนภูมิรูปที่ 5.1

ดังนั้นการพันแบบต่างๆ ก็เพื่อศึกษาผลของการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ เนื่องจากการพันขดลวด จึงไม่ได้คำนึงถึงการออกแบบเพื่อให้วงจรมีประสิทธิภาพสูงสุด มาเป็นประเด็นในการศึกษา

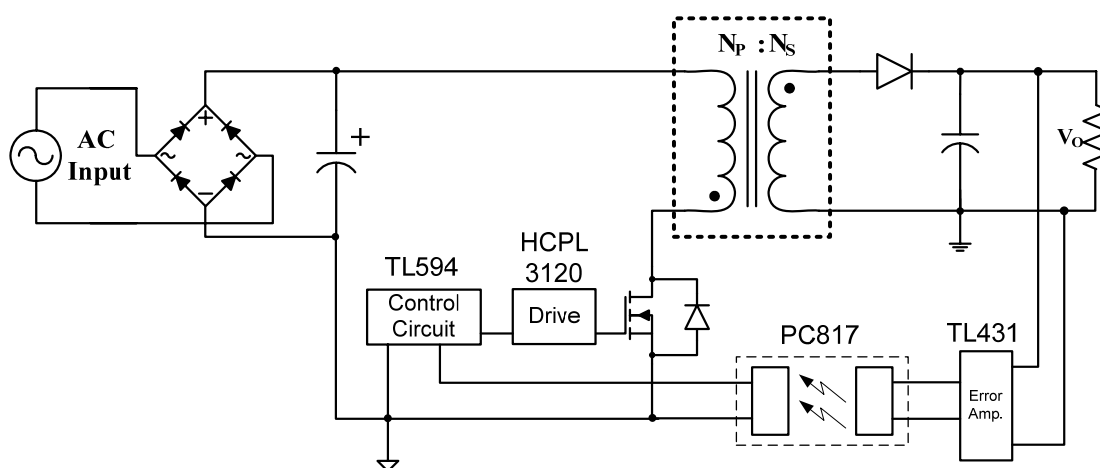
4.2 การออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

ในการออกแบบในหัวข้อนี้นั้นจะแตกต่างจากการออกแบบโดยทั่วไป แต่อาจกล่าวได้ว่า โดยส่วนใหญ่ของบทนี้เป็นการตรวจสอบว่าเงื่อนไขที่กำหนดขึ้น เพื่อใช้ในการทดสอบเพื่อวัดหาสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้นสามารถใช้งานได้จริง โดยมีเงื่อนไขที่ถูกระบุกำหนดดังตารางที่ 4.1

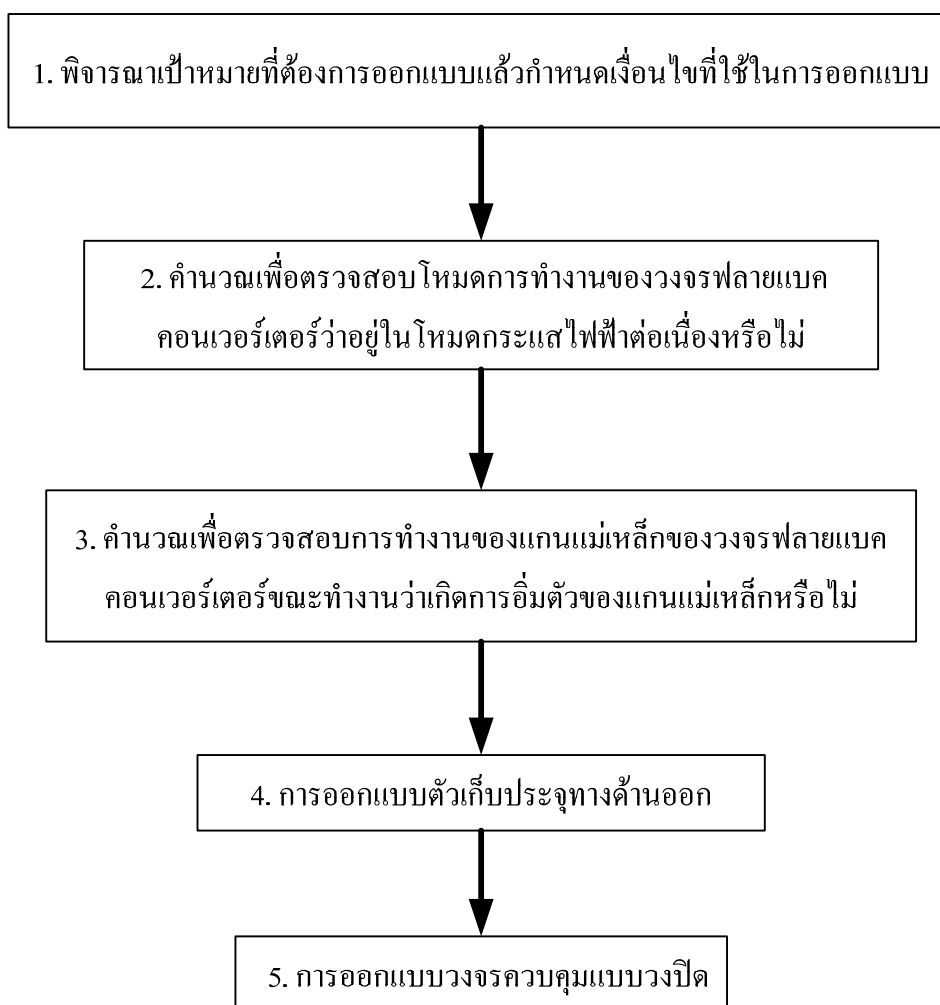
ตารางที่ 4.1 เงื่อนไขที่กำหนดในการออกแบบวงจร

ข้อกำหนด	รายละเอียด
จำนวนรอบขดปฐมภูมิ	20 รอบ
จำนวนรอบขดทุติยภูมิ	20 รอบ
ขนาดแกนแม่เหล็ก	ETD44
ชนิดเนื้อสารของแกนแม่เหล็ก	6H20
ระยะช่องว่างอากาศของแกนแม่เหล็ก	0.126 มม.
โหมดการทำงานของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์	กระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง
อัตราส่วนหม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer Ratio)	1

จากเงื่อนไขต่างๆในตารางที่ 4.1 จะเป็นการกำหนดโดยผู้ทำการวิจัย โดยเงื่อนไขต่างๆที่กำหนดขึ้นนั้นไม่ได้นำประเด็นการออกแบบวงจรให้ได้ประสิทธิภาพสูงที่สุดมาเกี่ยวข้องด้วย ดังที่กล่าวไปแล้วข้างต้น ดังนั้นในบทนี้จึงเป็นการสนใจในด้านที่วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์นั้นสามารถทำงานได้ในโหมดกระแสต่อเนื่อง โดยลักษณะการทำงานในโหมดนี้ได้อธิบายไว้อย่างชัดเจนแล้วในบทที่ 3 แล้ว โดยมีเงื่อนไขดังตารางที่ 4.1 โดยวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์และการควบคุมแบบวงปิดที่ใช้ในการออกแบบนั้นแสดงดังรูปที่ 4.1 และในแผนภูมิรูปที่ 4.2 จะกล่าวถึงลำดับการการออกแบบ และตรวจสอบของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้



รูปที่ 4.1 วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการออกแบบ



รูปที่ 4.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์

ขั้นที่ 1. พิจารณาเป้าหมายที่ต้องการออกแบบแล้วกำหนดเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบ

ขั้นตอนการออกแบบวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ในแผนภูมิรูปที่ 4.2 สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักๆ คือ การคำนวณเพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจร (ขั้นตอนที่ 2 และ 3) และการออกแบบวงจร (ขั้นตอนที่ 4 และ 5) โดยขั้นตอนทั้งหมดในแผนภูมิรูปที่ 4.2 นั้นเป็นการประยุกต์จากหลักการออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงแบบฟลายแบ็ค [2, 5, 8, 28, 29, 31] โดยข้อกำหนดดังตารางที่ 4.1 และมีคำพิถัดในการออกแบบวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ดังตารางที่ 4.2 ซึ่งครอบคลุมพิถัดตามเป้าหมายในตารางที่ 1.1 และจะใช้ข้อมูลทั้งหมดนี้ในการออกแบบและอ้างอิงในบทนี้ต่อไป

ตารางที่ 4.2 ค่าพิกัดของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ออกแบบ

ปริมาณทางไฟฟ้า	ขนาด/พิกัด	หน่วยวัด
แรงดันด้านเข้า (V_I)	30	โวลต์ (V)
แรงดันด้านออก (V_O)	20	โวลต์ (V)
กระแสด้านออก (I_O)	1	แอมแปร์ (A)
ความถี่สวิตชิ่ง (f)	100	กิโลเฮิรตซ์ (kHz)
แรงดันกระเพื่อมด้านออก (Ripple Voltage)	0.1	โวลต์ (V_{r-p})
อัตราส่วนหม้อแปลงไฟฟ้า (N_p/N_s)	1	

เงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบ

ในตารางที่ 4.2 เป็นการกำหนดค่าพิกัดต่างๆของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ต้องการออกแบบเพื่อนำไปใช้ในการทดสอบเพื่อวัดหาการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าที่ต้องการใช้งานคือ 30 โวลต์ โดยแรงดันไฟฟ้าด้านเข้านี้จะปรับโดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้าปรับค่าได้โดยที่ผู้วิจัยเป็นผู้ปรับแรงดันในส่วนนี้เอง โดยเงื่อนไขที่ใช้การออกแบบเพื่อการทดสอบซึ่งจะนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับในบทที่ 6 ดังนี้คือ

- ใช้แกนเฟอร์ไรต์เนื้อสาร 6H20 ขนาด ETD44 เหมือนกัน
- จำนวนรอบของการพันขดลวดเท่ากัน 20 รอบ : 20 รอบ
- ควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้คงที่โดยการปรับ D โดยวงจรควบคุมแบบวงปิด
- ภาระเป็นตัวต้านทานขนาด 20 โอห์ม คงที่
- ขนาดของลวดที่ใช้ 23 AWG และ 17 AWG
- ไม่จำกัดความยาวของลวดที่ใช้พันหม้อแปลงไฟฟ้า
- ไม่จำกัดน้ำหนักของหม้อแปลงไฟฟ้า
- ไม่คิดการสูญเสียที่เกิดจากชุดขับสวิตช์มอสเฟต

โดยการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออก V_O ให้คงที่ที่ 20 โวลต์ นั้นเป็นเพราะการวิจัยนี้กำหนดเงื่อนไขในการเปรียบเทียบไว้ที่ค่าล้งไฟฟ้าด้านออกคงที่ที่ 20 วัตต์ เมื่อมีการเปลี่ยนหม้อแปลงทั้ง 12 รูปแบบ ดังนั้นจึงมีการนำวงจรควบคุมแบบวงปิดมาใช้ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกนี้ให้คงที่เมื่อมีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าทั้ง 12 รูปแบบ และเมื่อภาระด้านออกที่เป็นตัวต้านทานมีค่าคงที่ 20 โอห์ม ดังนั้นจึงทำให้ได้ค่าค่าล้งด้านออกที่คงที่ โดยวงจรควบคุมจะทำงานโดยการควบคุมช่วงเวลาทีสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า (t_{on}) ให้เพิ่มขึ้นหรือลดลง เพราะเนื่องจากเมื่อพิจารณาค่า V_O จากสมการที่ (3.10) ค่า V_O แปรผันตรงกับ D และ V_I ซึ่งค่า D แปรผันตรงกับค่า t_{on} ดังนั้นเมื่อ V_I คงที่แต่ t_{on} มีการเปลี่ยนแปลงก็จะทำให้แรงดันด้านออกมีการเปลี่ยนแปลงเพื่อ

รักษาแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้คงที่ได้ เพราะเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงหม้อแปลงไฟฟ้าทั้ง 12 รูปแบบ โดยที่หม้อแปลงไฟฟ้าแต่ละตัวนั้นอาจมีประสิทธิภาพที่ไม่เท่ากัน ถ้าไม่มีการควบคุมแรงดันไฟฟ้า ด้านออกให้คงที่แล้ว ก็จะไม่สามารถนำผลการทดลองทั้งหมดมาทำการเปรียบเทียบกันได้ และการ ออกแบบวงจรควบคุมแบบวงปิดนั้นจะกล่าวถึงในขั้นตอนที่ 5 ต่อไป โดยการออกแบบไม่ได้นำ ประเด็น ความยาวของขดลวดที่ใช้พัน น้ำหนักของหม้อแปลง และการสูญเสียในชุดขับเคลื่อนของ สวิตช์มอสเฟต มาพิจารณา

โดยมีเงื่อนไขในการทดสอบเพื่อนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกันในบทที่ 6 ดังนี้

- กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเปลี่ยนแปลง กำลังไฟฟ้าด้านออกเท่ากัน 20 วัตต์
- จำนวนรอบของการพันขดลวดเท่ากัน 20 รอบ : 20 รอบ
- ชนิดของแกนแม่เหล็กและขนาดเดียวกัน 6H20 ETD44
- ภาระด้านออกเท่ากัน ตัวต้านทาน 20 โอห์ม
- ขนาดของลวดที่ใช้ 23 AWG และ 17 AWG

ขั้นที่ 2. คำนวณเพื่อตรวจสอบโหมดการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

ในขั้นตอนนี้จะทำการคำนวณ เพื่อตรวจสอบโหมดการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ว่าอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องหรือไม่ เพราะในการวิจัยนี้ได้กำหนดเงื่อนไขการทำงาน ของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ว่า วงจรจะต้องทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง เท่านั้น ในขณะที่ทำการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าหรือทั้งการวัดสัญญาณต่างๆในด้าน ไฟฟ้ากำลัง

โดยปกติในการออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการกำหนดโหมดการทำงานของ วงจรให้ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องแล้วนั้น ก็จะคำนวณหาจำนวนรอบต่ำสุดที่จะทำ ให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กต่ำสุด ที่วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ยังสามารถทำงานใน โหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง แต่ในการวิจัยนี้ผู้ทำการวิจัยได้กำหนดจำนวนรอบของขดลวดไว้แล้ว ดังนั้นจึงต้องทำการตรวจสอบว่าจำนวนรอบการพันของขดลวดที่กำหนดไว้นั้น สามารถทำให้ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องได้ตามต้องการ โดยมี วิธีการคำนวณและตรวจสอบตามขั้นตอนดังนี้

- หาช่วงเวลาสูงสุดที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า t_{on}

โดยค่านี้นี้จะต้องไม่เกิน 50 % ของช่วง 1 คาบเวลา (T) เนื่องจากเงื่อนไขที่รู้จักกันดีสำหรับการ ออกแบบตัวเหนี่ยวนำ คือ ผลคูณของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา ในช่วงที่มีการ เก็บและคายพลังงานจะต้องมีค่าเท่ากัน ดังนั้นการกำหนดค่า t_{on} ที่ตัวเหนี่ยวนำสามารถเก็บและคาย

พลังงานในช่วง 1 คาบเวลาจะต้องไม่เกิน 50% ใน 1 คาบเวลาเพื่อให้การเก็บและคายพลังงานของตัวเหนี่ยวนำนั้นสามารถเท่ากันได้ ดังนั้นในวงจรควบคุมจึงมีการกำหนดให้มีค่าสูงสุดไม่เกิน 45% ใน 1 คาบเวลา จึงมั่นใจได้ว่าตัวเหนี่ยวนำจะคายพลังงานออกหมดในช่วงเวลาที่เหลือใน 1 คาบเวลา หรือขณะสวิตช์หยุดนำกระแส t_{off} นั้นเอง ซึ่งอธิบายได้ดังนี้

ในขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิซึ่งเป็นขดลวดเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าคือเป็นบวก ทำให้มีการเก็บพลังงานในแกนเหล็ก และค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในแกนเหล็กจะมีค่าสูงขึ้นตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.1) ตามกฎแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$v_{Lm} = N \frac{d\phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} \quad (4.1)$$

เมื่อ	V_{Lm}	คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก
	N	คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก
	A	คือ พื้นที่หน้าตัดแกนเหล็กที่ใช้พันขดลวดเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก

จนกระทั่งเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิจะกลับทิศทางเนื่องจากแกนเหล็กจะมีการคายพลังงาน ทำให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในแกนเหล็กมีค่าลดลงมาอยู่ที่ตำแหน่งเมื่อเริ่มต้นที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ทำให้ตัวเหนี่ยวนำในวงจรมีการเก็บและคายพลังงานหรือทำงานได้อย่างปกติในแต่ละช่วงคาบเวลา ซึ่งตัวเหนี่ยวนำและแกนเหล็กจะเป็นไปตามกลไกดังกล่าวได้ก็ต่อเมื่อ ผลคูณของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดที่ทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กและเวลาในช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ต้องมีค่าเท่ากับผลคูณดังกล่าวในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า ซึ่งก็คือเงื่อนไขในสมการที่ (4.2)

$$\int_0^T v_{Lm} dt = 0 \quad (4.2)$$

จากเหตุผลข้างต้น จึงต้องมีการกำหนดค่าสูงสุดของอัตราส่วนช่วงเวลาที่สวิตช์มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าสูงสุดต่อคาบเวลาที่แกนเหล็กสามารถเก็บและคายพลังงานได้ใน 1 คาบเวลา หรือค่าดีวีไอเซล D_{max} ไว้ไม่เกิน 45 % ดังนั้นจะได้ว่า

$$t_{on(max)} = TD_{max} \quad (4.3)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาของความถี่สวิตช์ ($T = 1/f$)

D คือ ค่าดีวตีไซเคิล

คำนวณหาคาบเวลา T เมื่อใช้ความถี่สวิตช์ที่ 100 kHz จะได้

$$T = \frac{1}{100\text{kHz}} = 10\mu\text{s}$$

นำค่า T ที่ได้ไปแทนในสมการที่ (4.3) จะได้

$$t_{\text{on(max)}} = (10\mu\text{s})(0.45) = 4.5\mu\text{s}$$

- คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านขดทุติยภูมิ P_o

ในการหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านขดทุติยภูมิสามารถหาได้จากผลคูณของแรงดันและกระแสด้านออก แต่เงื่อนไขที่ใช้ออกแบบนี้กำหนดให้แรงดันด้านออกมีค่า 20 โวลต์ ดังนั้นในสมการที่ (4.4) ในเทอมของแรงดันจึงต้องนำแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดมาคิดด้วยจึงจะเป็นแรงดันของขดทุติยภูมิที่ถูกต้อง

$$P_o = I_o(V_o + V_d) \quad (4.4)$$

เมื่อ I_o คือ กระแสไฟฟ้าทางด้านขดทุติยภูมิ

V_o คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมภาระทางด้านออก

V_d คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดทางด้านออก

โดยกระแสไฟฟ้า และแรงดันไฟฟ้าด้านออกนั้นถูกกำหนดในเงื่อนไขข้างต้นแล้วและเมื่อใช้ข้อมูลจากผู้ผลิตไดโอดซึ่งใช้ในวงจรเบอร์ MUR1520 เมื่อนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมประมาณ 1 โวลต์ ดังนั้นเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4.4) จะได้

$$P_o = 1(20 + 1) = 21 \text{ วัตต์}$$

- คำนวณหากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเข้า I_{in}

ในส่วนนี้เป็นการหากระแสเฉลี่ยทางด้านขดปฐมภูมิหรืออาจเรียกว่า DC Current เนื่องจากรูปคลื่นกระแสทางด้านขดปฐมภูมินั้น มีช่วงเวลาในการนำกระแสเป็นช่วงจึงต้องนำมาคิดในรูป

ของกระแสเฉลี่ยแทน โดยในส่วนนี้จะมีการประมาณค่าประสิทธิภาพรวมของวงจรเนื่องจากเป็น การคิดที่ย้อนกลับมาจากทางด้านกำลังไฟฟ้าด้านออก ดังนั้นจะได้ว่า

$$I_{in} = \frac{P_o}{V_{in} \times \eta} \quad (4.5)$$

เมื่อ η คือ ประสิทธิภาพของวงจร

โดยทั่วไปวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้นจะมีประสิทธิภาพประมาณ 70-80 % ดังนั้น ผู้วิจัยจึงขอเลือกใช้ประสิทธิภาพที่ 75 % ในการคำนวณ เมื่อนำไปแทนลงในสมการที่ (4.5) จะได้

$$I_{in} = \frac{21}{30 \times 0.75} \approx 0.93 \text{ แอมป์}$$

- คำนวณกำลังไฟฟ้าด้านเข้า P_{in}

ในการหาลำดับไฟฟ้าด้านเข้านั้นส่วนนี้ก็จะเป็นการคิดที่ย้อนกลับมาจากทางด้าน กำลังไฟฟ้าด้านออก ดังนั้นจึงมีการนำค่าประสิทธิภาพของวงจรมาคิดด้วยเช่นกัน จะได้ว่า

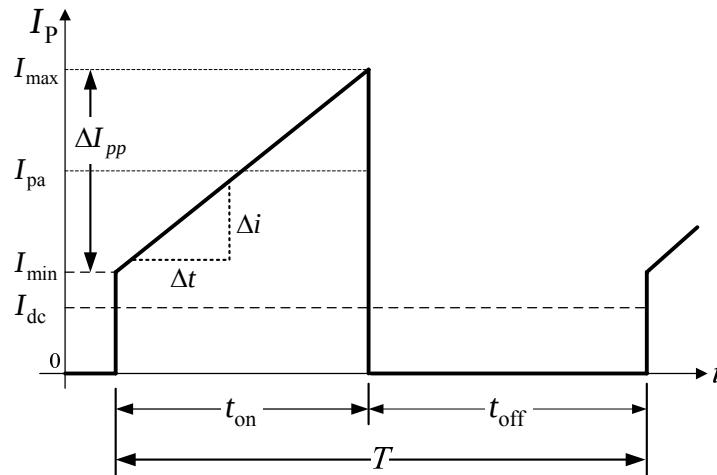
$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (4.6)$$

เมื่อทำการแทนค่ากำลังไฟฟ้าด้านออกและประสิทธิภาพลงในสมการที่ (4.6) จะได้

$$P_{in} = \frac{21}{0.75} = 28 \text{ วัตต์}$$

- คำนวณค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กที่วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ยังทำงานอยู่ใน โหมดกระแสต่อเนื่อง L_m

ในงานวิจัยนี้จะกำหนดให้วงจรมีการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง ซึ่งลักษณะ รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิกับทุติยภูมิได้ถูกอธิบายไว้ในบทที่ 3 แล้ว ดังนั้นในหัวข้อนี้จะใช้ รูปที่ 4.3 ซึ่งอ้างอิงมาจากบทที่ 3 ในการอธิบายการหาค่า L_m ได้ดังนี้



รูปที่ 4.3 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าด้านขดปฐมภูมิเมื่อวงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

จากสมการพื้นฐานของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจะได้ว่า

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (4.7)$$

เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ และตรวจสอบ ในส่วนนี้จึงไม่คิดค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมค่าความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิและค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์ (Voltage Drop) โดยประมาณว่ามีค่าต่ำมาก ดังนั้นจะได้ว่า

$$V_{in} = V_p \quad (4.8)$$

เมื่อ V_{in} คือ แรงดันไฟฟ้าทางด้านเข้า

V_p คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดทุติยภูมิ

ดังนั้นจากในรูปที่ 4.3 ซึ่งเป็นรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าด้านขดปฐมภูมิจะหาความสัมพันธ์ได้ว่า

$$V_p = L_p \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (4.9)$$

นำค่าจากสมการที่ (4.8) แทนลงในสมการที่ (4.9) จะได้ว่า

$$V_{in} = L_p \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (4.10)$$

จากรูปที่ 4.3 ถ้ากำหนดให้

$$I_{\max} = 3I_{\min} \quad (4.11)$$

ดังนั้น

$$I_{pa} = 2I_{\min} \quad (4.12)$$

เมื่อ I_{pa} คือ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยขณะสวิตช์นำกระแส t_{on}

จะเห็นว่าเมื่อมีการกำหนดเงื่อนไขตามสมการที่ (4.11) แล้วนั้นกระแสจะไม่มีทางตกลงเป็นศูนย์ได้ ดังนั้นถ้าใช้เงื่อนไขนี้ในการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กที่ทำให้วงจรทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง ก็จะทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำนั่น

ดังนั้นจากรูปที่ 4.3 สามารถหาค่ากระแสเฉลี่ยในช่วงเวลา t_{on} ได้ดังนี้

$$I_{pa} = \frac{I_{in} \times T}{t_{on(max)}} \quad (4.13)$$

เมื่อนำค่าที่ได้จากสมการที่ (4.5) แทนลงในสมการที่ (4.13) จะได้

$$I_{pa} = \frac{0.93 \times 10 \times 10^{-6}}{4.5 \times 10^{-6}} = 2.06 \text{ แอมป์}$$

ดังนั้นเมื่อกำหนดให้การเปลี่ยนแปลงกระแส Δi ในระหว่างช่วงเวลา t_{on} ดังในรูปที่ 4.3 มีค่าเท่ากับสมการที่ (4.12) ก็จะทำให้กระแสนั้นไม่ตกลงเป็นศูนย์แน่นอน ดังนั้นก็จะทำให้การทำงานของวงจรอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องแน่นอน จึงสามารถหาค่าความเหนี่ยวนำที่ทำให้วงจรทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องได้โดยแทนค่า I_{pa} ที่ได้จากสมการที่ (4.13) ในสมการที่ (4.10) โดยทำการย้ายข้างสมการดังสมการที่ (4.14) ดังนั้นจะหาค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กได้คือ

$$L_p = \frac{V_{in} \times \Delta t}{\Delta i} \quad (4.14)$$

จะได้

$$L_p = \frac{30 \times 4.5 \times 10^{-6}}{2.06} = 65.5 \mu F$$

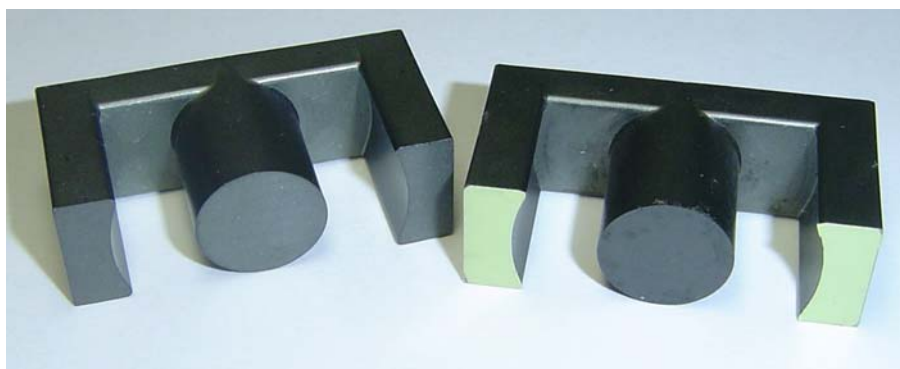
จากการคำนวณจะได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_p ที่ทำให้วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง นั้นต้องไม่น้อยกว่า 66 μH

จากสมการที่ (4.14) เมื่อทราบค่า L_p แล้วในขั้นต่อไปก็จะมาตรวจสอบว่าเงื่อนไขที่กำหนดในการวิจัยนี้นั้นอันได้แก่ จำนวนรอบในการพัน ชนิดของแกนแม่เหล็กที่กำหนดนั้นสามารถทำให้วงจรทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องได้ ดังนั้นในขั้นต่อไปจะเป็นการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นเมื่อมีการกำหนดเงื่อนไขดังตารางที่ 4.1 โดยตัวแปรในการนำมาคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กนั้นมีดังนี้

- จำนวนรอบขดปฐมภูมิ 20 รอบ
- ขนาดของแกนแม่เหล็ก ETD44
- ชนิดเนื้อสารของแกนแม่เหล็ก 6H20
- ระยะช่องว่างอากาศ (l_g) 0.126 มม.

ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าในวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปนั้นนิยมใส่ช่องว่างอากาศให้แกนแม่เหล็กเพื่อป้องกันการอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก เนื่องจากวงจรการทำงานของหม้อแปลงในวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์นั้นจะทำงานดังวงจร C ในรูปที่ 3.20 ดังนั้นจะเห็นได้ว่าวงจรการทำงานนั้นอยู่ในช่วงที่เป็นบวกเท่านั้น จึงต้องมีการใส่ช่องว่างอากาศเพื่อป้องกันแกนแม่เหล็กอิ่มตัวอันเนื่องมาจากไฟฟ้ากระแสตรง โดยรายละเอียดของช่องว่างอากาศนั้นได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.4.3

แต่เนื่องจากแกนแม่เหล็กที่นำมาใช้นี้ ไม่ได้ถูกออกแบบให้มีช่องว่างอากาศที่แกนกลาง ดังนั้นผู้วิจัยจึงทำการใส่ช่องว่างอากาศโดยเลือกใช้ Polyester Tape ของ 3M ซึ่งมีความหนาตามที่ผู้ผลิตกล่าวไว้คือ 0.063 มม. โดยการใส่ช่องว่างอากาศนี้จะใส่ Polyester Tape ที่แกนด้านข้างทั้ง 2 ข้างของแกนเหล็กดังรูปที่ 4.4 ซึ่งลักษณะของแกนเหล็กที่ใช้นั้น พื้นที่ของแกนด้านข้างจะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของแกนกลาง และประมาณว่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่แกนด้านข้างทั้งสองมีค่าน้อยกว่า หรือเท่ากับแกนกลางเมื่อไม่คิดค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่รั่วไหล ดังนั้นจึงทำการคำนวณหาระยะช่องอากาศที่น้อยที่สุดจากแกนกลางเพียงแกนเดียวเท่านั้น โดยการคิดช่องว่างอากาศนั้นจะนำค่าช่องว่างอากาศของขาทั้งสองมาบวกกันจึงจะเป็นค่าของช่องว่างอากาศที่ใช้ในการคำนวณ

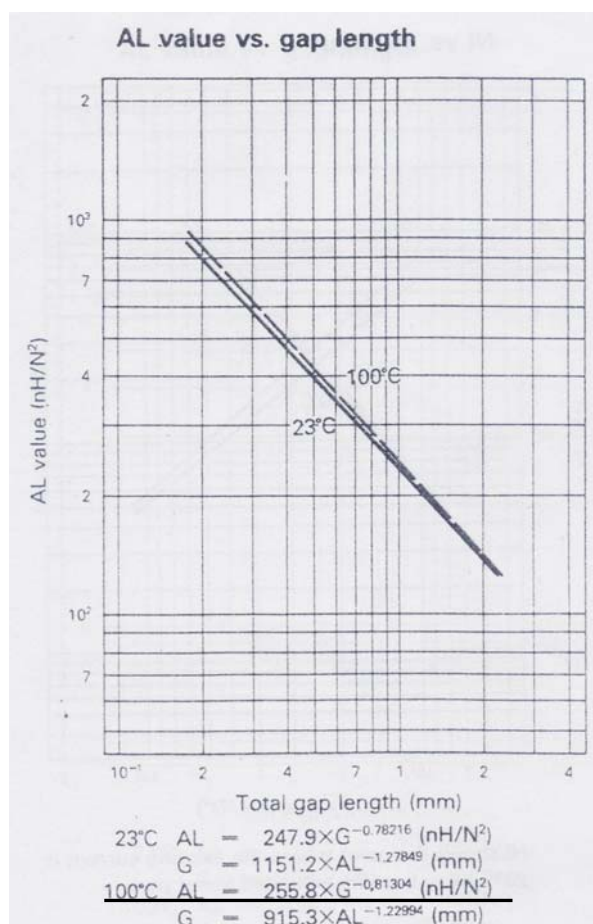


รูปที่ 4.4 การติด Polyester Tape (สีเหลือง) ที่แกนด้านข้างทั้งสองเพื่อให้เกิดช่องว่างอากาศ

ในการหาความเหนียวนั้นผู้วิจัยได้นำข้อมูลของแกนแม่เหล็ก ซึ่งให้โดยผู้ผลิตแกนแม่เหล็กโดยเป็นข้อมูลในการเลือกกระชงอากาศ ดังรูปที่ 4.5 โดยใช้ในเลือกค่า AL_Value จากกระชงอากาศค่าหนึ่ง ซึ่งค่า AL_Value จะใช้เพื่อเลือกจำนวนรอบของขดลวดและใช้เพื่อหาความเหนียวได้ ดังสมการที่ (4.15) แต่ในการวิจัยนี้จะใช้เพื่อหาค่า L_{p1} ซึ่งเป็นค่าความเหนียวทำแม่เหล็กที่ต้องการตรวจสอบ เมื่อกำหนดจำนวนรอบของขดปฐมภูมิไว้แล้วที่ 20 รอบ โดยสามารถคำนวณค่าของ L_{p1} ของขดลวดปฐมภูมิได้ดังนี้

$$AL_Value = \frac{L_{p1}}{N_p^2} \quad (4.15)$$

เมื่อ AL_Value	คือ ค่าความเหนียวที่ได้ต่อกำลังสองของจำนวนรอบที่ทำการพัน ซึ่งเป็นข้อมูลที่ผู้ผลิตแกนแม่เหล็กให้มา
L_{p1}	คือ ค่าความเหนียวมีหน่วยเป็น nH
N_p	คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิที่ทำให้เกิดค่า L_{p1}



รูปที่ 4.5 ข้อมูลจากผู้ผลิตแกนแม่เหล็กสำหรับเลือกใช้ค่า AL_Value และกระชงอากาศ

จากข้อมูลของผู้ผลิตดังรูปที่ 4.5 ได้กำหนดสมการในการหาค่าของ AL_Value ไว้ดังนี้

$$AL_Value = 255.8 \times I_g^{-0.81304} \quad (4.16)$$

เมื่อนำระยะของช่องว่างอากาศที่ใช้แทนลงในสมการที่ (4.16) จะได้ค่าดังนี้

$$AL_Value = 754.487 \text{ nH/N}^2$$

และนำค่า AL_Value ที่คำนวณได้ไปแทนในสมการที่ (4.15) จะได้ค่าความเหนี่ยวนำเมื่อมีการพันขดลวดด้านปฐมภูมิที่ 20 รอบดังนี้

$$L_{p1} = 754.487 \times 20^2 = 313794 \text{ nH}$$

ดังนั้นจะได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_{p1} ที่เกิดจากการพันขดลวดจำนวน 20 รอบ บนแกนแม่เหล็กขนาด ETD44 เนื้อสารแม่เหล็ก 6H20 เท่ากับ

$$L_m = L_{p1} \approx 314 \mu\text{H}$$

สรุปผลการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก

สุดท้ายนำค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_{p1} ที่ได้ไปทำการเปรียบเทียบกับค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กที่ต้องการ $L_p = 66 \mu\text{H}$ ที่ได้จากสมการที่ (4.14) จะเห็นได้ว่าค่า L_{p1} ซึ่งเท่ากับ $314 \mu\text{H}$ นั้นมีค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กที่สูงกว่ามาก ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า การพันขดลวดจำนวน 20 รอบนั้นเพียงพอที่ทำให้วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องได้อย่างแน่นอน หรืออาจพิสูจน์ให้ชัดเจนว่าวงจรทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องจริงโดยอ้างอิงจากรูปที่ 4.2 ดังนี้

หาค่าความแตกต่างของกระแสจาก $I_{\min}$ ถึง $I_{\max}$ หรือ ΔI_{pp} ได้โดย

$$\Delta I_{pp} = \frac{D_{(\max)} \times T \times V_{in}}{L_m} \quad (4.17)$$

นำค่าต่างๆ แทนในสมการที่ (4.17) จะได้ค่า

$$\Delta I_{PP} = \frac{0.45 \times 10 \times 10^{-6} \times 30}{314 \mu\text{H}} \approx 430 \text{ mA}$$

ต่อไปทำการหาค่า $I_{\min}$ และ $I_{\max}$ จากรูปที่ 4.3 จะได้ว่า

$$I_{\min} = I_{pa} - \frac{\Delta I_{PP}}{2} \quad (4.18)$$

$$I_{\max} = I_{pa} + \frac{\Delta I_{PP}}{2} \quad (4.19)$$

แทนค่า I_{pa} และ ΔI_{pp} ลงในสมการที่ (4.19) จะได้

$$I_{\min} = 2.06 - \frac{0.43}{2} = 1.845 \text{ A}$$

$$I_{\max} = 2.06 + \frac{0.43}{2} = 2.275 \text{ A}$$

เมื่อพิจารณาค่า $I_{\min}$ ที่ได้จะพบว่ามีค่ามากกว่าศูนย์จึงสรุปได้ว่าวงจรทำงานอยู่ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องอย่างแน่นอน

สรุปได้ว่าเงื่อนไขที่กำหนดนั้นสามารถทำให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องได้

ขั้นที่ 3. คำนวณเพื่อตรวจสอบการอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก

ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดในแกนแม่เหล็กของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้านั้น เกิดขึ้นจากผลรวมของ B_{DC} , B_{AC} และ B_r โดยที่ค่า B_r จะพิจารณาได้จากกราฟ B-H ในรูปที่ 4.6 (ก) ซึ่งเป็นแกนเหล็ก ETD44 เนื้อสารชนิด 6H20 ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ โดยที่ค่า B_r คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเมื่อค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H มีค่าเป็นศูนย์ หรือเมื่อกระแสไฟฟ้าไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งข้อมูลจากผู้ผลิตและจากรูปที่ 4.6 (ก) จะได้ B_r มีค่าประมาณ 100 mT (ผนวก ก)

ในการใส่ช่องว่างอากาศนั้นจะทำให้ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของวงจรแม่เหล็กมีค่าลดลง และค่า B_r ลดลงด้วยเช่นกัน โดย B_{rg} ก็คือ ค่าเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างเมื่อใส่ช่องว่างอากาศ ในขณะที่การทำงานในสภาวะอยู่ตัวของแกนเหล็กในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง อธิบายได้ว่า เมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้าค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กจะมีค่า B_d (ค่าที่จุด a) ดังรูปที่ 4.6 (ข) และค่า B จะเพิ่มขึ้นจากจุด a ไปยังจุด b เนื่องจากมีการเก็บพลังงานในแกนเหล็กและค่า B จะมีค่าสูงสุดที่ $B_{\max}$ จากนั้นเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าค่า $B_{\max}$ จะลดลงมาอยู่ที่ค่า B_d หรือจากตำแหน่ง b กลับมาที่จุด a ตามเดิมเนื่องจากช่วงนี้แกนเหล็กมีการคายพลังงาน และจะเห็นได้ว่ายังคงมีค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอยู่ในแกน เนื่องจากผลขององค์ประกอบไฟตรง ซึ่งเป็น

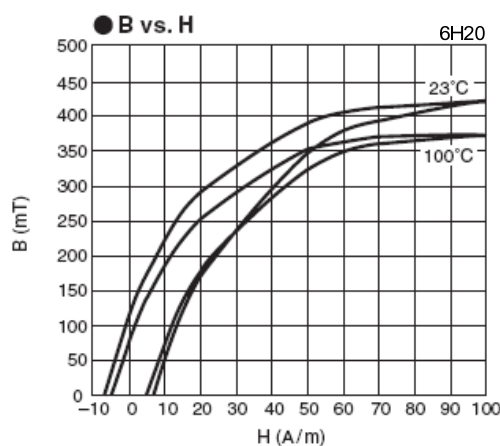
ลักษณะของวงจรในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง และจากรูปที่ 4.6 (ข) จะหาค่า $B_{\max}$ หรือค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่ใช้งานได้ดังสมการที่ (4.20)

$$B_{\max} = B_{DC} + B_{AC} + B_{rg} < B_{Sat} \quad (4.20)$$

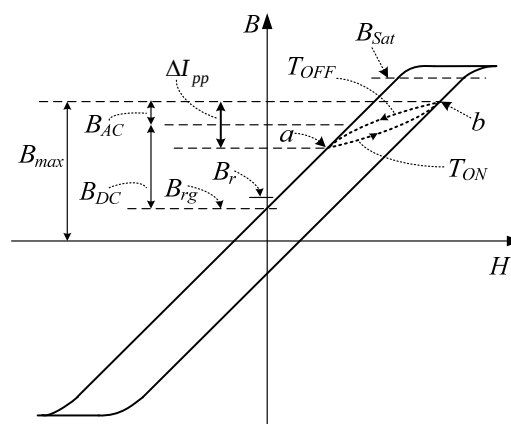
เมื่อ B_{Sat} คือ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัวของแกนเหล็กซึ่งจะต้องมีค่าสูงกว่า $B_{\max}$ ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่ใช้งาน

B_{DC} คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสตรง I_{pa}

B_{AC} คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงในช่วง ΔI_{pp}



(ก) เมื่อไม่ใส่ช่องอากาศ (ผนวก ก)



(ข) เมื่อใส่ช่องอากาศ

รูปที่ 4.6 กราฟ B-H จริงจากผู้ผลิตแกนเหล็ก (ก) ซึ่งเห็นเฉพาะช่วงที่ค่า B และ H เป็นบวกและกราฟที่เขียนขึ้นเมื่อใส่ช่องว่างอากาศ (ข)

สมการที่ (4.20) คือ สมการเงื่อนไขสำคัญในการออกแบบวงจรแม่เหล็ก ซึ่งค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดในแกนต่างๆ จะต้องไม่เกินค่า B_{Sat} ที่จุดอิ่มตัว เนื่องจากที่จุดนี้ไม่ว่าจะเพิ่มกระแสไฟฟ้า I_{Lm} มากเท่าไรก็จะไม่ทำให้ค่า B เพิ่มขึ้นอีก ทำให้พลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรแม่เหล็กจะมีแต่ความสูญเสีย โดยที่ค่า B_{Sat} และ B_r นี้ ผู้ผลิตแกนแม่เหล็กจะให้มาดังในรูปที่ 4.6 (ก) ในขณะที่ค่า B_{DC} และ B_{AC} คำนวณได้จากสมการที่ (4.21) และ (4.22) ในขณะที่ค่า B_{rg} จะมีค่าต่ำลงเมื่อมีระยะความกว้างของช่องว่างอากาศเพิ่มขึ้น ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณจะใช้ค่า B_r ที่ให้มาโดยผู้ผลิต ถ้าค่า B_r ที่ใช้คำนวณหาค่า $B_{\max}$ นั้นไม่ทำให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเกินค่าของ B_{Sat} ดังแสดงในสมการที่ (4.20) ก็จะสามารถกล่าวได้ว่าแกนนั้นไม่เกิดการ

อิมตัว เนื่องจากการเพิ่มช่องว่างอากาศทำให้ค่า B_r นั้นลดลง ซึ่งก็จะทำให้ค่าที่ได้จากสมการ (4.20) ลดลงไปด้วยเช่นกัน

$$B_{AC} = \frac{V_{in} t_{on}}{N_p A_c} \quad (4.21)$$

เมื่อ A_c คือ พื้นที่ของแกนแม่เหล็ก (มม.²)

$$B_{DC} = \frac{\mu_o N_p I_{in}}{l_g} \quad (4.22)$$

โดยค่า A_c นั้นจะสามารถดูได้จากข้อมูลจากผู้ผลิตแกนแม่เหล็ก และเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4.21) จะได้

$$B_{AC} = \frac{30 \cdot 4.5 \times 10^{-6}}{20 \cdot 175} = 38.5 \text{ mT}$$

และเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4.22) จะได้

$$B_{DC} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \cdot 20 \cdot 0.93}{0.126 \times 10^{-3}} = 185.5 \text{ mT}$$

และนำค่าทั้งหมดที่หาได้แทนลงในสมการที่ (4.20) เพื่อหาค่า B_{max} จะได้

$$\begin{aligned} B_{max} &= 185.5 \text{ mT} + 38.5 \text{ mT} + 80 \text{ mT} \\ &= 304 \text{ mT} \end{aligned}$$

จากข้อมูลจากผู้ผลิตแกนแม่เหล็กนั้น แกนเนื้อสาร 6H20 นั้นมี B_{Sat} อยู่ที่ 390 mT โดยค่าที่คำนวณได้ B_{max} นั้นมีค่าเพียง 304 mT เท่านั้น ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าขณะวงจรทำงานแกนแม่เหล็กจะไม่เกิดการอิมตัวขึ้น

สรุปการตรวจสอบค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กและการอิมตัวของแกนแม่เหล็ก

จากการคำนวณข้างต้นชี้ให้เห็นว่า จำนวนรอบการพันขดลวด ขนาดของแกนแม่เหล็ก ชนิดของเนื้อสาร และระยะช่องว่างอากาศ ที่กำหนดนั้นไม่ว่าในด้านของค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก และการอิมตัวของแกนแม่เหล็กนั้น เมื่อทำการคำนวณแล้วพบว่า ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าที่เพียงพอ และตามเงื่อนไขที่กำหนดนั้น ไม่ทำให้แกนแม่เหล็กเกิดการอิมตัว

จึงสามารถสรุปได้ว่าข้อกำหนดที่ใช้ในการทำการวิจัยนี้ ทำให้วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องตามที่การวิจัยนี้ได้กำหนดไว้จริง ดังนั้นจึงสามารถใช้ข้อกำหนดนี้ในการทำการวิจัยได้

ขั้นที่ 4. การออกแบบตัวเก็บประจุทางด้านออก

ในการออกแบบตัวเก็บประจุทางด้านออกนั้น สิ่งที่ต้องถูกกำหนดก็คือค่าแรงดันกระเพื่อมด้านออกสูงสุดที่ยอมรับได้ โดยในงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้แรงดันไฟฟ้าริปเปิ้ลด้านออกมีค่าไม่เกิน 0.5 % ของแรงดันไฟฟ้าด้านออก ดังตารางที่ 4.2 ดังนั้นเมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่า 20 โวลต์ ก็จะต้องออกแบบให้แรงดันกระเพื่อมด้านออกมีค่าไม่เกิน 0.1 โวลต์นั่นเอง โดยการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านออก C_o นั้นได้อธิบายไว้โดยละเอียดแล้วในบทที่ 3 คือสมการที่ (3.26) ถึง (3.29) ดังนั้นจึงขอนำสมการที่ (3.29) ซึ่งเป็นสมการที่ใช้ในการหาตัวเก็บประจุมาใช้ในส่วนนี้โดยนำมาเขียนใหม่เป็นสมการที่ (4.23)

$$C_o = \frac{DT}{R(\Delta V_o / V_o)} \quad (4.23)$$

เมื่อ ΔV_o คือ แรงดันไฟฟ้าระลอกคลื่น (Ripple voltage)

โดยสมการที่ (4.23) นั้นคือสมการในการหาตัวเก็บประจุที่ทำให้ได้แรงดันกระเพื่อมทางด้านออกตามที่ต้องการ เมื่อไม่มีการคิดผลที่เกิดขึ้นของความต้านทานแฝงที่ต่ออนุกรมภายในตัวเก็บประจุ



รูปที่ 4.7 ความต้านทานแฝงที่ต่ออนุกรมของตัวเก็บประจุ

ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำผลขององค์ประกอบแฝงของตัวเก็บประจุมาช่วยคำนวณค่าตัวเก็บประจุด้านออก เมื่อมีการคิดถึงองค์ประกอบดังรูปที่ 4.7 ได้แก่ ค่าความต้านทานอนุกรมแฝงภายในตัวเก็บประจุ (Equivalent Series Resistance (ESR) หรือ R_{ESR}) โดยจากหนังสือของ Abraham I. Pressman [5] ซึ่งเป็นหนังสือที่มีการใช้เป็นหนังสืออ้างอิงโดยทั่วไปนั้น ได้กล่าวไว้ว่า ที่ความถี่ต่ำกว่า 300 kHz สามารถที่จะไม่นำผลของ ESL (Equivalent Series Inductance) มาคิดได้ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะไม่คิดค่า ESL เนื่องจากใช้งานที่ความถี่สวิตชิ่ง 100 kHz เท่านั้น ในขณะที่ผลของ ESR

จะพิจารณาในช่วง t_{off} เนื่องจากจะมีกระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิไหลไปอัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_0 และจากผลของ ESR ของตัวเก็บประจุ C_0 จะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้ากระแสเฟื้อเนื่องจากกระแสไฟฟ้ากระแสเฟื้อในช่วงเวลาดังกล่าว ซึ่งคำนวณได้ดังนี้

$$\Delta V_{\pi} = R_{\text{ESR}} \times I_{\text{S(peak)}} \quad (4.24)$$

เมื่อ ΔV_{π} คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสเฟื้อที่เกิดจาก R_{ESR} ของ C_0
 $I_{\text{S(peak)}}$ คือ กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิสูงสุด

จากสมการที่ (4.24) จะทำการประมาณค่า $I_{\text{S(peak)}}$ จากสมการที่ (4.25)

$$I_{\text{S(peak)}} = \frac{P_o}{(V_o + V_d)(1 - D_{\text{max}})} \quad (4.25)$$

เมื่อนำค่าจากขั้นตอนในสมการที่ (4.4) และ (4.5) มาแทนลงในสมการที่ (4.25) จะได้ว่า

$$I_{\text{S(peak)}} = \frac{21}{(20 + 1)(1 - 0.45)} = 1.9 \text{ แอมป์}$$

ในส่วนของค่า R_{ESR} นั้นจากหนังสือของ Abraham I. Pressman [5] ได้ใช้วิธีหาผลคูณของค่าความจุไฟฟ้ากับค่า R_{ESR} หรือ $R_{\text{ESR}} C_0$ สำหรับตัวเก็บประจุประเภทอะลูมิเนียมอิเล็กโทรไลติก (Aluminum Electrolytic Capacitor) ซึ่งเป็นชนิดเดียวกับที่ใช้ในการวิจัยนี้ โดยจากคู่มือของผู้ผลิตนั้นจะได้ค่า $R_{\text{ESR}} C_0 \approx 42 \times 10^{-6}$ (ผนวก ก) และจะนำค่าดังกล่าวมาหา C_0

$$R_{\text{SER}} C_0 = 42 \times 10^{-6} \quad (4.26)$$

และจากสมการที่ (4.24) และ (4.26) จะคำนวณค่า C_0 ได้ดังสมการที่ (4.27)

$$C_0 > \frac{42 \times 10^{-6} \times I_{\text{S(peak)}}}{\Delta V_{\pi}} \quad (4.27)$$

เมื่อ C_0 คือ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุทางด้านออก

โดยที่ค่า ΔV_{π} ในงานวิจัยนี้กำหนดให้ไม่เกิน 0.1 โวลต์ ของค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก ดังนั้นจะได้ค่าของ C_o เท่ากับ

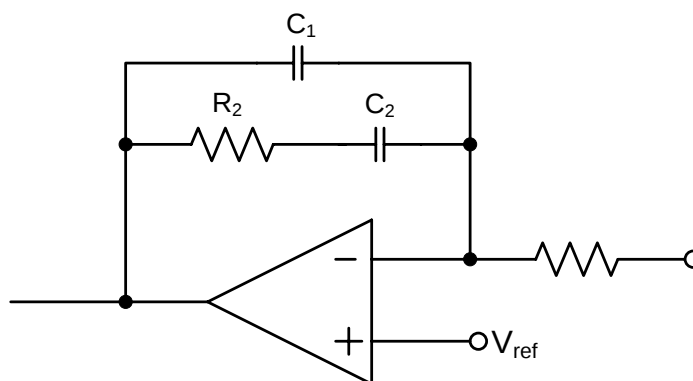
$$C_o > \frac{42 \times 10^{-6} \times 1.9}{0.1} = 798 \mu\text{F}$$

ดังนั้นจึงเลือกค่า $C_o = 940 \mu\text{F}$ โดยใช้ตัวเก็บประจุขนาด 470 μF ขนานกันสองตัว เพื่อให้ได้ค่า 940 μF นั้นเอง ซึ่งตัวเก็บประจุขนาด 470 μF นั้นเป็นค่ามาตรฐานสามารถหาซื้อได้โดยทั่วไป

ขั้นที่ 5. การออกแบบวงจรควบคุมแบบวงปิด

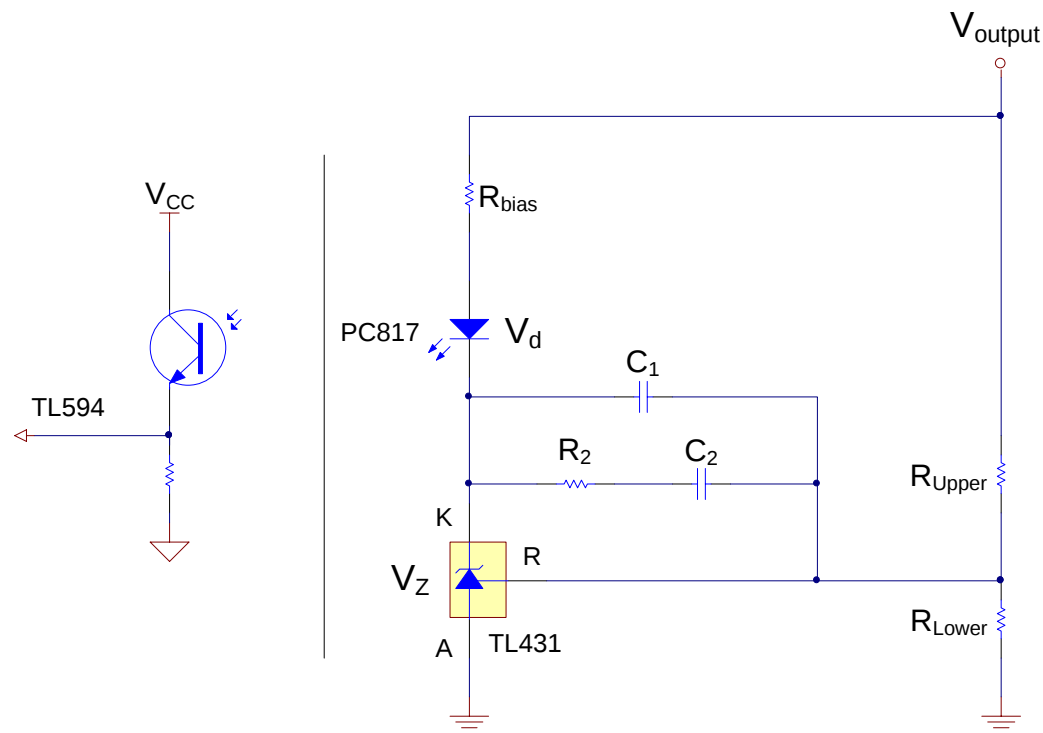
ในการออกแบบวงจรควบคุมแบบวงปิดนั้น จุดประสงค์ที่สำคัญคือต้องการควบคุมแรงดันด้านออกให้คงที่ สำหรับงานวิจัยนี้จะมีแรงดันด้านออก 20 โวลต์คงที่ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงหม้อแปลงทั้ง 12 รูปแบบ โดยการออกแบบวงจรควบคุมแบบวงปิดนี้ได้ประยุกต์มาจาก [28-29] ของ Marty Brown ซึ่งมีการแนะนำการเลือกประเภทของวงจรควบคุมของแต่ละประเภทของแหล่งจ่าย โดยสำหรับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องนั้น ได้แนะนำให้ใช้การชดเชยแบบ Pole-Zero Compensation โดยจะมีลักษณะการจัดวงจรดังรูปที่ 4.8

เนื่องจากขอบเขตงานในวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้มุ่งเน้นประเด็นไปที่เรื่องเสถียรภาพ และผลตอบสนองเชิงจลน์ (Dynamic Response) ที่มีประสิทธิภาพดีที่สุดโดยในการออกแบบวงจรควบคุมในงานวิจัยนี้เป็นเพียงส่วนประกอบส่วนหนึ่งเพื่อทำให้แรงดันขาออกคงที่เท่านั้น และค่าของตัวการะที่ใช้ในการทดสอบนั้นก็มีความที่ตลอดการทดสอบ ด้วยเหตุนี้จึงไม่ได้มุ่งประเด็นเพื่อให้ได้ผลตอบสนองเชิงจลน์ที่ดีที่สุด ดังนั้นจะขอกกล่าวถึงวิธีการและสมการที่ใช้คำนวณเท่านั้น



รูปที่ 4.8 การจัดวงจรชดเชยแบบ Pole-Zero

โดยวงจรควบคุมแบบวงปิดสำหรับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้ในการวิจัยนั้น เพื่อให้ส่วนทางด้านออกแยกจากกันทางไฟฟ้าจึงมีการใช้แสงในการส่งผ่านสัญญาณ (OPTO Isolator) จากทางด้านออกไปสู่วงจร PWM ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ TL594 เป็นตัวควบคุมความกว้างของสัญญาณควบคุมขาเกตของมอสเฟตสวิทช์เพื่อใช้ในการเพิ่มหรือลดแรงดันที่ด้านออกให้คงที่ โดยวงจรแสดงในรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 วงจรควบคุมแบบวงปิด

ในการออกแบบโดยใช้ OPTO ในการวิจัยนี้จะใช้เบอร์ PC817 และเพื่อให้การเกิดความคลาดเคลื่อนจากการทำงานของ OPTO ให้น้อยที่สุด จึงทำการออกแบบให้ชุดขยายความผิดพลาดให้อยู่ทางขดทุติยภูมิ โดยตัวที่ทำหน้าที่นี้คือ IC เบอร์ TL431 ดังวงจรในรูปที่ 4.9 โดยมีการคำนวณค่าต่างๆที่ใช้ในวงจรดังต่อไปนี้

- คำนวณหาค่า R_{Upper} และ R_{Lower}

การคำนวณหาค่าความต้านทานทั้ง 2 ค่านี้ สิ่งที่ต้องกำหนดเป็นอันดับแรกคือต้องให้มีแรงดันตกคร่อม R_{Lower} เท่ากับ 2.5 โวลต์ ขณะที่แรงดันด้านออกตรงตามที่ต้องการ ซึ่งในกรณีนี้คือแรงดันด้านออกที่ 20 โวลต์ ต้องมีแรงดันตกคร่อม R_{Lower} เท่ากับ 2.5 โวลต์ โดยคำนวณได้ดังนี้

ถ้ากำหนดให้กระแสไหลผ่านในกิ่งนั้นมีค่าเป็น 1 mA ดังนั้นจะได้ 1 k Ω /V ดังนั้นจะสามารถหาค่า R_{Lower} เมื่อต้องการแรงดันตกคร่อม 2.5 โวลต์ได้จากหลักการพื้นฐานดังสมการที่ (4.28)

$$R_{\text{Lower}} = \frac{V}{I} \quad (4.28)$$

เมื่อแทนค่ากระแสด้วยค่า 1 mA จะได้ว่า

$$R_{\text{Lower}} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

แต่ค่า 2.5 k Ω นั้นไม่เป็นค่ามาตรฐานดังนั้นจึงเลือกใช้ค่า 2.7 k Ω แทน ดังนั้นจะได้ค่ากระแสใหม่คือ

$$I = \frac{2.5}{2.7 \times 10^3} = 0.926 \text{ mA}$$

และสามารถหาค่า R_{Upper} ได้จาก

$$R_{\text{Upper}} = \frac{20 - 2.5}{0.926} = 18.9 \text{ k}\Omega$$

ในขั้นต่อไปเป็นการหาค่า R_{bias} โดยหาได้จากสมการ

$$R_{\text{bias}} = \frac{V_o - (V_z + V_d)}{I_d} \quad (4.29)$$

เมื่อ V_o คือ แรงดันด้านออก

V_z คือ แรงดันตกคร่อม TL431

V_d คือ แรงดันตกคร่อม OPTO

I_d คือ กระแสไบอัสตรงของ OPTO

โดยค่าของ V_o และ V_z นั้นทราบค่าแล้วคือ 20 โวลต์ และ 2.5 โวลต์ ตามลำดับ ในขณะที่ค่า V_d และ I_d นั้นสามารถดูได้จากข้อมูลซึ่งผู้ผลิตให้มา (ผนวก ก) เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4.29) จะได้ค่าความต้านทาน คือ

$$R_{\text{bias}} = \frac{20 - (2.5 + 1.4)}{10 \times 10^{-3}} = 1.61 \text{ k}\Omega$$

โดยค่าความต้านทานที่คำนวณได้นั้นเป็นค่าที่ไม่มาตรฐานดังนั้นจึงเลือกใช้ค่า $1.5 \text{ k}\Omega$ ซึ่งเป็นค่าที่ใช้กันทั่วไป

- คำนวณหา Open loop gain ของระบบ

การหาค่า open loop gain หรือ อัตราการขยายวงเปิดนั้นสามารถหาได้โดยใช้สมการที่ (4.30) และทำการแปลงให้อยู่ในรูป dB ได้โดยใช้สมการที่ (4.31)

$$A_{dc} = \frac{(V_{in} - V_{out})^2}{V_{in} \cdot \Delta V_e} \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (4.30)$$

เมื่อ ΔV_e คือ แรงดันจากขอดถึงขอดของแรงดันรูปคลื่นสามเหลี่ยมใน TL594

ทำการแทนค่าลงในสมการ (4.30) จะได้

$$A_{dc} = \frac{(30-20)^2}{30 \cdot 1} \cdot \frac{20}{20} = 3.33$$

ทำการหาอัตราการขยายในรูป dB จะได้

$$\begin{aligned} G_{dc} &= 20 \log (A_{dc}) \\ &= 20 \log 3.33 \\ &= 10.44 \text{ dB} \end{aligned} \quad (4.31)$$

- คำนวณหา Output Filter Pole ของระบบ

โดยค่าของตัวแปรนี้นั้นจะขึ้นอยู่กับค่าตัวเก็บประจุทางด้านออก C_o ที่ได้มีการคำนวณไว้ก่อนหน้านี้แล้ว โดยสามารถหาค่านี้ได้จากความสัมพันธ์ดังสมการที่ (4.32)

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_L C_o} \quad (4.32)$$

เมื่อ f_p คือ Corner frequency ของ output filter

R_L คือ ค่าความต้านทานของภาระทางด้านออก

C_o คือ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุทางด้านออก

โดยทำการแทนค่า $R_L = 20 \Omega$, $C_o = 940 \mu\text{F}$ ลงในสมการที่ (4.32) จะได้

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 940 \times 10^{-6}} = 8.5 \text{ Hz}$$

- คำนวณหา gain ของ Error amplifier

การหาค่านี้ก็เพื่อให้ได้ gain เท่ากับ 0 dB ที่ความถี่ Cross over ของการควบคุมแบบวงปิด โดยสามารถหาได้จากสมการที่ (4.33)

$$G_{XO} = 20 \log \left(\frac{f_{XO}}{f_p} \right) - G_{dc} \quad (4.33)$$

เมื่อ f_{XO} คือ ค่า Close loop gain ที่ความถี่ cross over

โดยในหนังสือของ Marty Brown [29] ได้แนะนำไว้ว่าค่าของ f_{XO} นั้นควรมีค่าน้อยกว่าความถี่สวิตชิ่งประมาณ 5 เท่าหรือ $f_{XO} \leq 0.2 f_{sw}$ ซึ่งผู้วิจัยได้เลือกค่า f_{XO} ที่ 4 kHz ดังนั้นจากสมการที่ (4.33) จะได้

$$\begin{aligned} G_{XO} &= 20 \log \left(\frac{4 \times 10^3}{8.5} \right) - 10.44 \\ &= 53.44 - 10.44 \\ &= 43 \text{ dB} \end{aligned}$$

โดยจะมี Absolute Gain เท่ากับ

$$A_{XO} = 10^{(G_{XO}/20)} = 141$$

- หาค่า C_1, C_2 และ R_1

ส่วนนี้จะป็นวิธีในการหาค่าของอุปกรณ์ที่อยู่ในวงจรชดเชย โดยหาค่าได้จากสมการที่ (4.34) ถึงสมการที่ (4.36) ดังต่อไปนี้

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{XO} A_{XO} R_{Upper}} \quad (4.34)$$

$$R_1 = A_{XO} R_{Upper} \quad (4.35)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_p R_1} \quad (4.36)$$

สมการที่ (4.34) ถึง (4.36) เป็นสมการในการหาค่าของ C_1 , C_2 และ R_1 ซึ่งค่าต่างๆที่เกี่ยวข้องในสมการนั้นได้คำนวณหาได้ข้างต้นแล้วจึงนำลงมาแทนจะได้

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(4 \times 10^3)(141)(18.9 \times 10^3)} = 14.9 \text{ pF}$$

โดยค่าที่ใช้จริงของ C_1 นั้นจะเลือกที่ 15 pF ซึ่งเป็นค่ามาตรฐาน

$$R_1 = (141)(18.9 \times 10^3) = 2.66 \text{ M}\Omega$$

โดยค่าที่ใช้จริงของ R_1 นั้นจะเลือกที่ 2.7 M Ω ซึ่งเป็นค่ามาตรฐาน และจะใช้ค่าความต้านทานที่เลือกใหม่นี้แทนลงในสมการที่ (4.36) จะได้

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(8.5)(2.7 \times 10^6)} = 6.93 \text{ nF}$$

สรุปการหาค่าอุปกรณ์ในส่วนวงจรควบคุมแบบวงปิด

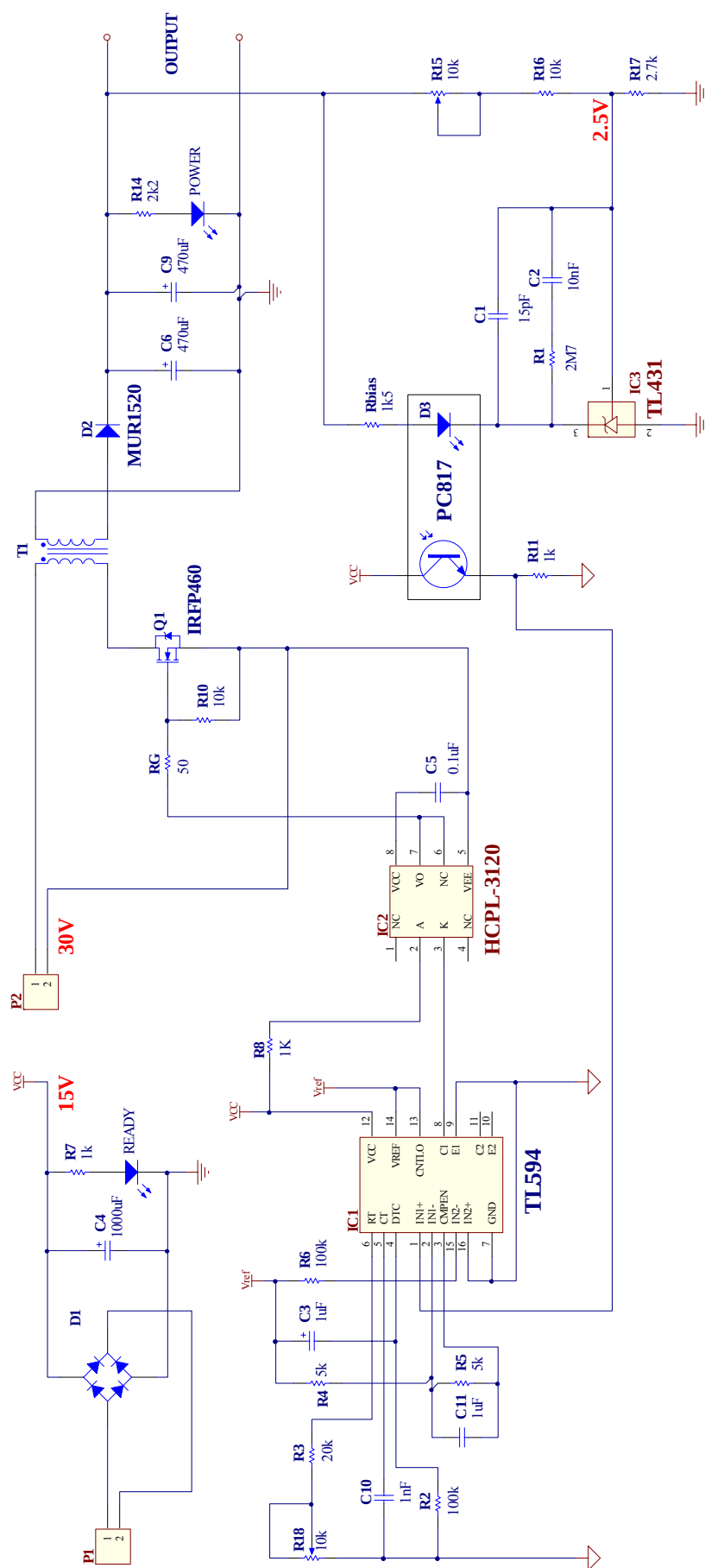
จากผลการคำนวณค่าของอุปกรณ์จากรูปที่ 4.9 นั้น มีบางค่าเมื่อคำนวณออกมาแล้วได้ค่าของอุปกรณ์ที่ไม่ใช่ค่ามาตรฐานของอุปกรณ์ชนิดนั้น จึงต้องมีการปรับเปลี่ยนให้ใช้ค่าที่เป็นมาตรฐานโดยให้ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้มากที่สุด เพื่อให้สามารถซื้อได้โดยทั่วไป โดยจะสรุปค่าของอุปกรณ์ในวงจรควบคุมดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ค่าอุปกรณ์ที่คำนวณกับค่าจริงที่เลือกใช้ในวงจรควบคุม

ชื่ออุปกรณ์	ค่าจากการคำนวณ	ค่าที่เลือกใช้จริง
R_{Upper}	18.9 k Ω	10 k Ω + 10 k Ω แบบปรับค่าได้
R_{Lower}	2.5 k Ω	2.7 k Ω
R_{bias}	1.61 k Ω	1.5 k Ω
C_1	14.9 pF	15 pF
C_2	6.93 nF	10 nF
R_1	2.66 M Ω	2.7 M Ω

4.3 วงจรควบคุมที่ใช้ในงานวิจัย

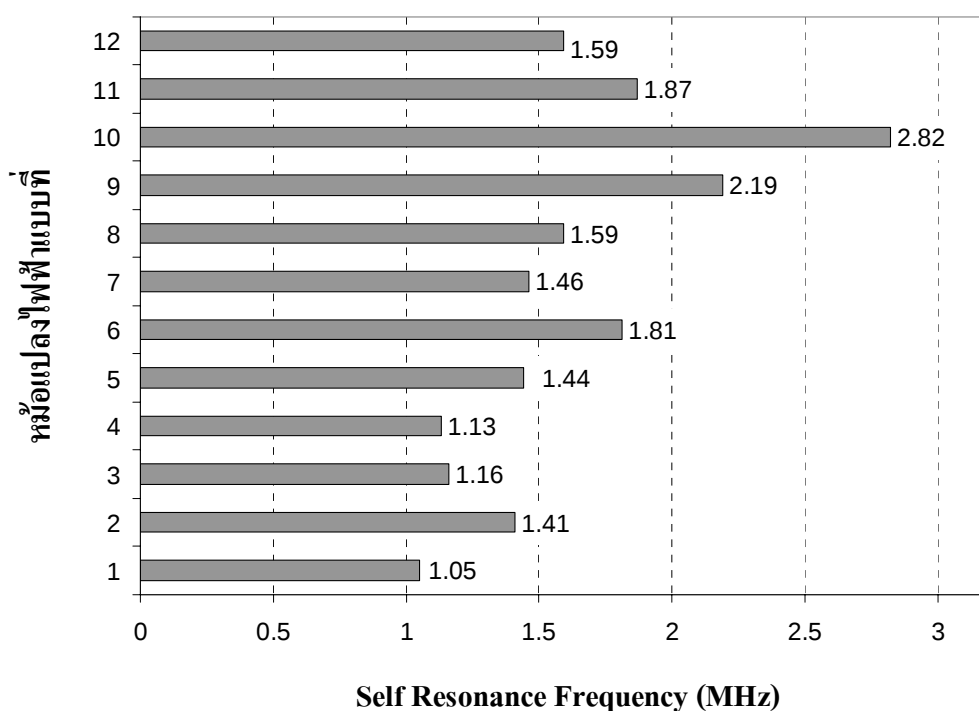
สำหรับวงจรควบคุมที่ใช้ควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ได้ใช้วงจรควบคุมสัญญาณขาเกิดของมอสเฟต โดยใช้ IC เบอร์ TL594 ในการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อควบคุมขาเกิดของมอสเฟตให้มีการสวิตช์ที่ความถี่ดังกล่าว โดยสัญญาณควบคุมที่ได้จาก TL594 จะต่อผ่านชุดขับขาเกิดซึ่งใช้ IC เบอร์ HCPL-3120 ซึ่งเป็น IC ที่ออกแบบมาในการขับเกตโดยเฉพาะ โดยสามารถขับกระแสเกตได้สูงสุดถึง 2 แอมป์ (ผนวก ก) โดยวงจรที่สมบูรณ์แสดงไว้ในรูปที่ 4.10 อย่างไรก็ตามก็ยังไม่ขอกล่าวถึงในรายละเอียดของการออกแบบ IC เบอร์ TL594 เนื่องจากสามารถศึกษาได้จากคู่มือของผู้ผลิตซึ่งมีการกล่าวอธิบายไว้อย่างชัดเจนแล้ว (ผนวก ก) โดยที่ค่าต่างๆ ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สามารถดูได้จากรูปที่ 4.10 โดยในการวิจัยนี้ได้มีการออกแบบลายวงจรพิมพ์ (PCB) ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.11 และการวางอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้เพื่อการทดสอบ ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.10 วงจรปลายแป้นคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการวิจัย

4.4 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมของหม้อแปลง

ในหัวข้อนี้จะเป็นผลจากการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมหรือค่าความเหนี่ยวนำรวมของขดลวดปฐมภูมิ ในช่วง 100 Hz – 30 MHz ของหม้อแปลงทั้ง 12 รูปแบบซึ่งเป็นรูปถ่ายผลการวัดจริง ด้วยเครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ ซึ่งผลการวัดจะแสดงให้เห็นถึงค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กที่คงที่ในช่วงความถี่สวิตชิ่งที่ใช้งานที่ 100 kHz ซึ่งแสดงให้เห็นว่าหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในการวิจัยนั้นสามารถใช้งานได้ที่ความถี่สวิตชิ่งที่ใช้ในการทดสอบได้ และจะได้ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ (Self Resonance Frequency: SRF) โดยผลการวัดจริงแสดงในภาคผนวก ข โดยจะนำเฉพาะค่า SRF ของหม้อแปลงทั้ง 12 ตัวมาสรุปในรูปที่ 4.13 ซึ่งจะนำข้อมูลนี้ไปสรุปรวมในบทที่ 7 อีกครั้ง



รูปที่ 4.13 ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ

4.5 สรุปการออกแบบวงจรไฟฟ้า

การออกแบบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการวิจัยโดยอ้างอิงกับรูปที่ 4.10 นั้นจะกล่าวถึงที่สำคัญแก่ ตัวสวิตช์ (Q1) ใช้ IRFP460 ไดโอดด้านออก D_2 ใช้ MUR1520 ตัวเก็บประจุด้านออก ใช้ค่า 470 ไมโครฟารัด ทนแรงดันไฟฟ้าได้ 35 โวลต์ ต่อขนานกัน 2 ตัวเพื่อให้ได้ค่าของแรงดันกระแสเพื่อไม่เกินค่าที่ได้กำหนดไว้ที่ 0.1 โวลต์ ตามที่ได้ออกแบบไว้ข้างต้น ตัวควบคุมใช้ IC เบอร์ TL594 โดยมีความถี่สวิตช์ที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ และใช้ตัวขับเคลื่อนเบอร์ HCPL-3120 โดยมีการควบคุมแรงดันด้านออกให้คงที่ 20 โวลต์ ด้วยวงจรควบคุมแบบวงปิด ซึ่งจะใช้ IC เบอร์ TL431 เป็นตัวควบคุม โดยใช้ค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ดังที่ออกแบบไว้แล้วข้างต้น

4.6 สรุปการออกแบบและตรวจสอบหม้อแปลงไฟฟ้า

การออกแบบและตรวจสอบหม้อแปลงไฟฟ้าที่ได้มีการกำหนดเงื่อนไข ดังตารางที่ 4.1 ไว้ก่อนแล้วนั้น ก็ได้ทำการตรวจสอบในด้านความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กกว่าเพียงพอในการทำให้วงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องหรือไม่ และเงื่อนไขดังกล่าวจะทำให้แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัวหรือไม่ โดยจากการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กเมื่อมีเงื่อนไขการพันขดลวดที่ 20 รอบ และใช้ช่องว่างอากาศที่ 0.126 มม. นั้น ผลการคำนวณข้างต้นแสดงให้เห็นว่าเงื่อนไขที่ได้กำหนดไว้นั้นสามารถทำให้วงจรทำงานอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องได้อย่างแน่นอน และสุดท้ายทำการคำนวณเพื่อตรวจสอบเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดขณะวงจรทำงาน จากผลการคำนวณก็แสดงให้เห็นว่า แกนแม่เหล็กที่เลือกใช้นั้นสามารถใช้งานได้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่คำนวณได้ ด้วยเหตุนี้จึงสรุปได้ว่าเงื่อนไขต่างๆ ที่กำหนดไว้ดังตารางที่ 4.1 นั้น สามารถใช้ในการทดสอบในงานวิจัยนี้ได้เป็นอย่างดี

บทที่ 5

การทดลอง

5.1 บทนำ

บทนี้เป็นการกล่าวถึงการทดลอง โดยสามารถแบ่งออกเป็นหัวข้อหลักๆ ด้วยกัน 3 หัวข้อ ได้แก่ หัวข้อที่ 5.2 กล่าวถึงวัตถุประสงค์ที่ทำการทดลอง ซึ่งจะช่วยให้เข้าใจถึงเหตุผลที่ทำการทดลอง หัวข้อที่ 5.3 กล่าวถึงขอบเขตที่ทำการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ และ หัวข้อที่ 5.4 กล่าวถึงรูปแบบและการติดตั้งวงจรเพื่อทำการทดลอง

5.2 วัตถุประสงค์

การทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อตรวจสอบรูปแบบการผันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดฟลายแบ็ค ที่นำเสนอว่า รูปแบบการผันขดลวดทั้ง 12 แบบนั้นมีความแตกต่างกันในด้าน สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ รวมถึงการทำงานของวงจรในทางไฟฟ้ากำลัง โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการทดลองภายใต้เงื่อนไขและขอบเขตดังในหัวข้อที่ 5.3 โดยที่รูปแบบที่ทำการทดลองจะเป็นไปตามหัวข้อที่ 5.4

5.3 ขอบเขตของการทดลอง

การทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ จะสอดคล้องกับขอบเขตของงานวิจัยในหัวข้อที่ 1.4 ดังนั้นในการทดลองจะใช้วงจรที่สร้างขึ้นจริง โดยวงจรดังกล่าวจะออกแบบให้ทำงานได้ตามพิกัดของวงจรในตารางที่ 1.1 อุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ และรูปแบบการผันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงในตารางที่ 1.2 โดยวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ และหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ ได้ทำการออกแบบและตรวจสอบตามวิธีการในบทที่ 4

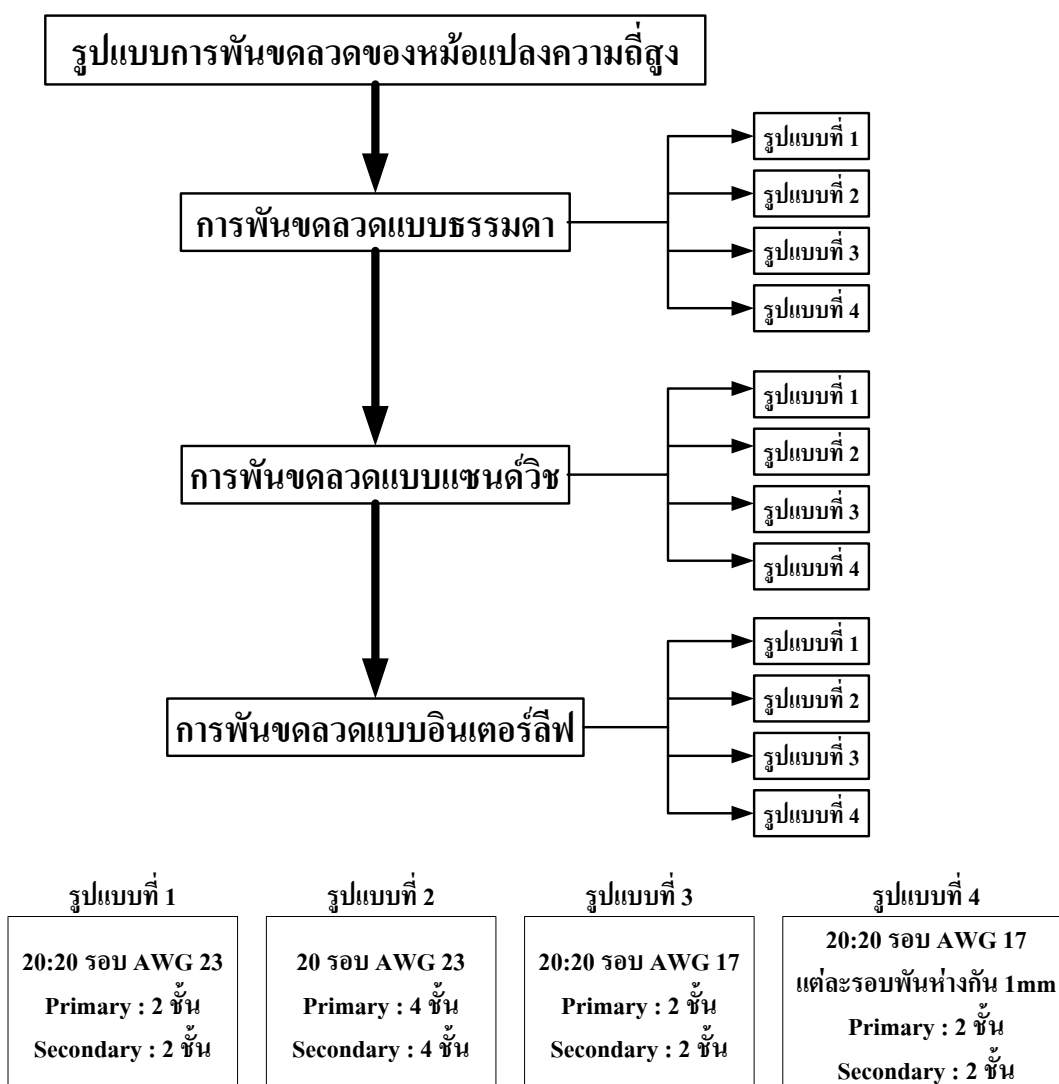
5.4 รูปแบบที่ทำการทดลอง

รูปแบบในการทดลองในงานวิจัยนี้ สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภท ได้แก่ รูปแบบการผันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูง และรูปแบบการทดสอบในการวัดสัญญาณต่างๆ โดยในหัวข้อที่

5.4.1 เป็นรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูงทั้งหมด 12 รูปแบบ และหัวข้อที่ 5.4.2 เป็นการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวน สุดท้ายหัวข้อที่ 5.4.2 เป็นการทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลัง

5.4.1 รูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในการวิจัย

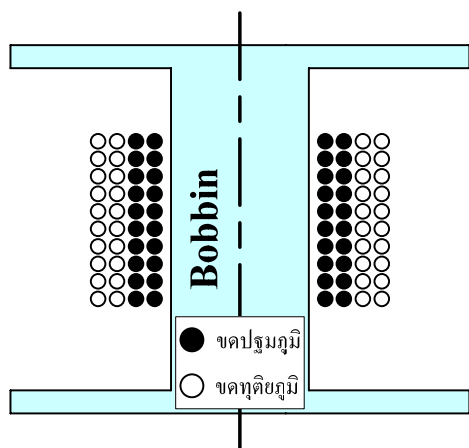
ในการวิจัยนี้มีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ทั้งหมด 12 รูปแบบ โดยมีการแบ่งออกเป็น 3 แบบหลักๆ คือการพันแบบธรรมดา การพันแบบแซนด์วิช และการพันแบบอินเตอร์ลิฟ ซึ่งรายละเอียดลักษณะการพันทั้ง 3 แบบนั้นได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 และในแต่ละแบบจะแบ่งออกเป็น 4 รูปแบบย่อยดังในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แผนภูมิแสดงรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูงที่ทำการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

รายละเอียดในการพันขดลวดทั้ง 12 แบบนั้น ได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.2 ถึงรูปที่ 5.13 โดยรูปทั้งหมดแสดงการพันขดลวดบน Bobbin และสัญลักษณ์วงกลมสีดำที่บ่งแสดงถึงขดปฐมภูมิ ส่วนวงกลมโปร่งแสดงถึงขดทุติยภูมิ แต่ในกรณีของการพันขดลวดแต่ละรอบห่างกัน 1 มม. นั้นในการพันจะใช้เอ็นที่มีขนาด 1 มม. พันคู่ไปกับลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลงเพื่อใช้ในการรักษาระยะให้คงที่นั่นเอง ดังรูปที่ 5.14

- การพันขดลวดแบบธรรมดา

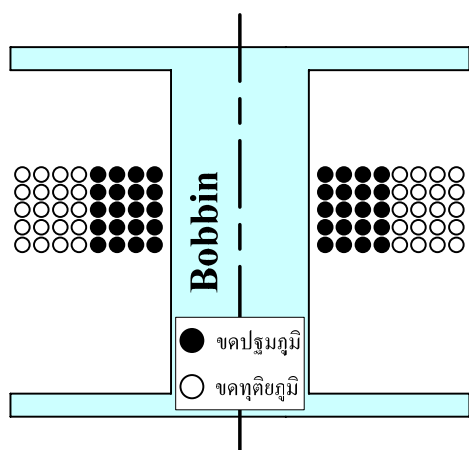


(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.2 แบบที่ 1 การพันขดลวดแบบธรรมดา 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG

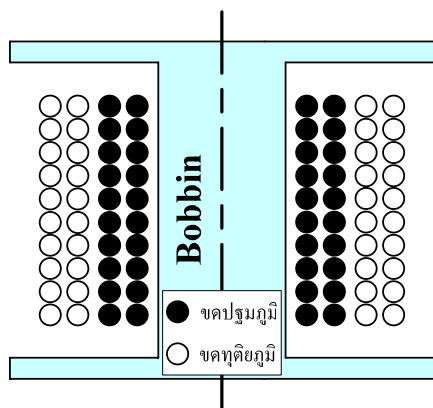


(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.3 แบบที่ 2 การพันขดลวดแบบธรรมดา 4 ชั้น/4ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG

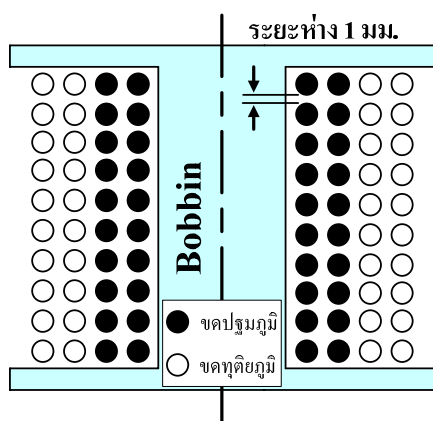


(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.4 แบบที่ 3 การพันขดลวดแบบธรรมดา 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG



(ก) ลักษณะการพันขดลวด

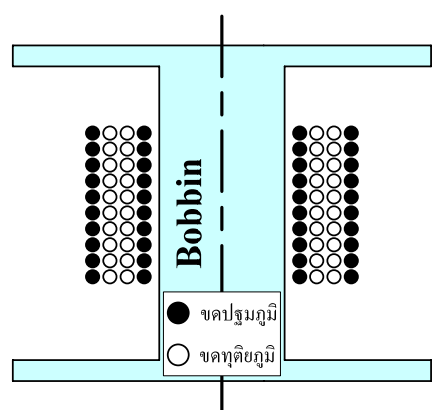


(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.5 แบบที่ 4 การพันขดลวดแบบธรรมดา 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG

ระยะห่างระหว่างรอบ 1 มม.

- การพันขดลวดแบบแซนดวิช

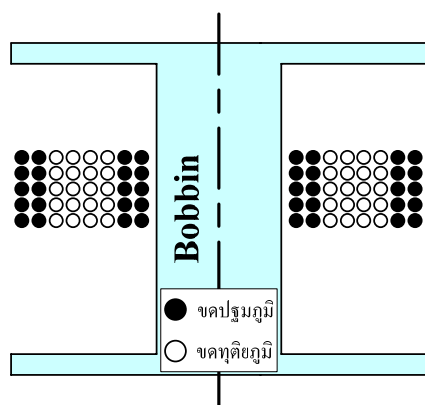


(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.6 แบบที่ 5 การพันขดลวดแบบแซนดวิช 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG

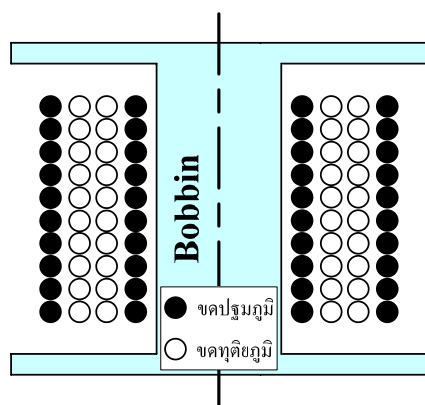


(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.7 แบบที่ 6 การพันขดลวดแบบแซนดวิช 4 ชั้น/4 ชั้น ลวดทองแดงอาบน้ำยาเบอร์ 23 AWG

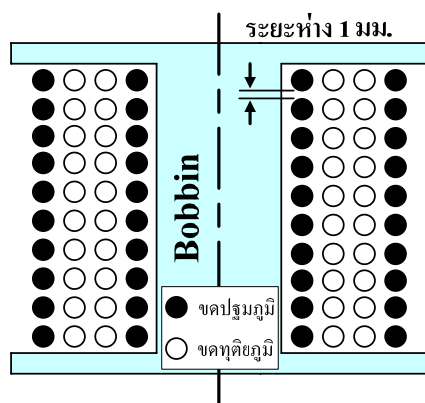


(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.8 แบบที่ 7 การพันขดลวดแบบแซนดวิช 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบน้ำยาเบอร์ 17 AWG



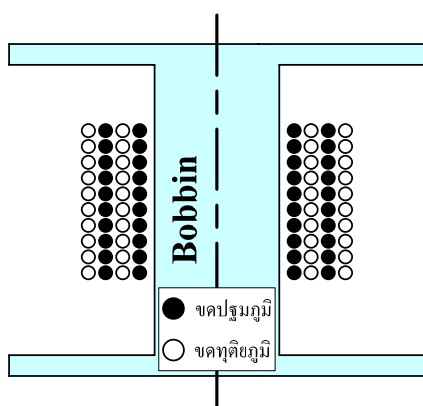
(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.9 แบบที่ 8 การพันขดลวดแบบแซนดวิช 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบน้ำยาเบอร์ 17 AWG ระยะห่างระหว่างรอบ 1 มม.

- การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ

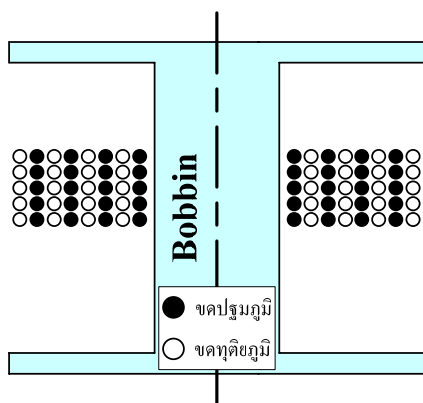


(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.10 แบบที่ 9 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG

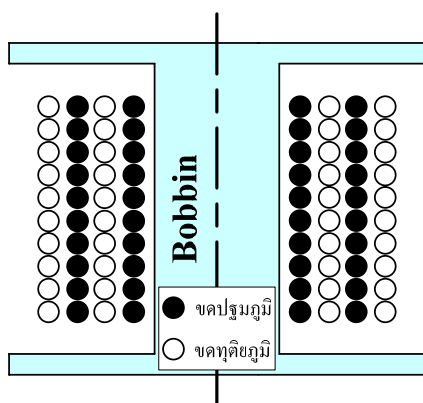


(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.11 แบบที่ 10 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ 4 ชั้น/4 ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG

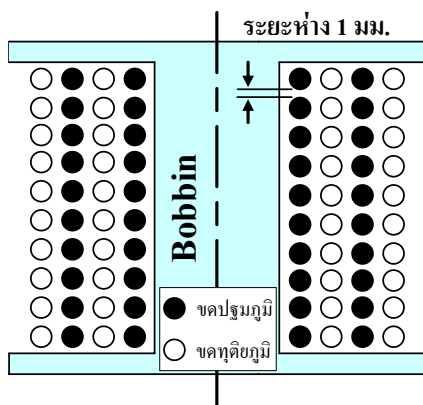


(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.12 แบบที่ 11 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG

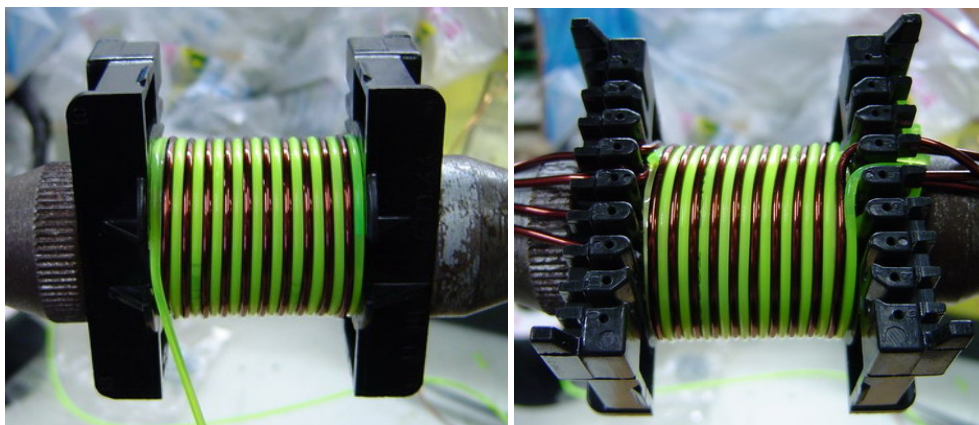


(ก) ลักษณะการพันขดลวด



(ข) รูปถ่ายจริง

รูปที่ 5.13 แบบที่ 12 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลิฟ 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบน้ำยาเบอร์ 17 AWG ระยะห่างระหว่างรอบ 1 มม.



รูปที่ 5.14 ตัวอย่างการพันขดลวดที่ใช้เอ็นพันคู่กันเพื่อรักษาระยะห่าง 1 มม.

5.4.1.1 ความยาวลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลงความถี่สูง

การพันหม้อแปลงในรูปแบบต่าง ๆ นั้นถึงจะเป็นการพันที่มีจำนวนรอบทั้งหมดในการพันของขดลวดปฐมภูมิ 20 รอบและขดลวดทุติยภูมิ 20 รอบเท่ากัน แต่เมื่อใช้รูปแบบการพันที่ไม่เหมือนกันจึงมีความยาวของลวดทองแดงที่ใช้พันนั้นไม่เท่ากันดังแสดงในตารางที่ 5.1 ซึ่งแสดงถึงความยาวของลวดทองแดงที่ใช้พันของขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิ โดยข้อมูลนี้จะนำไปใช้ในบทที่ 7 เพื่อใช้เป็นแนวทางในการเลือกรูปแบบการพันที่เหมาะสมต่อไป น้ำหนักของหม้อแปลงความถี่สูง

ตารางที่ 5.1 ความยาวของลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลงความถี่สูง

รูปแบบการพันขดลวด		ความยาวลวด ของขดปฐมภูมิ (เซนติเมตร)	ความยาวลวด ของขดทุติยภูมิ (เซนติเมตร)	ความยาวรวม ของทั้ง 2 ขด (เซนติเมตร)
พันแบบธรรมดา	1. ลวด 23AWG 2:2 ชั้น	124	132	256
	2. ลวด 23AWG 4:4 ชั้น	132	164	296
	3. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น	126	142	268
	4. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	127	143	270
พันแบบแซนดวิช	5. ลวด 23AWG 2:2 ชั้น	131	127	258
	6. ลวด 23AWG 4:4 ชั้น	150	148	298
	7. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น	136	134	270
	8. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	137	135	272
พันแบบอินเตอร์ลัฟ	9. ลวด 23AWG 2:2 ชั้น	127	131	258
	10. ลวด 23AWG 4:4 ชั้น	146	153	299
	11. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น	131	140	271
	12. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	132	141	273

5.4.1.2 น้ำหนักของหม้อแปลงความถี่สูง

นอกจากความยาวของลวดทองแดงที่ใช้ในการพันขดลวดแล้วสิ่งที่จะนำไปเป็นข้อมูลเพื่อใช้เป็นแนวทางในการเลือกรูปแบบการพันที่เหมาะสมนั้น ยังมีการพิจารณาในด้านน้ำหนักของหม้อแปลงแต่ละตัวที่มีรูปแบบการพันขดลวดที่ต่างกัน ถึงแม้ว่าน้ำหนักของหม้อแปลงนั้นจะไม่มีผลในด้านการทำงานของวงจรก็ตาม แต่ก็มีผลในด้านการผลิตในเชิงพาณิชย์เพราะจะทำให้ผลิตภัณฑ์มีน้ำหนักที่เพิ่มขึ้น โดยจะนำข้อมูลนี้ไปใช้ในการสรุปรวมในบทที่ 7 ต่อไป

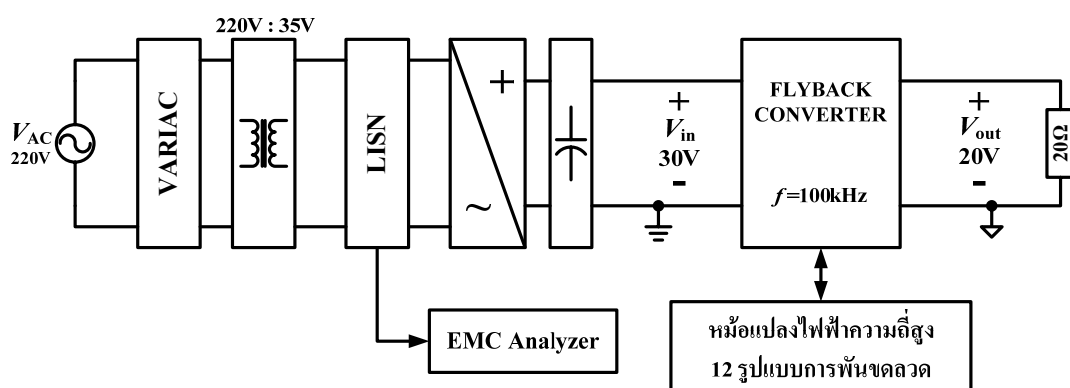
ตารางที่ 5.2 น้ำหนักของหม้อแปลงความถี่สูง

รูปแบบการพันขดลวด		น้ำหนักของหม้อแปลง (กรัม)
พันแบบธรรมดา	1. ลวด 23AWG 2:2 ชั้น	126
	2. ลวด 23AWG 4:4 ชั้น	136
	3. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น	166
	4. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	171
พันแบบเซนติวูจ	5. ลวด 23AWG 2:2 ชั้น	127
	6. ลวด 23AWG 4:4 ชั้น	137
	7. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น	168
	8. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	172
พันแบบอินเตอร์ลีฟ	9. ลวด 23AWG 2:2 ชั้น	127
	10. ลวด 23AWG 4:4 ชั้น	137
	11. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น	168
	12. ลวด 17AWG 2:2 ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	172

5.4.2 การทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

การทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในวิทยานิพนธ์นี้ ไม่มีจุดมุ่งหมายในการทดสอบเพื่อให้ผ่านมาตรฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า แต่เป็นการศึกษาถึงผลกระทบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ว่ามีการเปลี่ยนแปลงอย่างไร เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในวงจรฟลายแบ็กเท่านั้น ซึ่งหม้อแปลงความถี่สูงนั้นมีรูปแบบการพันขดลวดที่แตกต่างกัน ดังแผนภูมิในรูปที่ 5.1 โดยสอดคล้องกับวัตถุประสงค์ในหัวข้อที่ 5.2

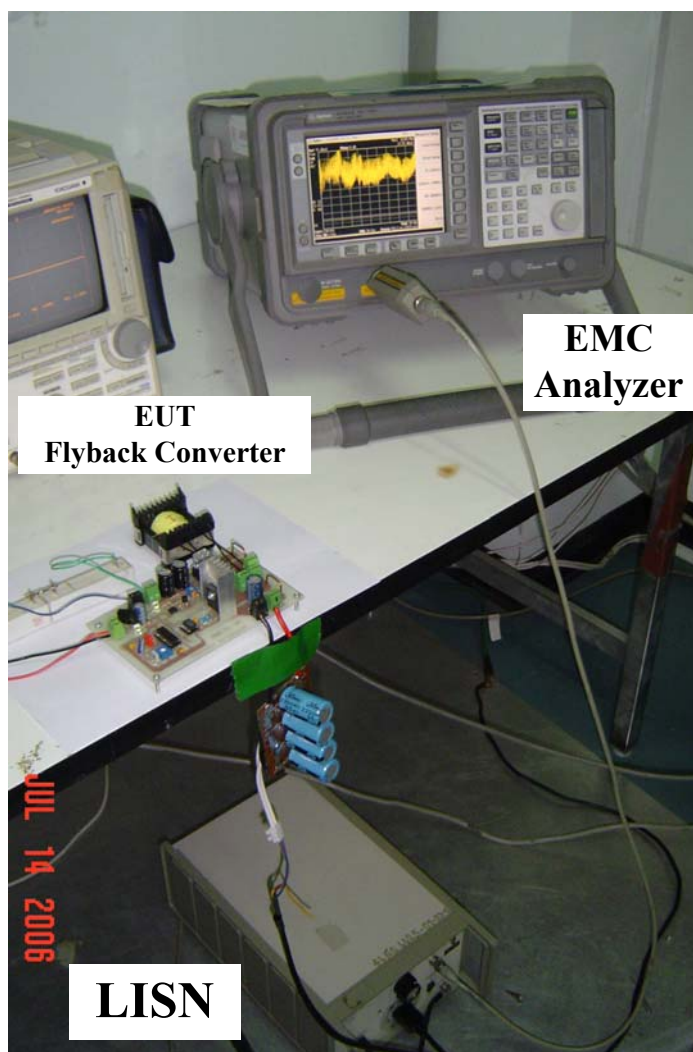
ในการทดลองวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำจะทำการติดตั้งวงจรเพื่อทำการวัดดังรูปที่ 5.15 โดยมีเงื่อนไข คือ จ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ผ่านหม้อแปลงปรับแรงดันได้ และหม้อแปลงไฟฟ้า 220 โวลต์ออก 35 โวลต์เพื่อลดระดับแรงดันไฟฟ้าลงจนแรงดันไฟตรงด้านเข้า (V_{in}) หลังชุดวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าและวงจรกรองกระแสไฟฟ้า (Bridge Rectify และ Filter) มีค่า 30 โวลต์เพื่อจ่ายให้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดฟลายแบ็กที่ใช้ในการทดลอง โดยที่ตำแหน่งก่อนเข้าสู่ชุดวงจรเรียงกระแสไฟฟ้าจะมี LISN ดังอธิบายในบทที่ 2 ต่ออยู่แล้วทำการปรับค่าความถี่ของวงจรเพื่อให้แรงดันไฟตรงด้านออกมีค่า 20 โวลต์ แล้วทำการวัดผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 ตัว โดยยังคงใช้เงื่อนไขเดิมดังกล่าว และเพื่อให้การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำต่อการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดที่นำเสนอขึ้นเป็นไปอย่างถูกต้อง จึงจำเป็นต้องใช้เงื่อนไขเดียวกันในการทดลอง ดังนั้นในการทดลองจึงใช้อุปกรณ์ชุดเดียวกันทั้งหมด ได้แก่ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร และตัวต้านทานภาระเป็นต้น ซึ่งในบทที่ 2 ได้กล่าวถึงลักษณะการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำไว้อย่างชัดเจน



รูปที่ 5.15 การติดตั้งเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

จากรูปที่ 5.15 และเงื่อนไขในการทดลอง นี้จะใช้เป็นรูปอ้างอิงสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ในการทดลองเพื่อวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

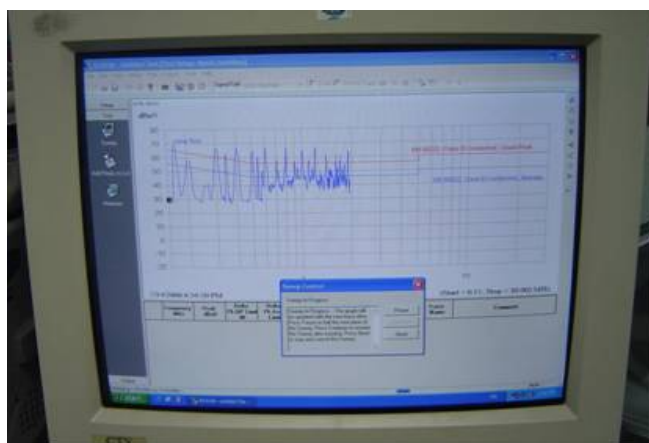
สำหรับการติดตั้งวงจรเพื่อทำการวัดจริงจะเป็นดังรูปที่ 5.16 ซึ่งเป็นรูปถ่ายจากการวัดจริง โดยเครื่องมือวัดหรืออุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ เช่น EMC Analyzer, LISN และ EUT หรือ วงจรที่ทำการทดสอบ รวมถึงซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการเก็บผลการทดสอบ โดยอุปกรณ์ต่างๆ ได้แสดงรายละเอียดทั้งหน้าที่และฟังก์ชันที่สำคัญ รวมถึงรุ่นหรือประเภทไว้ในบทที่ 2 อย่างชัดเจนแล้ว โดยจากรูปที่ 5.16 เป็นการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในสถานะแวดล้อมแบบเปิดที่ไม่มีห้องกั้นสัญญาณที่อาจแพร่กระจายมาทางอากาศ (Shielding Room) ดังนั้นในการวัดจะทำการวัดสัญญาณรบกวนขณะยังไม่จ่ายไฟให้วงจรทำงาน เพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงก่อนทำการวัด (Noise Floor) การที่ทดสอบในลักษณะนี้ได้ก็เนื่องจากการวิจัยนี้ไม่ได้มุ่งเน้นในการทดสอบเพื่อให้ผ่านมาตรฐานนั่นเอง



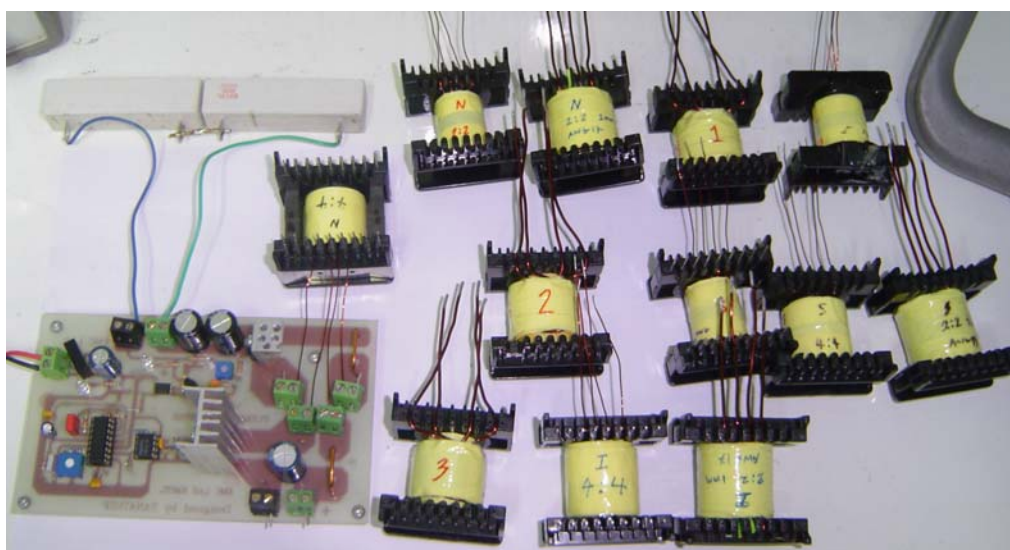
(ก) ภาพรวมของการวัด



(ข) สัญญาณจากการวัดโดยเครื่องวัด EMC Analyzer



(ค) ซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการทดสอบ



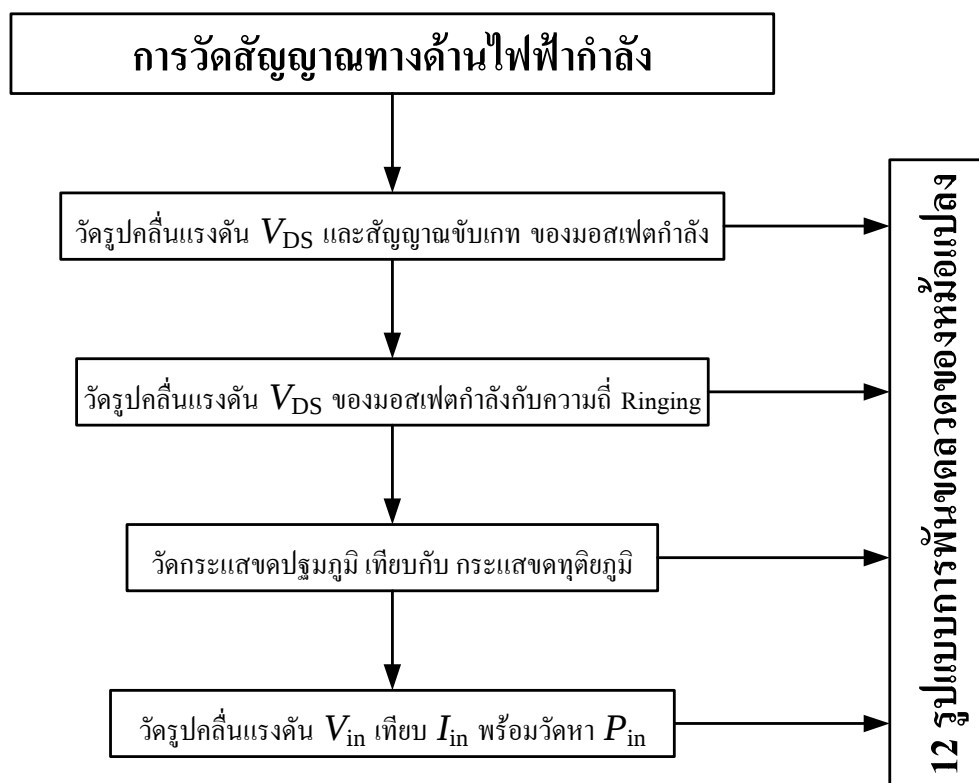
(ง) วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์และหม้อแปลงทั้ง 12 แบบที่ใช้ในการทดสอบ EUT

รูปที่ 5.16 รูปถ่ายการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

5.4.3 การทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลัง

การทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลังเป็นการวัดหารูปคลื่นที่สำคัญ ในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ โดยได้กำหนดรูปแบบในการวัดรูปคลื่นออกเป็น 6 แบบ ดังแผนภูมิในรูปที่ 5.17 โดยสอดคล้องกับวัตถุประสงค์ในหัวข้อที่ 5.2 ซึ่งสรุปประเด็นที่ทำการทดลองได้ดังต่อไปนี้

ในการทดสอบวัดรูปคลื่นสัญญาณทางไฟฟ้าที่สำคัญสามารถอธิบายถึงจุดประสงค์ในการวัดได้ดังนี้ การวัดในรูปแบบที่ 1 และ 2 นั้นก็เพื่อใช้ในการหาประสิทธิภาพรวมของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 ตัว ส่วนการวัดในรูปแบบที่ 3, 5 และ 6 นั้นก็เพื่อนำผลจากการทดสอบที่ได้มาเปรียบเทียบกับผลการคำนวณว่าสามารถทำงานได้ตามที่ออกแบบไว้ในบทที่ 4 และสุดท้ายการวัดในรูปแบบที่ 4 เพื่อนำไปใช้วิเคราะห์ความสัมพันธ์กับการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำต่อไปในบทที่ 6 รวมถึงการนำผลการวัดทั้งหมดมาเปรียบเทียบกัน ด้วยการต่อวงจรเพื่อทำการวัดดังรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.17 แผนภูมิแสดงรูปแบบที่จะทำการทดลองทางด้านไฟฟ้ากำลัง

โดยมีเงื่อนไขที่เหมือนกับการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำดังรูปที่ 5.15 คือ ปรับแรงดันด้วย หม้อแปลงปรับแรงดันได้ จนได้แรงดันไฟตรงที่ 30 โวลต์ แล้วปรับวงจรควบคุมแบบวงปิดให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกคงที่ 20 โวลต์เพื่อจ่ายโหลดตัวด้านทาน

ขนาด 20 โอห์ม หรือกำลังไฟฟ้าด้านออกที่ 20 วัตต์ ความถี่สวิตซ์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้คือ 100 กิโลเฮิรตซ์ โดยตำแหน่งที่ทำการวัดการผลการวัดจะกล่าวถึงในบทที่ 6

5.5 บทสรุป

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึง เงื่อนไข การติดตั้งและรูปแบบที่ใช้ทำการทดสอบทั้งการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และการทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลัง เพื่อให้เห็นภาพรวมและรายละเอียดของการทดสอบกรณีต่างๆ สำหรับ ผลการทดสอบและการวิเคราะห์ จะได้กล่าวถึงในบทต่อไป

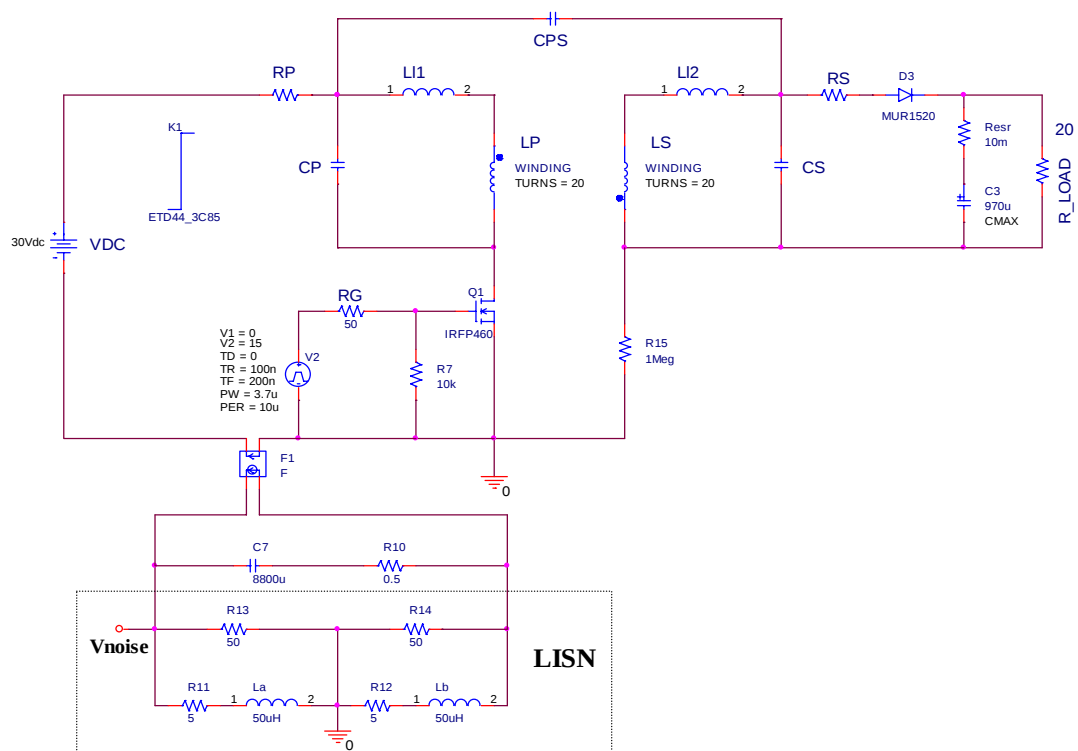
บทที่ 6

ผลการทดลองและการวิเคราะห์

บทนี้กล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ โดยผลการทดลองจะเป็นการทดสอบตามรูปแบบการทดลองในบทที่ 5 ในขณะที่การวิเคราะห์ในด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำจะเป็นการวิเคราะห์ผลการทดลองและมีการเปรียบเทียบกับผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม ORCAD Pspice ระหว่างรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 12 รูปแบบที่น่าสนใจ

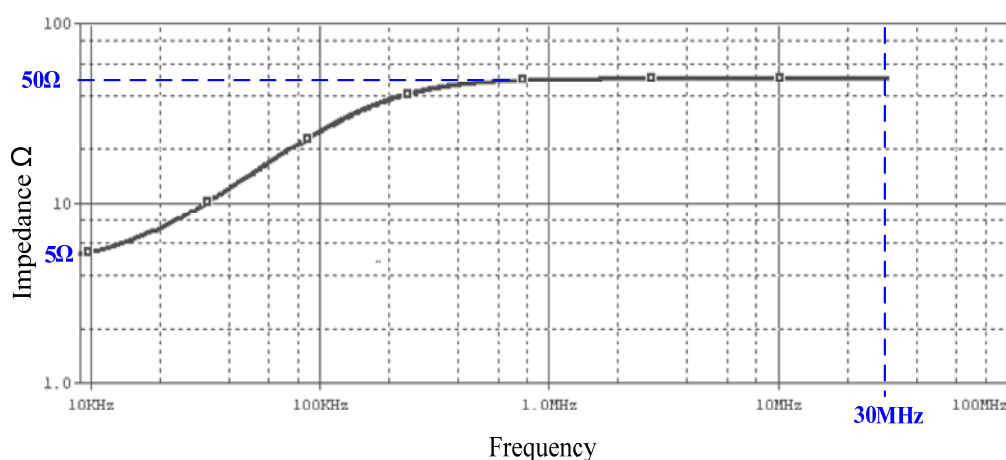
6.1 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการจำลองโดยใช้โปรแกรม PSPICE

ในการจำลองการทำงานของวงจรในการวิจัยนี้ จะใช้วงจรดังรูปที่ 6.1 ในการจำลองการทำงานของวงจรเพื่อหาสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในการจำลองนั้น ก็นำมาจากวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจากหัวข้อที่ 3.5 และการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ด้วยวิธีในบทที่ 3 ก็จะถูกนำมาใช้ในการจำลองการทำงานเพื่อให้ผลการจำลองของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบกับผลการทดสอบจากการทดลองจริง

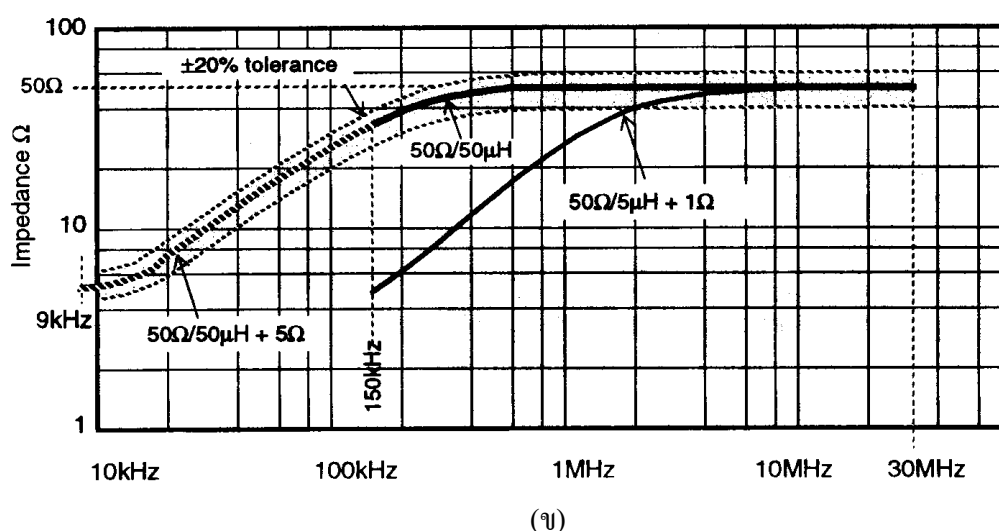


รูปที่ 6.1 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการจำลองโดยโปรแกรม PSPICE

จากรูปที่ 6.1 นั้นในกรอบเส้นประคือวงจรสมมูลของ LISN ที่ใช้ในการจำลอง โดยได้ทำการตรวจสอบค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่แล้วพบว่า มีคุณสมบัติตรงตามมาตรฐาน CISPR ที่กำหนดว่าต้องสามารถรักษาอิมพีแดนซ์ระหว่างสายแต่ละสายให้คงที่ 50Ω โดยมีตัวเหนี่ยวนำขนาด $50\mu\text{H}$ ขนานอยู่ด้วย สำหรับความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz ดังรูปที่ 6.2 (ก) และได้ทำการนำรูปในบทที่ 2 รูปที่ 2.15 มาเปรียบเที่ยบดังแสดงในรูปที่ 6.2 (ข) โดยจะเห็นได้จากกราฟอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ นั้นมีค่าที่เหมือนกัน ดังนั้นจึงสามารถใช้วงจรนี้ทำหน้าที่ LISN ได้ในการจำลองหาสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำได้ โดยทำการวัดแรงดันที่จุด V_{noise} และใช้เทกสเป็คตรัมโดยใช้ฟังก์ชัน FFT ของโปรแกรม Pspice ให้อยู่ในรูปโดเมนความถี่ เพื่อให้สามารถเปรียบเทียบกับผลการทดสอบจริง



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.2 กราฟของอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรสมมูลที่ใช้ในการจำลอง (ก) ของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR (ข)

โดยสามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่หาได้จากหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 รูปแบบการพันขดลวด ตามวิธีในหัวข้อที่ 3.5.2 ดังตารางที่ 6.1 ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้จะใช้เป็นตัวแปรที่เปลี่ยนไปในการจำลองการทำงานของวงจรตามรูปที่ 6.1 โดยผลของการจำลองการงานนั้นจะนำไปใช้ในการเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริงในด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำต่อไป

ตารางที่ 6.1 สรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆของหม้อแปลงความถี่สูงทั้ง 12 รูปแบบการพันขดลวด

รูปแบบการพันขดลวด		ค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง							
		R_p (Ω)	R_s (Ω)	L_m (μH)	L_{l1} (μH)	L_{l2} (μH)	C_p (pF)	C_s (pF)	C_{ps} (pF)
การพันแบบธรรมดา	1	0.69	0.71	328.4	2.66	2.56	51.65	51.65	88.25
	2	0.72	0.89	329.1	7.89	7.35	35.59	35.17	30.17
	3	0.31	0.44	326.2	2.79	2.70	44.7	44.02	80.68
	4	0.31	0.44	326.2	2.31	2.25	45.74	42.85	93.51
การพันแบบแซนวิช	5	0.73	0.70	326	1.21	1.18	35.77	33.02	168.7
	6	0.81	0.77	327	3.51	3.39	24.31	24.71	56.9
	7	0.35	0.33	325.5	1.32	1.25	31.89	30.99	154.5
	8	0.35	0.34	324	1.11	1.08	27.11	26.12	213.5
การพันแบบอินเตอร์ลีด	9	0.71	0.72	325.6	1.47	1.39	14.87	15.03	185.3
	10	0.76	0.83	327.7	1.66	1.54	4.23	5.12	195.3
	11	0.33	0.43	325.5	1.63	1.53	20.48	19.16	176
	12	0.33	0.43	324.1	0.93	0.85	26.94	26.81	303

โดยข้อกำหนดตัวเลข 1- 12 แทนรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงทั้ง 12 รูปแบบดังแสดงในรูปที่ 6.3 และกล่าวถึงความหมายของค่าต่างๆในตารางที่ 6.1 อีกครั้งเพื่อความสะดวกแก่การเข้าใจและกล่าวถึงในบทนี้ต่อไปดังนี้

R_p = ค่าความต้านทานของขดลวดด้านขดปฐมภูมิ

R_s = ค่าความต้านทานของขดลวดด้านขดทุติยภูมิ

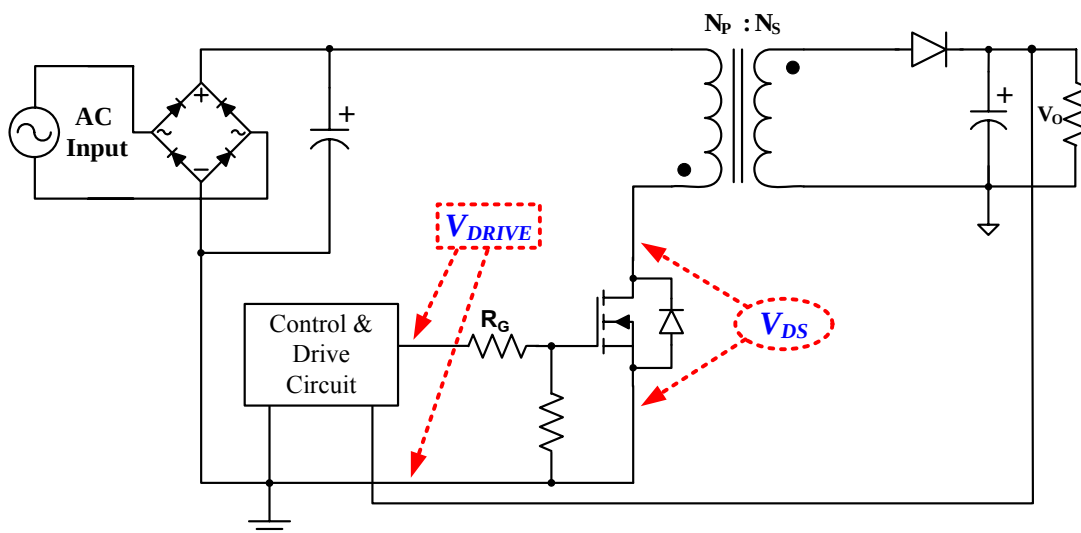
L_m = ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก

6.2 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ด้านไฟฟ้ากำลัง

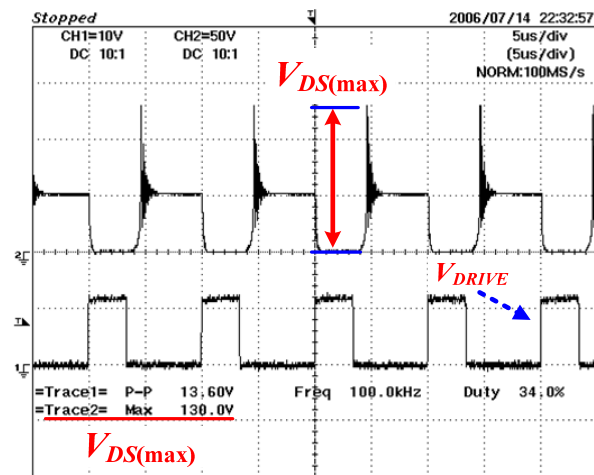
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ทางด้านไฟฟ้ากำลังโดยสอดคล้องกับรูปแบบที่ทำการทดลองในบทที่ 5 ซึ่งแบ่งได้เป็น 3 หัวข้อย่อย และผลการทดสอบในส่วนนี้เป็นรูปคลื่นที่วัดจริงโดยทดสอบที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 20 วัตต์ และทดสอบตามเงื่อนไขตามที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 5 โดยรูปแบบการทดสอบทั้งหมดประกอบไปด้วยรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ (V_{DS}) สัญญาณขับสวิตช์ (Gate Drive) และความถี่ของริงกิ้งที่เกิดขึ้นของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ รวมถึงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ซึ่งรูปคลื่นทั้งหมดมีความสำคัญในการวิเคราะห์ทางด้านไฟฟ้ากำลัง และตรวจสอบการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ว่าทำงานอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องหรือไม่ โดยความถี่สัญญาณริงกิ้งของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์นั้นจะนำไปใช้เชื่อมโยงถึงการวิเคราะห์ในด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำต่อไป

6.2.1 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์และความถี่ริงกิ้ง

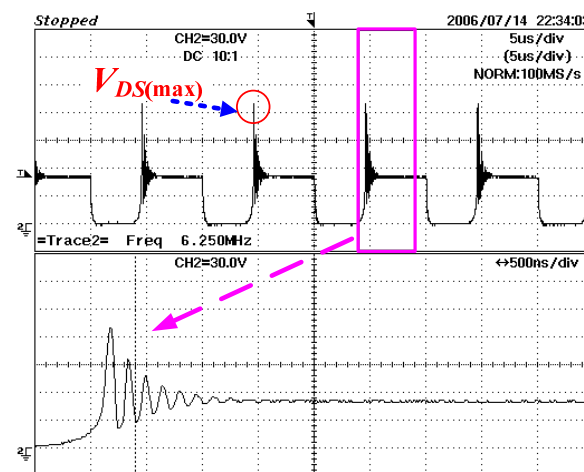
จะทำการวัดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต สัญญาณขับเกตจากชุดควบคุม (V_{DRIVE}) และความถี่ของริงกิ้งที่เกิดขึ้นของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ระหว่างขา Drain และขา Source ของมอสเฟต (V_{DS}) ของวงจรดังรูปที่ 6.4 โดยทำการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 รูปแบบการพันขดลวด โดยผลการวัดจริงแสดงในรูปที่ 6.5 ถึง 6.16 โดยสรุปผลได้ดังนี้



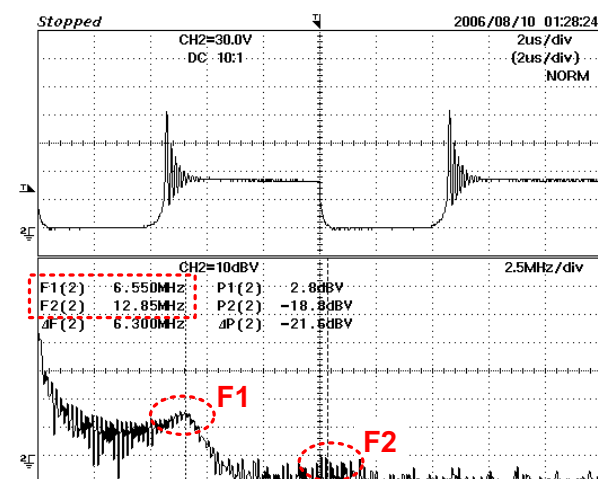
รูปที่ 6.4 ตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต (V_{DS}) และสัญญาณขับเกตจากชุดควบคุม (V_{DRIVE})



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

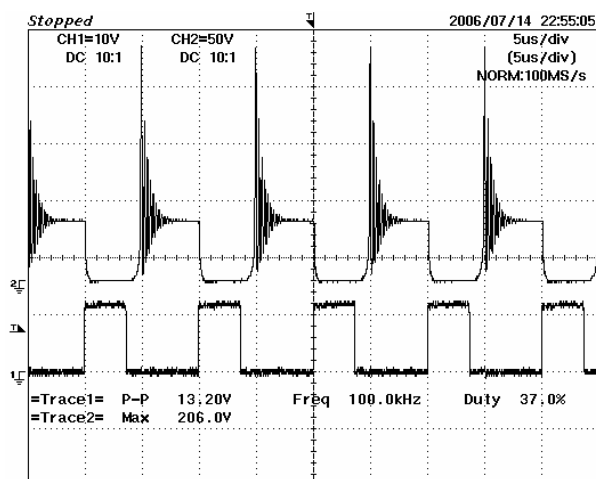


(ข) ขยายสัญญาณริงกิง 500 ns/div, 30 V/div

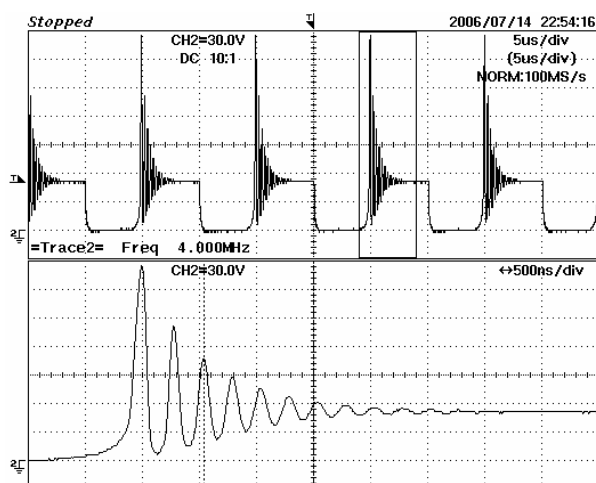


(ค) แรงดันไฟฟ้าตกร่วมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

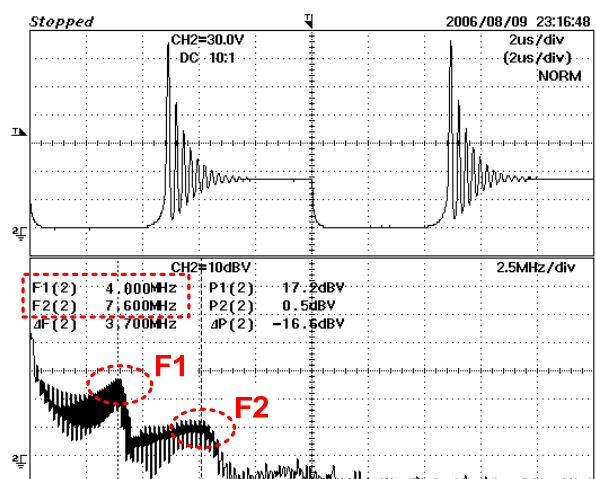
รูปที่ 6.5 แรงดันไฟฟ้าตกร่วมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับเคลื่อน (ก) ขยายสัญญาณริงกิง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกร่วมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 1



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

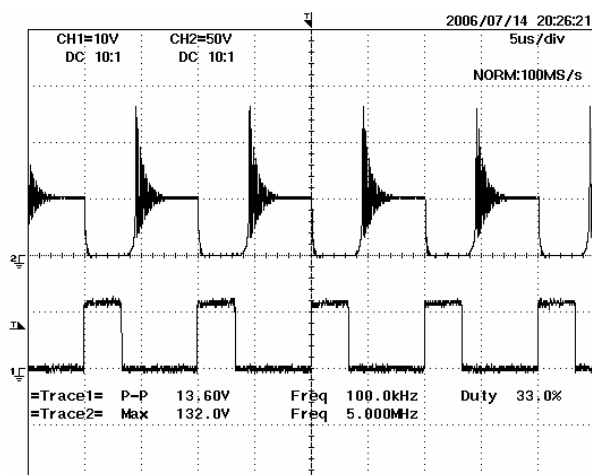


(ข) ขยายสัญญาณริงกิง 500 ns/div, 30 V/div

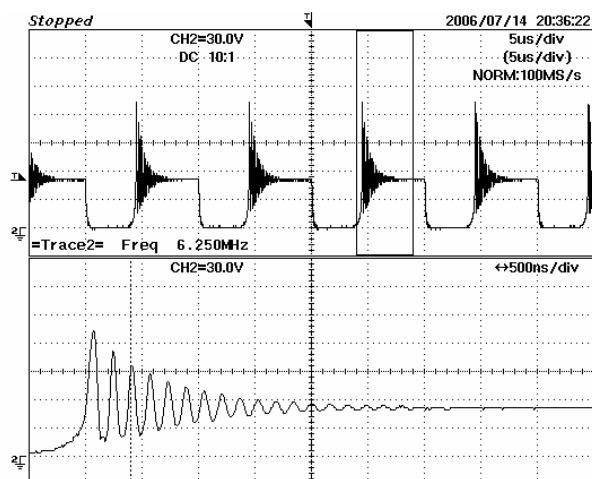


(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

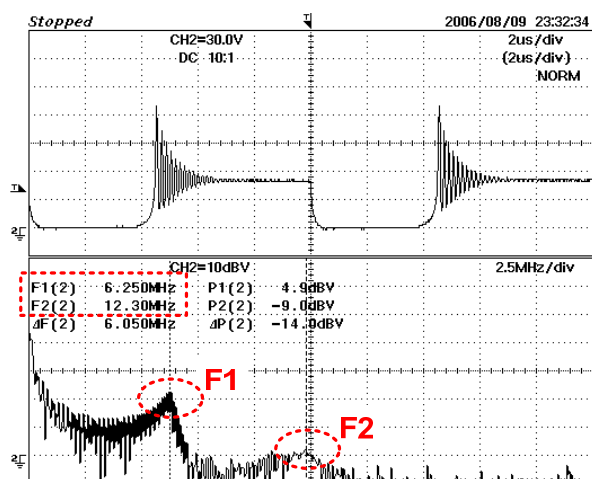
รูปที่ 6.6 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 2



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

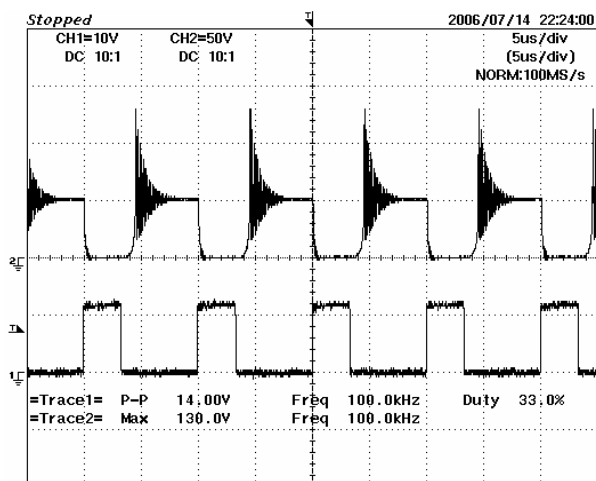


(ข) ขยายสัญญาณริงกิง 500 ns/div, 30 V/div

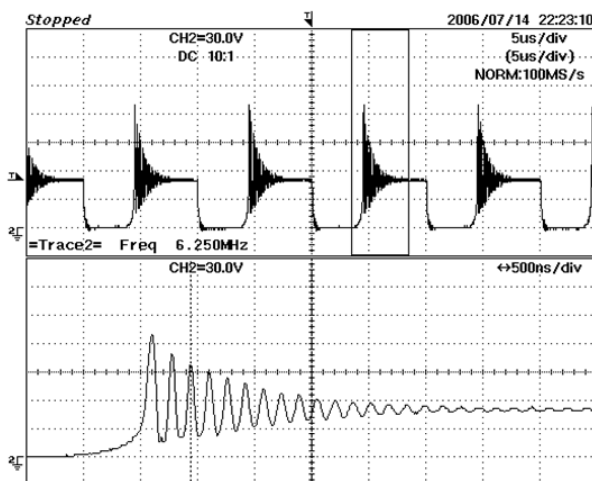


(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

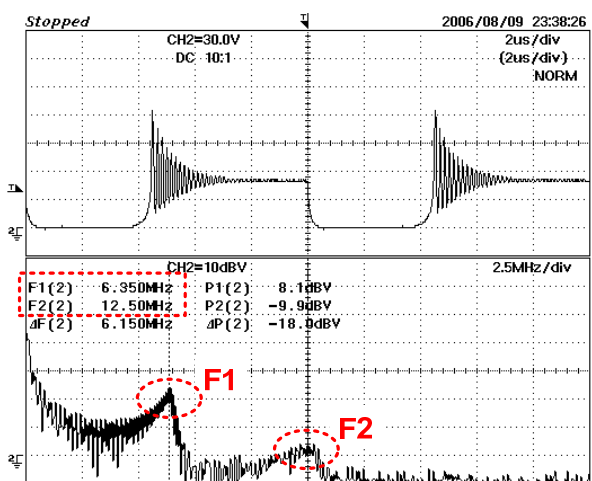
รูปที่ 6.7 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 3



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

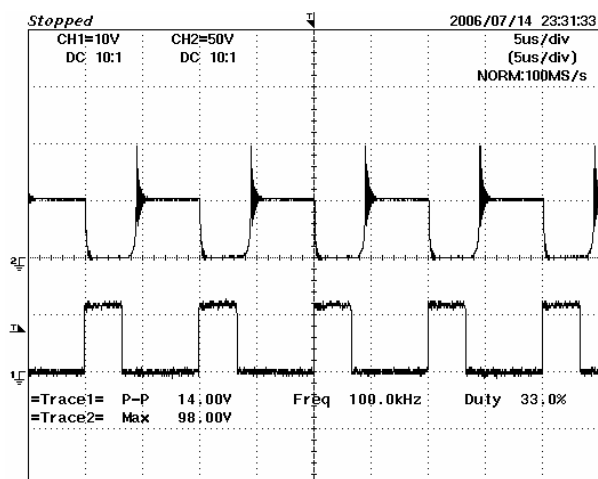


(ข) ขยายสัญญาณริงกิ้ง 500 ns/div, 30 V/div

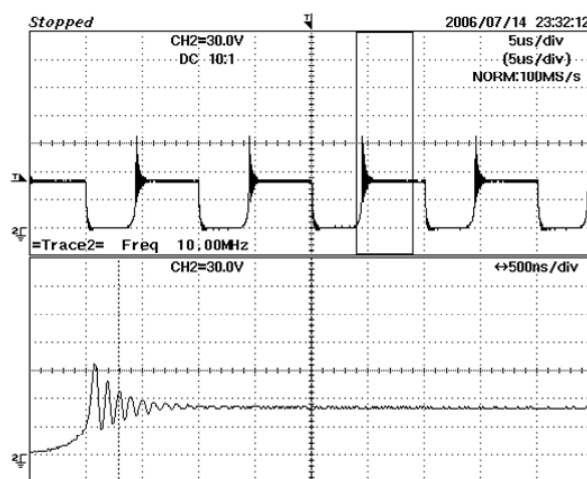


(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

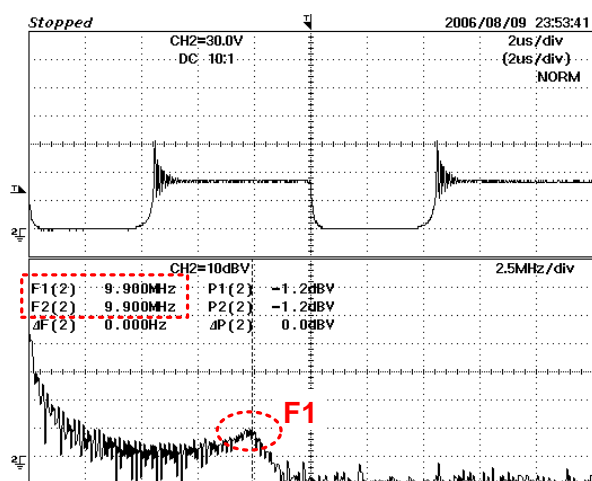
รูปที่ 6.8 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิ้ง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 4



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

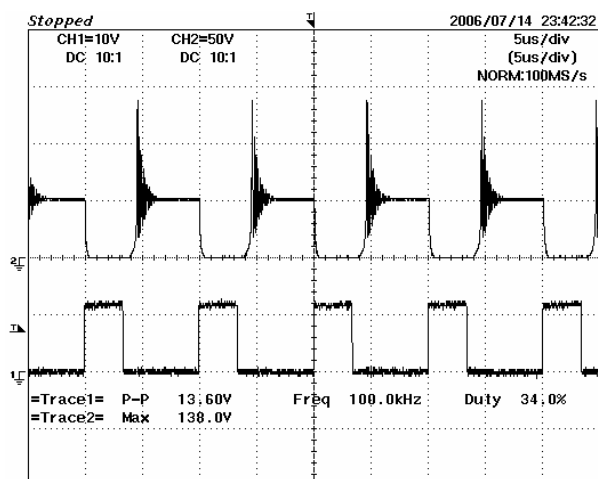


(ข) ขยายสัญญาณริงกิง 500 ns/div, 30 V/div

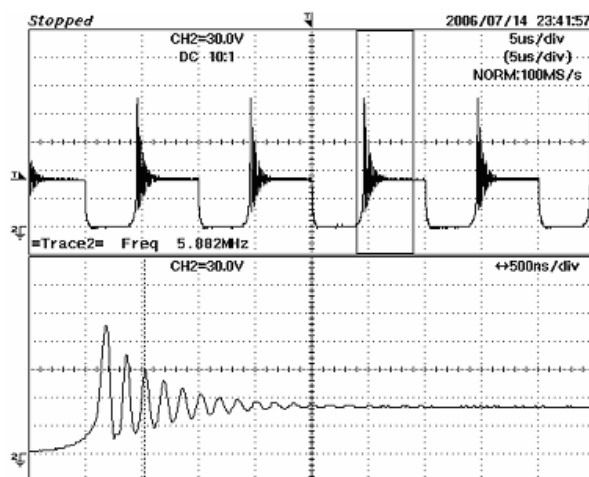


(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

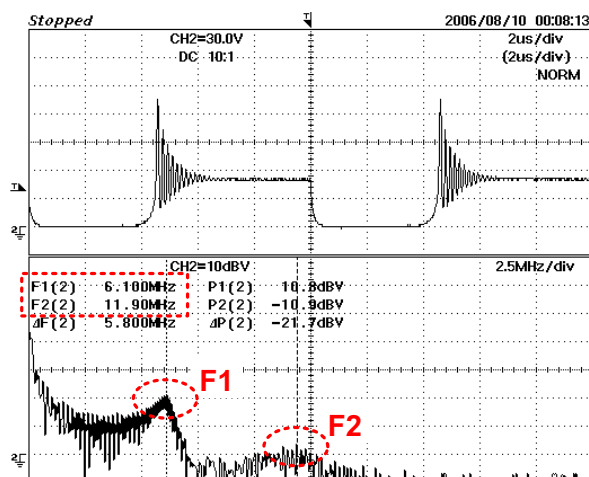
รูปที่ 6.9 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 5



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

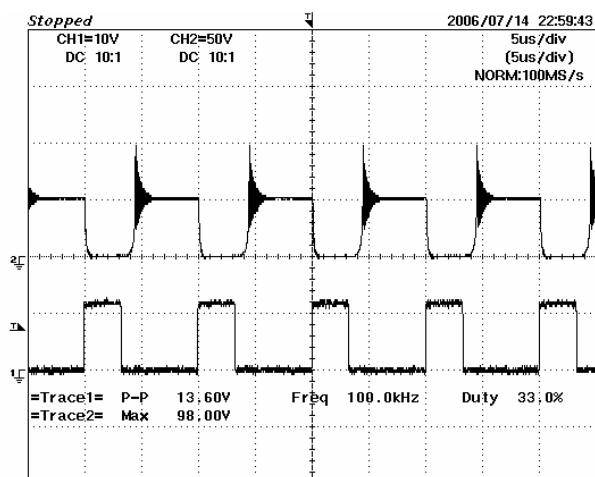


(ข) ขยายสัญญาณริงกิง 500 ns/div, 30 V/div

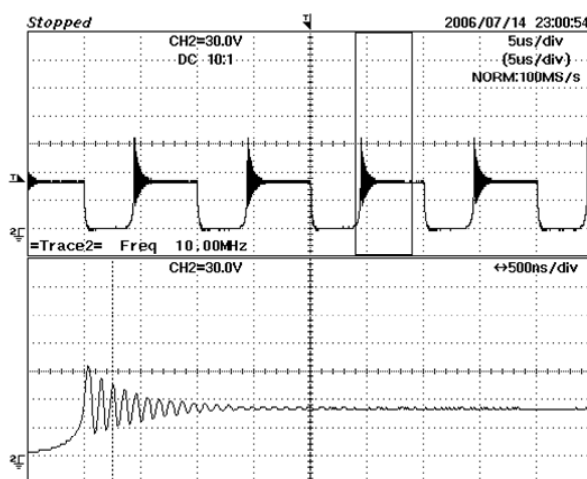


(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

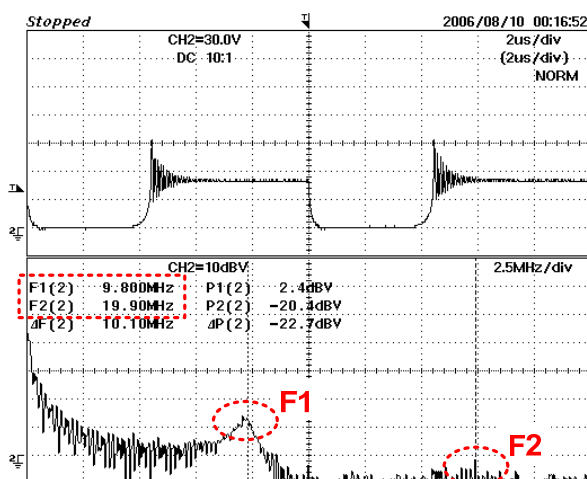
รูปที่ 6.10 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 6



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

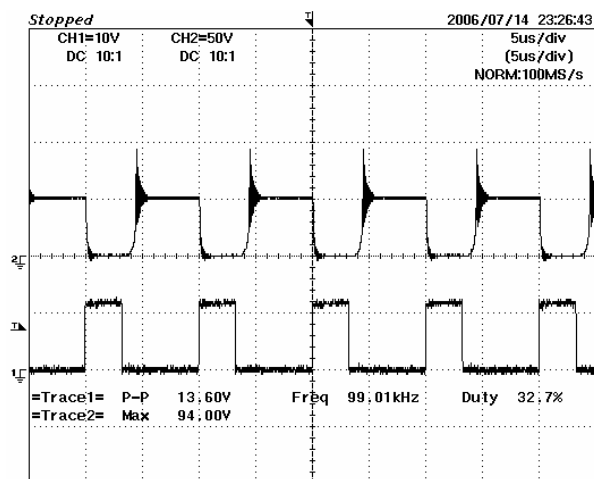


(ข) ขยายสัญญาณริงกิ้ง 500 ns/div, 30 V/div

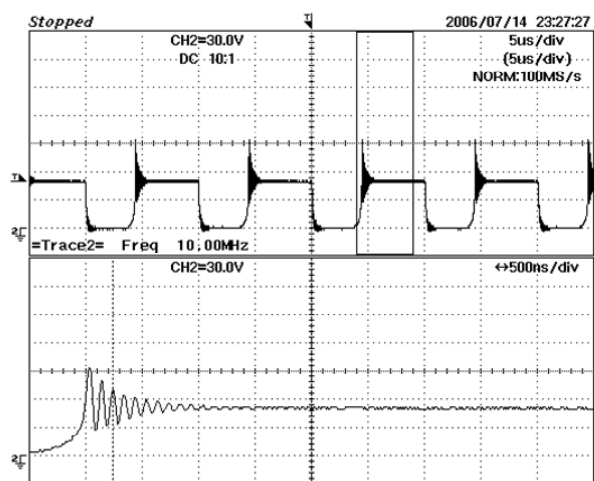


(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

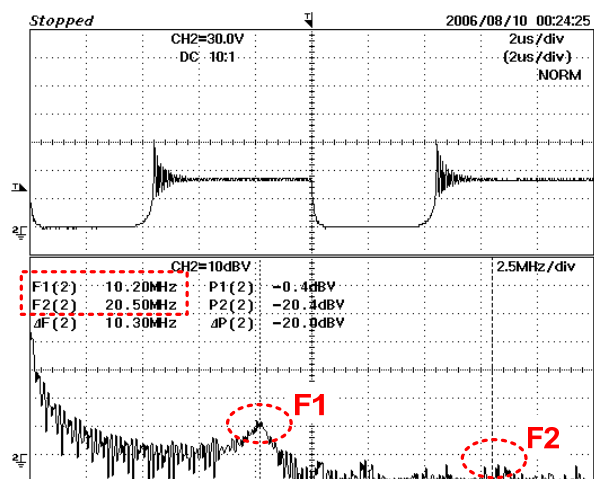
รูปที่ 6.11 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิ้ง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 7



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

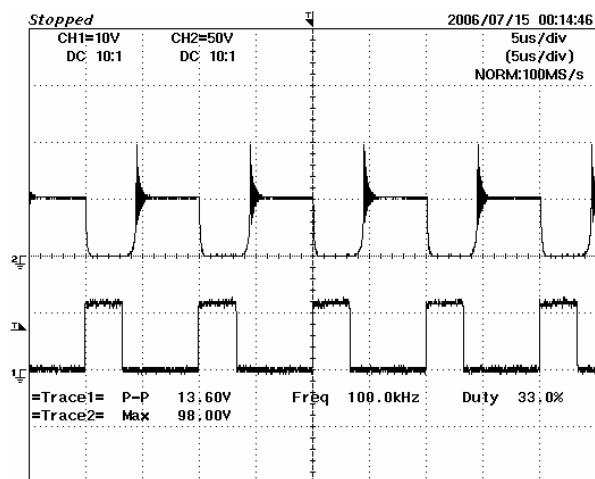


(ข) ขยายสัญญาณริงกิง 500 ns/div, 30 V/div

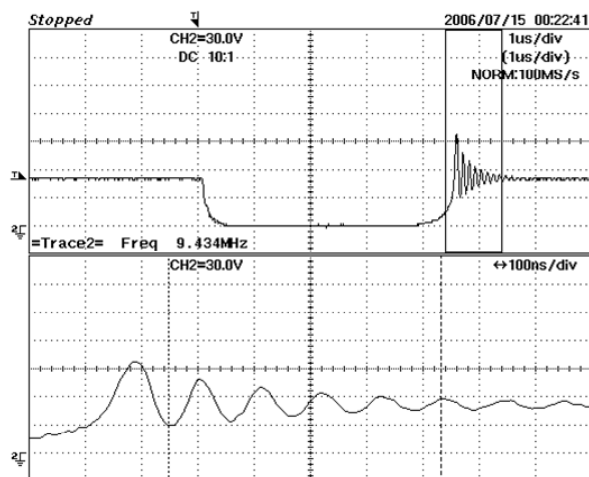


(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

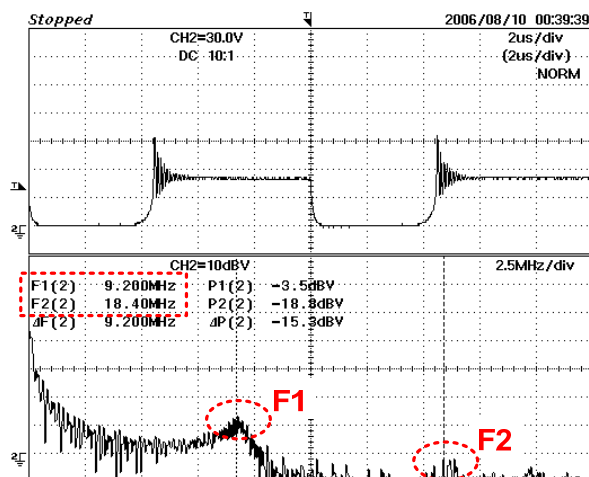
รูปที่ 6.12 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 8



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

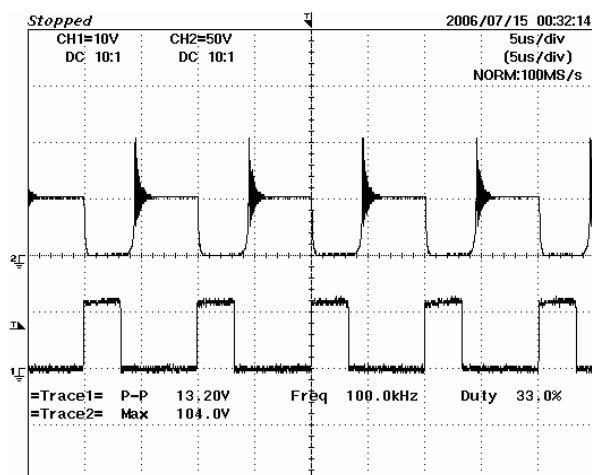


(ข) ขยายสัญญาณริงกิ้ง 500 ns/div, 30 V/div

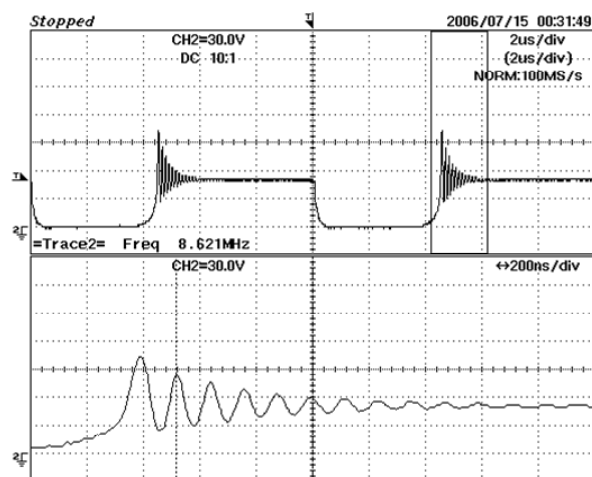


(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

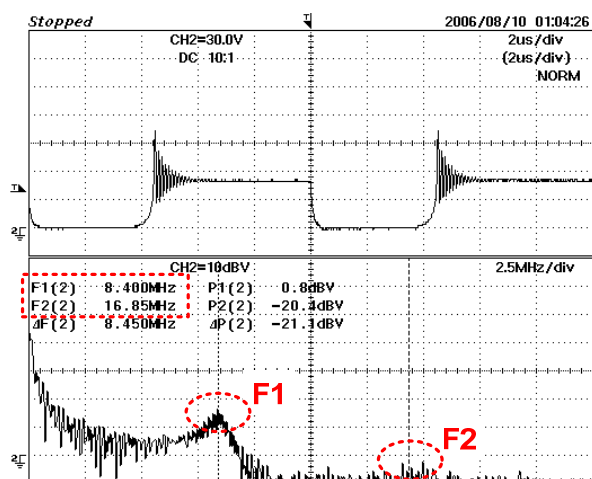
รูปที่ 6.13 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิ้ง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 9



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

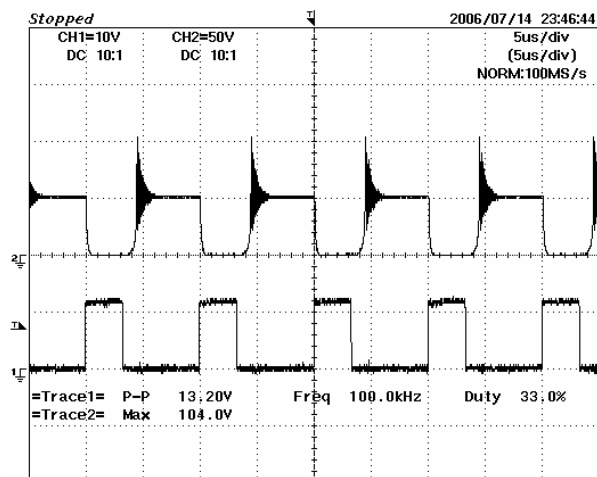


(ข) ขยายสัญญาณริงกิ้ง 500 ns/div, 30 V/div

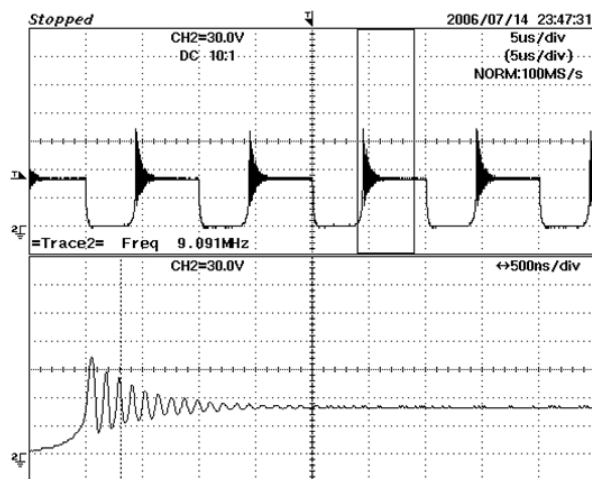


(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

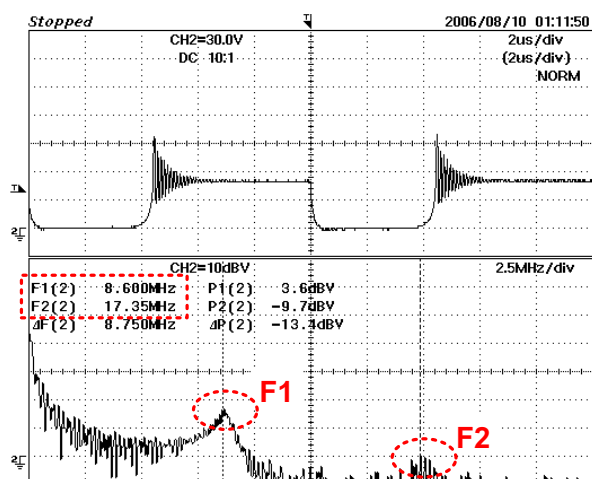
รูปที่ 6.14 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิ้ง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 10



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div



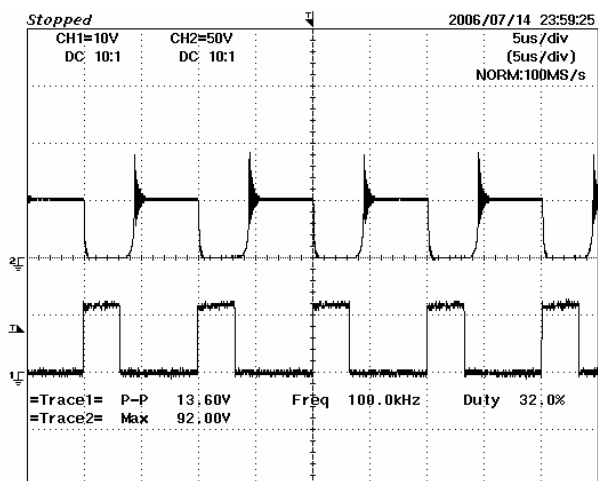
(ข) ขยายสัญญาณริงกิง 500 ns/div, 30 V/div



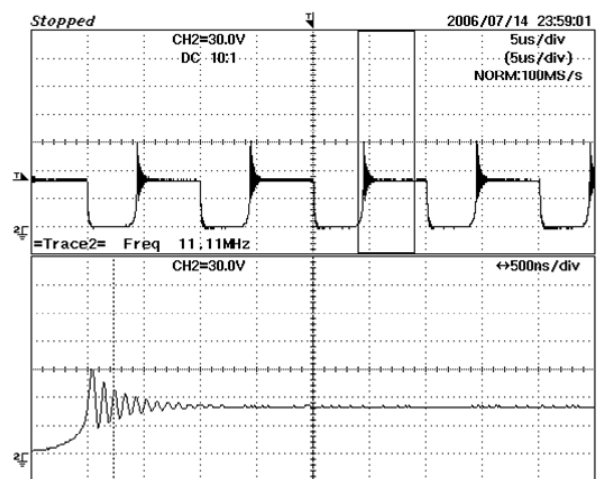
(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

รูปที่ 6.15 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิง (ข)

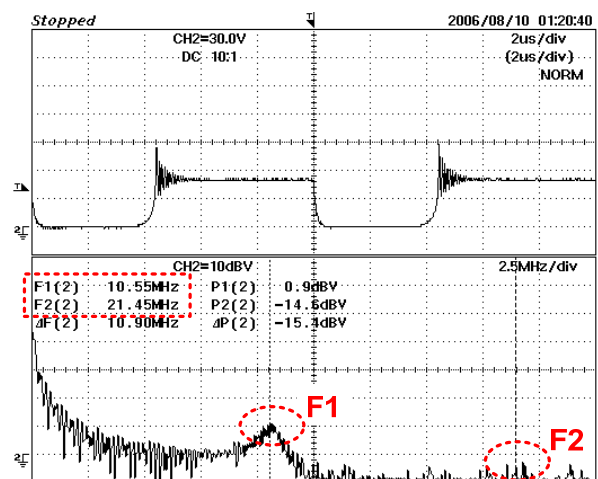
แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 11



(ก) V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div



(ข) ขยายสัญญาณริงกิ้ง 500 ns/div, 30 V/div



(ค) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่

รูปที่ 6.16 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ (ก) ขยายสัญญาณริงกิ้ง (ข) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตในโดเมนความถี่ (ค) ของหม้อแปลงแบบที่ 12

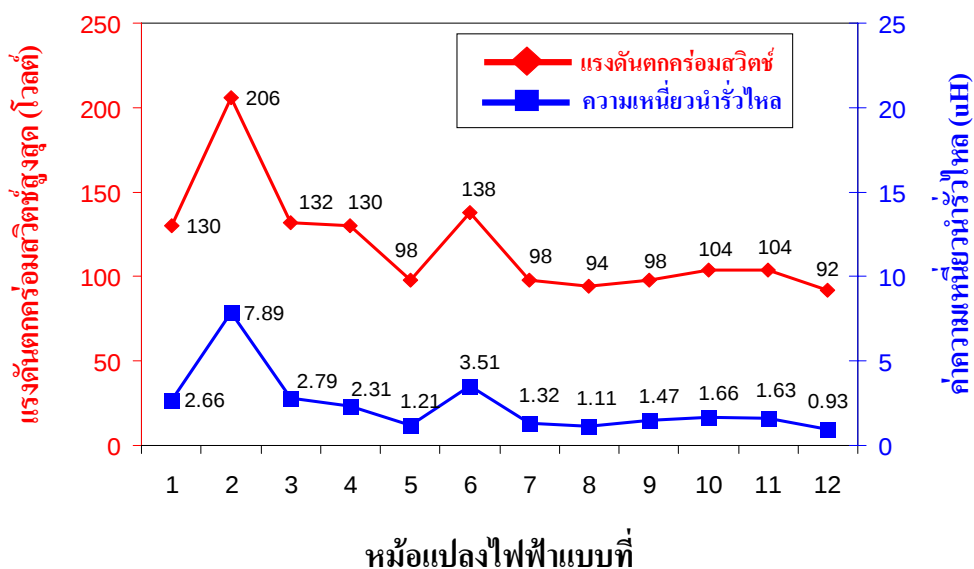
จากการวัดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต หรือ V_{DS} ของวงจรพลาเยแบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนรูปแบบการพันขดลวดทั้ง 12 แบบดังในรูปที่ 6.5 (ก) ถึงรูปที่ 6.16 (ก) และความถี่ริงกิ้งซึ่งมีการขยายให้เห็นอย่างชัดเจนของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตดังในรูปที่ 6.5 (ข) ถึงรูปที่ 6.16 (ข) และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตเมื่อทำให้อยู่ในโดเมนความถี่ดังในรูปที่ 6.5 (ค) ถึงรูปที่ 6.16 (ค)

โดยมีการพิสูจน์ให้เห็นว่าความถี่ที่วัดได้ของสัญญาณริงกิ้งในรูปที่ 6.5 (ข) ถึงรูปที่ 6.16 (ข) นั้นวัดได้อย่างถูกต้องจึงมีการทำรูปคลื่นให้อยู่ในโดเมนความถี่เพื่อนำมาเปรียบเทียบกัน และผลที่ได้ก็สามารถสรุปได้ว่าค่าทั้งสองนั้นมีค่าใกล้เคียงกันมากกับค่า F_1 ในรูปที่ 6.5 (ค) ถึงรูปที่ 6.16 (ค) ดังนั้นสามารถนำมาสรุปเพื่อให้เห็นภาพรวมได้ดังตารางที่ 6.2 โดยความถี่ริงกิ้งที่แสดงในตารางที่ 6.2 นั้นจะนำค่ามาจากในรูปที่ 6.5 (ข) ถึงรูปที่ 6.16 (ข) ซึ่งเป็นค่าที่นำมาจากรูปที่วัดความถี่ริงกิ้งโดยตรง

ตารางที่ 6.2 สรุปผลการวัดแรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตจากรูปที่ 6.5 ถึงรูปที่ 6.16

รูปแบบ หม้อแปลง	$V_{DS (max)}$ (โวลต์)	Ringing frequency (MHz)	Leakage Inductance L_{l1} (μH)
1	130	6.25	2.66
2	206	4	7.89
3	132	6.25	2.79
4	130	6.25	2.31
5	98	10	1.21
6	138	5.9	3.51
7	98	10	1.32
8	94	10	1.11
9	98	9.4	1.47
10	104	8.6	1.66
11	104	9.1	1.63
12	92	11.1	0.93

จากตารางที่ 6.2 สามารถนำค่า $V_{DS(max)}$ กับ L_{I1} มาเปรียบเทียบบ้างดังแสดงในรูปที่ 6.17



รูปที่ 6.17 การเปรียบเทียบแรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุดกับค่าความเหนี่ยวนำรีเลย์

โดยสามารถวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของ ค่าความเหนี่ยวนำรีเลย์ของขดปฐมภูมิกับผลของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุด $V_{DS(max)}$ ได้คือ ค่าความเหนี่ยวนำรีเลย์ของขดปฐมภูมิจะเปลี่ยนแปลงไปตามรูปแบบการพันขดลวดแบบต่างๆ และค่าความเหนี่ยวนำรีเลย์นี้ยังส่งผลโดยตรงกับค่าของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุด ดังจะเห็นได้จากการเปรียบเทียบค่าความเหนี่ยวนำรีเลย์ ของขดปฐมภูมิกับผลของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุด จากกราฟในรูปที่ 6.17 ว่าในกรณีค่าความเหนี่ยวนำรีเลย์มีค่าสูง ก็จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงตามไปด้วย

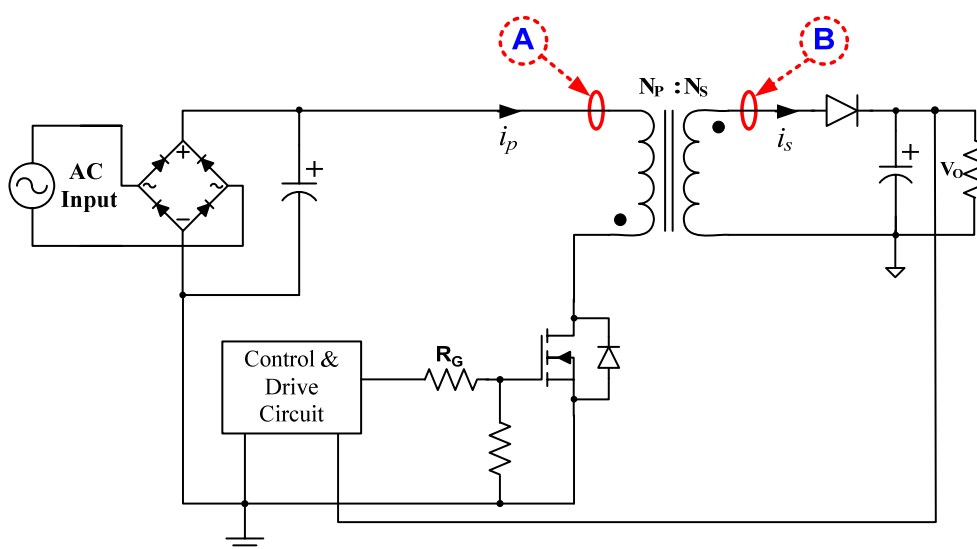
โดยขอยกตัวอย่างจากตารางที่ 6.2 ของหม้อแปลงรูปแบบที่ 2 จะเกิดค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงที่สุดของหม้อแปลงทั้ง 12 รูปแบบคือที่ 206 โวลต์ เมื่อดูค่าของความเหนี่ยวนำรีเลย์ก็จะพบว่ามีค่าสูงที่สุดของหม้อแปลงทั้ง 12 รูปแบบเช่นกัน ในขณะที่หม้อแปลงรูปแบบที่ 12 นั้นจะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ต่ำที่สุดคือ 92 โวลต์ ซึ่งเมื่อดูที่ค่าของความเหนี่ยวนำรีเลย์นั้นก็จะเป็ค่าที่ต่ำที่สุดในหม้อแปลงทั้ง 12 รูปแบบเช่นกัน

ในการวิจัยนี้ยังได้สังเกตเห็นว่าผลของค่าความเหนี่ยวนำรีเลย์ที่เปลี่ยนไปนั้น มีผลทำให้ความถี่ของสัญญาณรบกวนของแรงดันตกคร่อมมอสเฟต ที่เกิดขึ้นเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแส นั้นมีค่าที่เปลี่ยนไปเช่นกัน โดยสรุปได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำรีเลย์จะแปรผกผันกับความถี่รบกวนที่เกิดขึ้น โดยตัวอย่างของหม้อแปลงรูปแบบที่ จะเห็นว่ามีความเหนี่ยวนำรีเลย์มากที่สุด ก็จะเกิดความถี่ของสัญญาณรบกวนที่น้อยที่สุดคือที่ 4 MHz ในขณะที่รูปแบบที่ 12 จะมีความเหนี่ยวนำรีเลย์ต่ำ

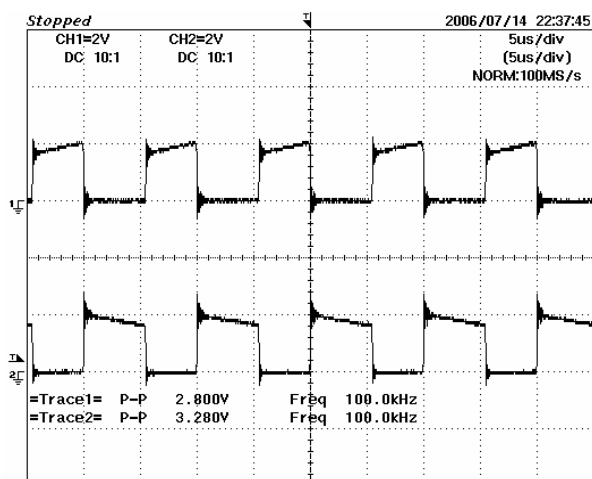
ที่สุดก็จะเกิดความถี่รบกวนที่สูงที่สุดคือ 11.1 MHz และรูปแบบอื่นในตารางที่ 6.2 ก็สามารถยื่นยันถึงข้อสรุปนี้เช่นกัน โดยค่าของความถี่รบกวนที่เกิดขึ้นนี้จะนำไปวิเคราะห์ในด้านการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าต่อไป

6.2.2 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

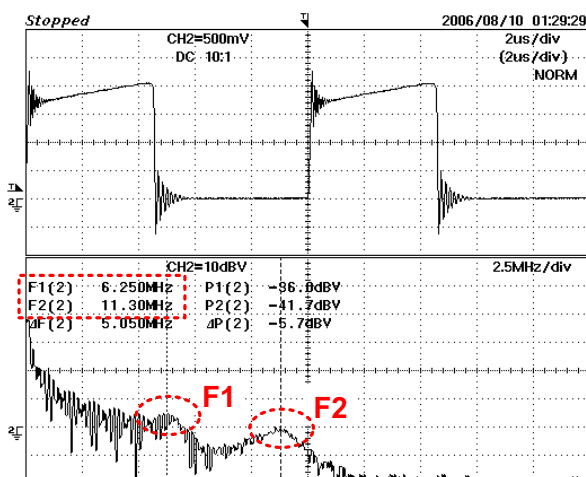
การวัดรูปคลื่นของกระแสนั้นจะใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าวัดที่ตำแหน่งดังรูปที่ 6.18 โดยการวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิจะวัดที่จุด A ส่วนการวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิจะทำการวัดที่จุด B ซึ่งการวัดหาค่ากระแสทั้งสองนี้ จะทำการเปลี่ยนหม้อแปลงทั้งหมด 12 แบบ และมีการแสดงผลของกระแสในรูปโดเมนความถี่เช่นกัน ซึ่งผลการวัดได้แสดงไว้ดังรูปที่ 6.19 ถึง รูปที่ 6.30 (โพรบวัดกระแสที่ใช้ในการทดสอบนั้นจะมีค่าอัตราส่วนแรงดันต่อกระแสคือ 0.1V/1A ดังนั้นถ้าเครื่องวัดมีการขยาย 10 เท่า DC 10:1 ดังรูปที่ 6.19 ถึง รูปที่ 6.30 จึงทำให้ค่าจริงเป็น 2 A/div) โดยสามารถสรุปผลได้ดังนี้



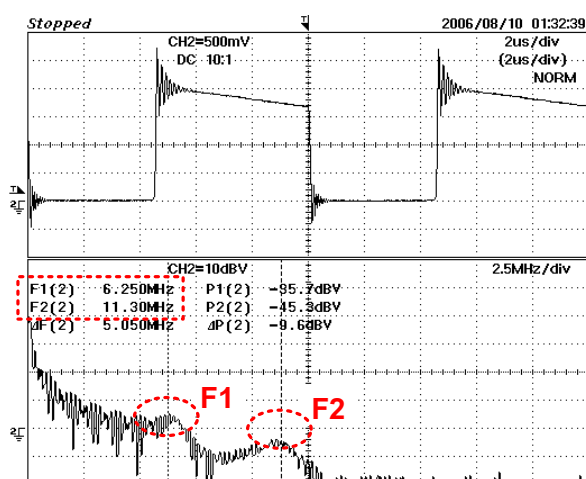
รูปที่ 6.18 ตำแหน่งที่ทำการวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

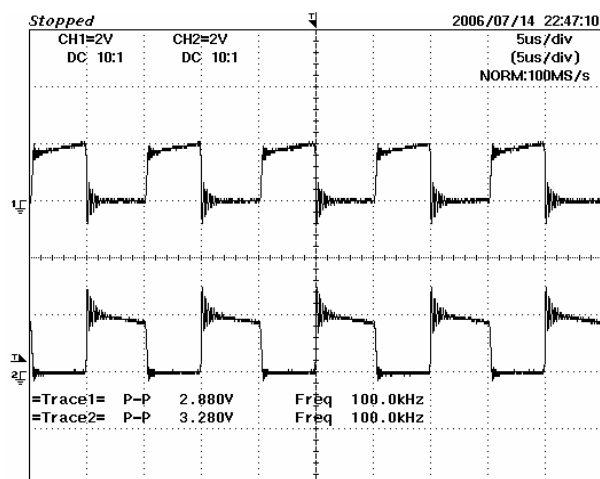


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

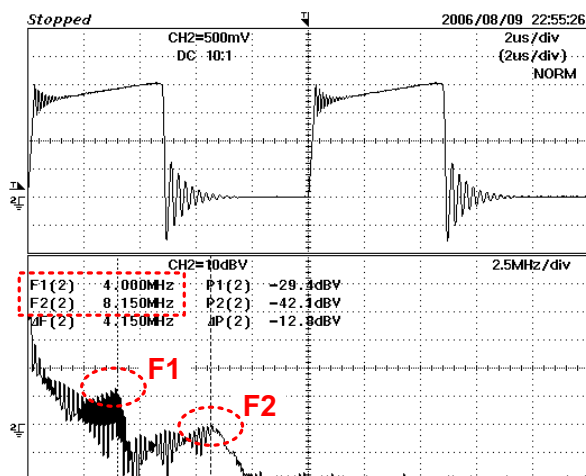


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

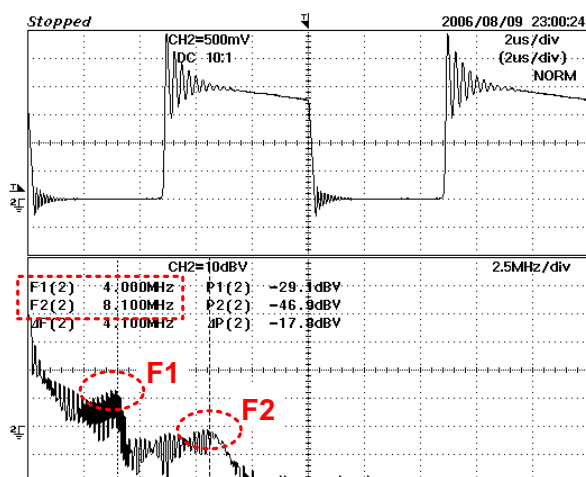
รูปที่ 6.19 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 1



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

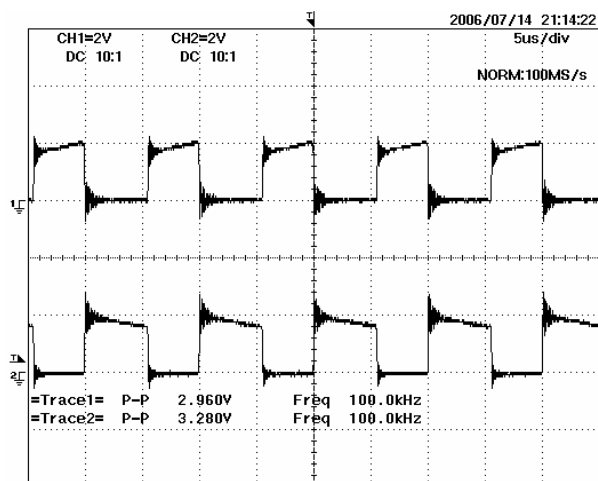


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

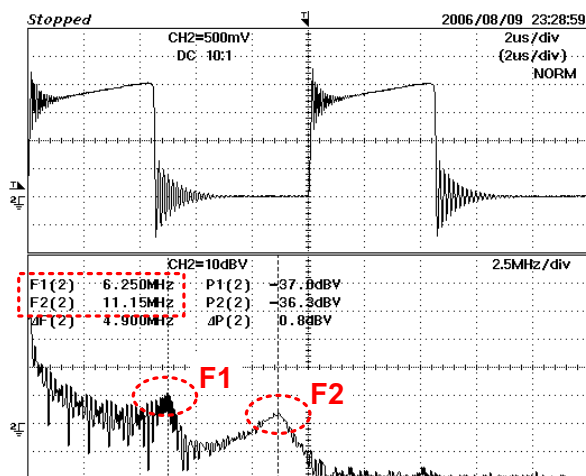


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

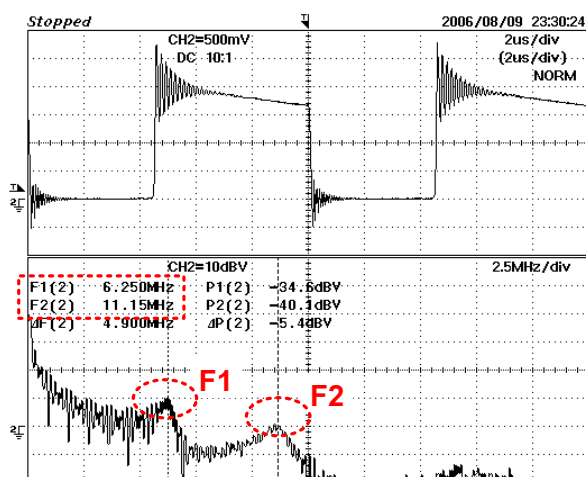
รูปที่ 6.20 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 2



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

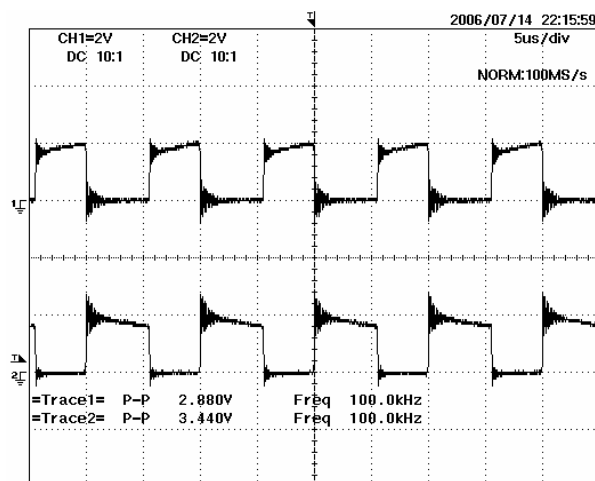


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

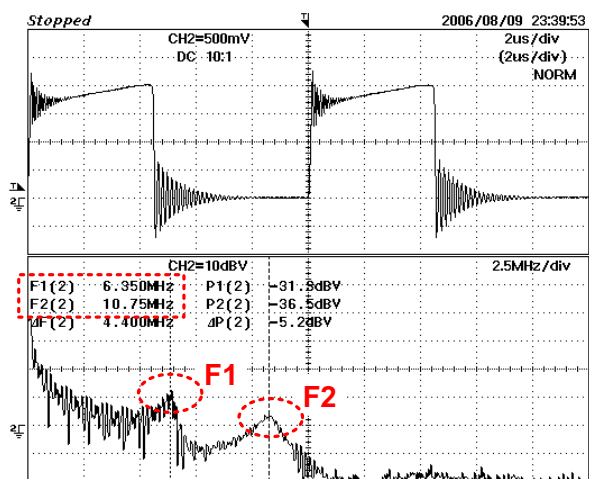


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

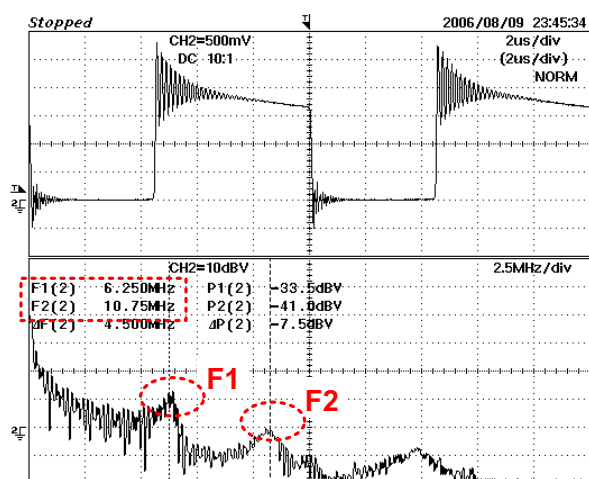
รูปที่ 6.21 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 3



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

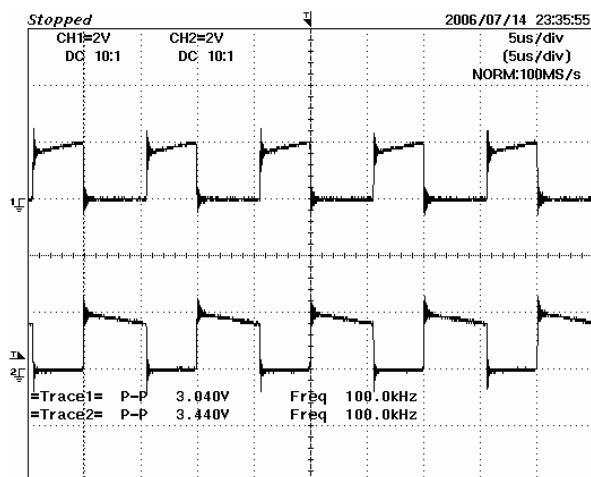


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

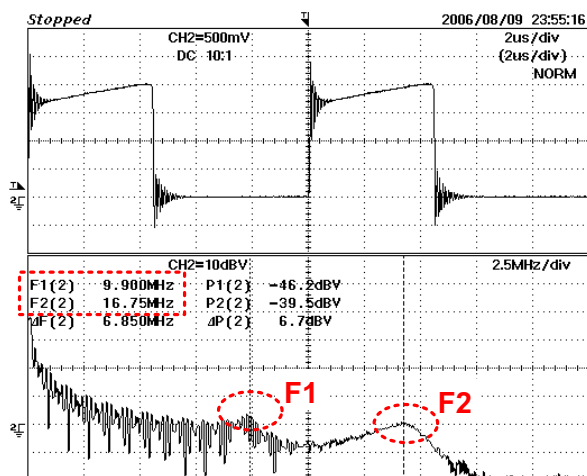


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

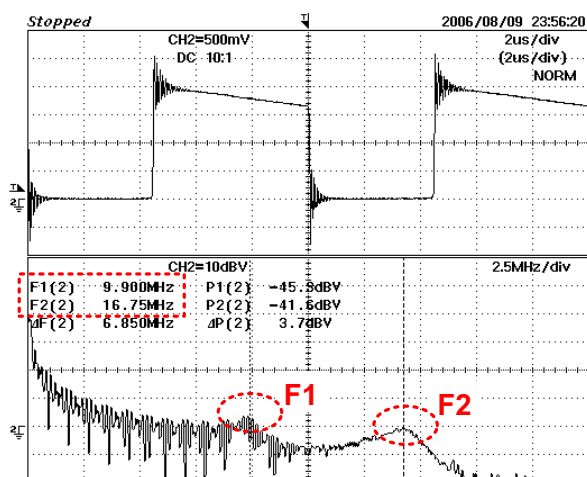
รูปที่ 6.22 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 4



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

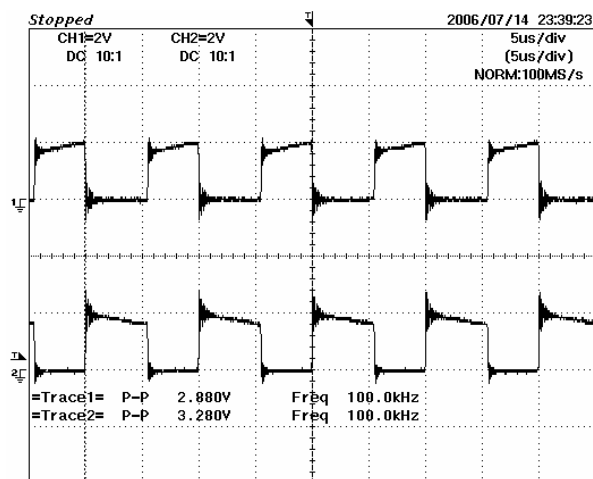


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

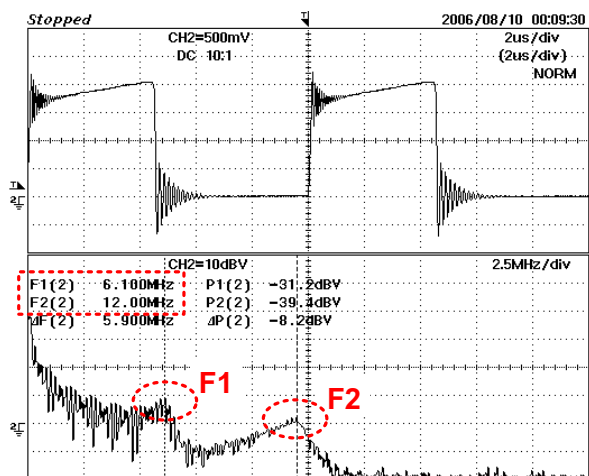


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

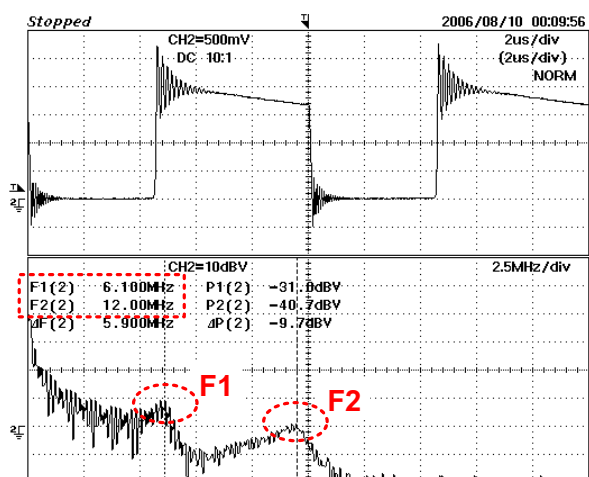
รูปที่ 6.23 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 5



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

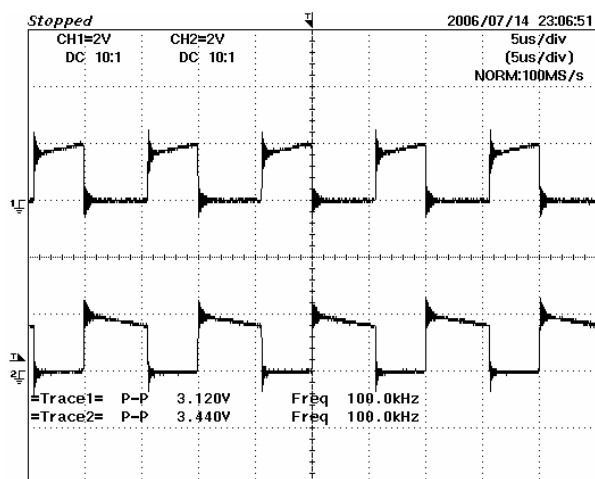


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

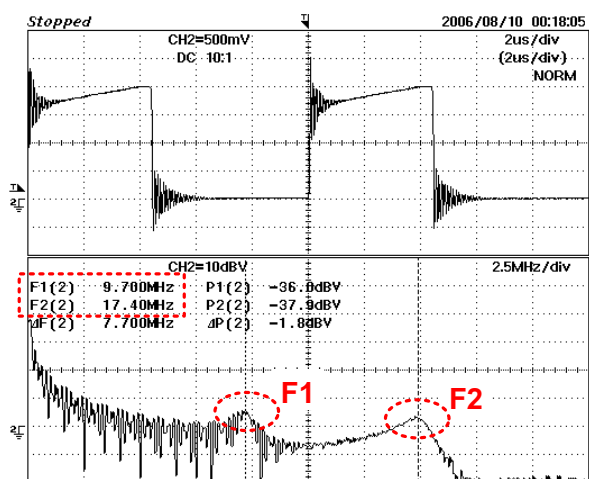


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

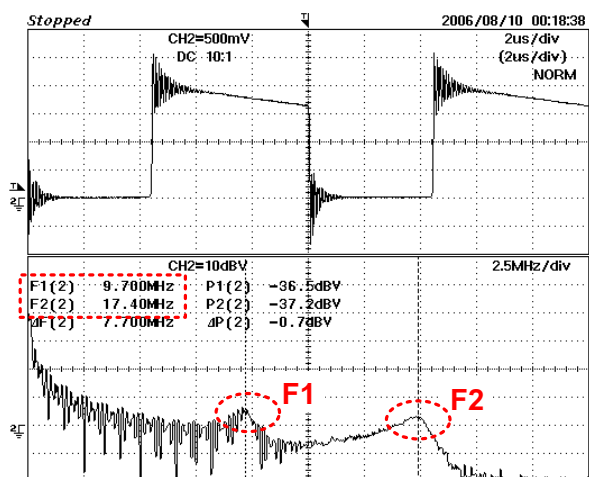
รูปที่ 6.24 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 6



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

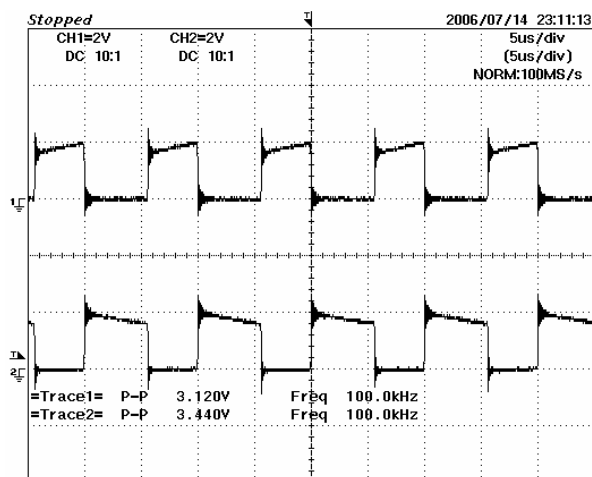


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

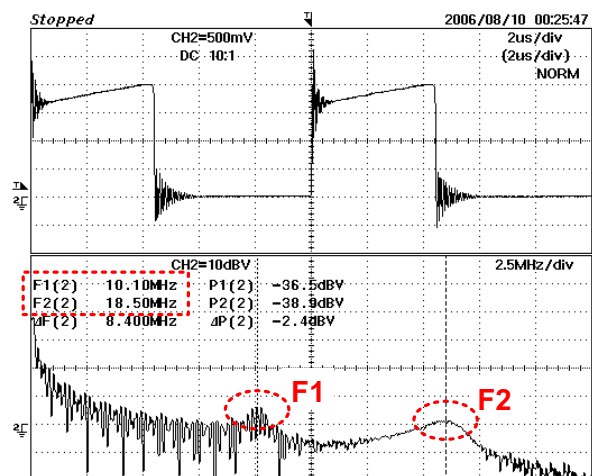


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

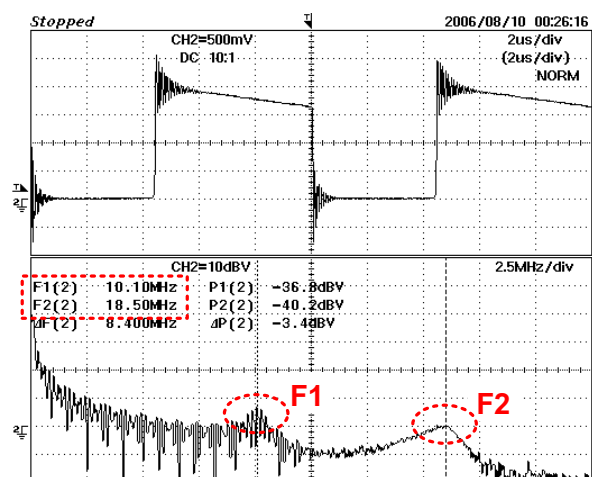
รูปที่ 6.25 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 7



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

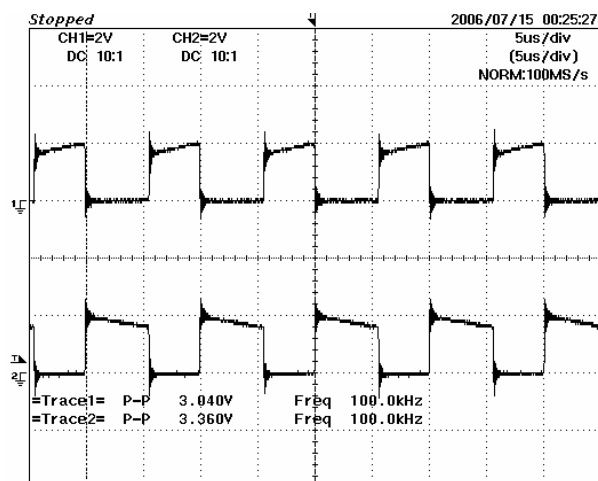


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

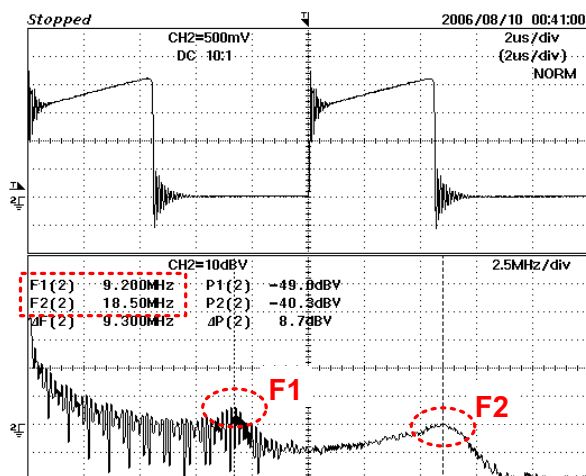


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

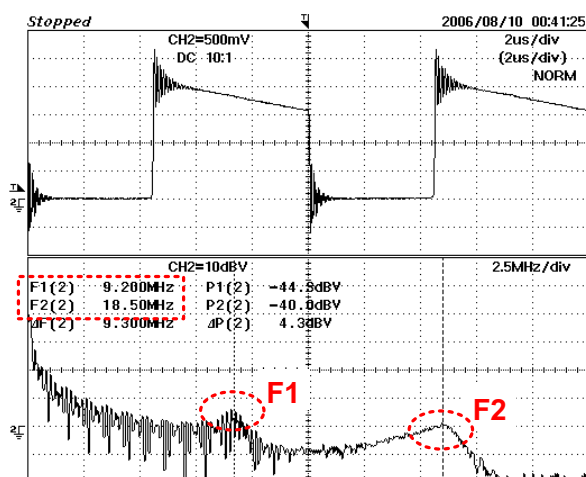
รูปที่ 6.26 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 8



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

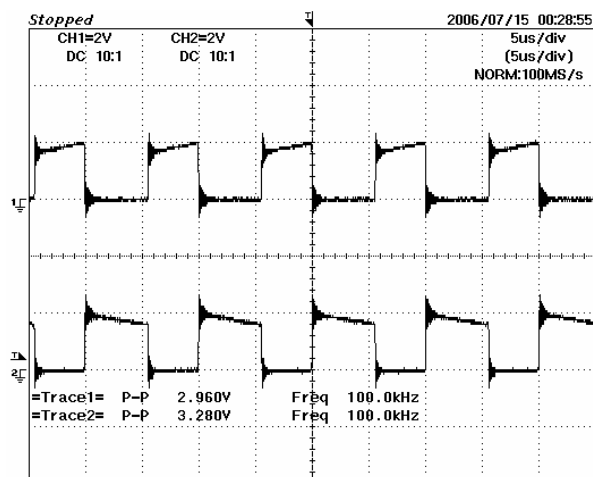


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

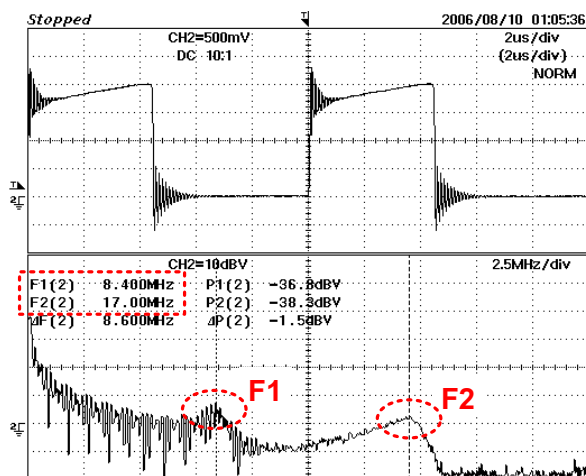


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

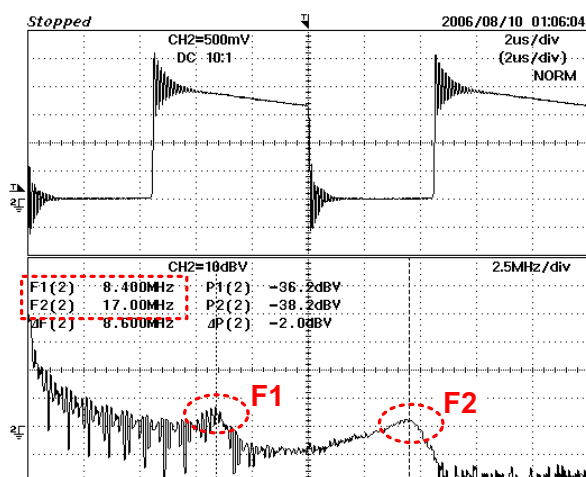
รูปที่ 6.27 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 9



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

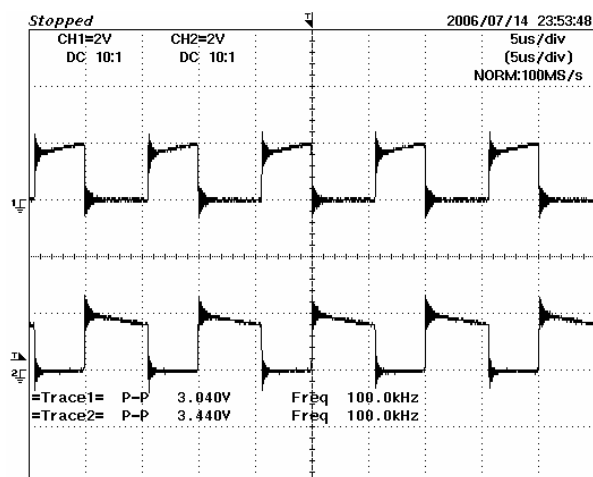


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

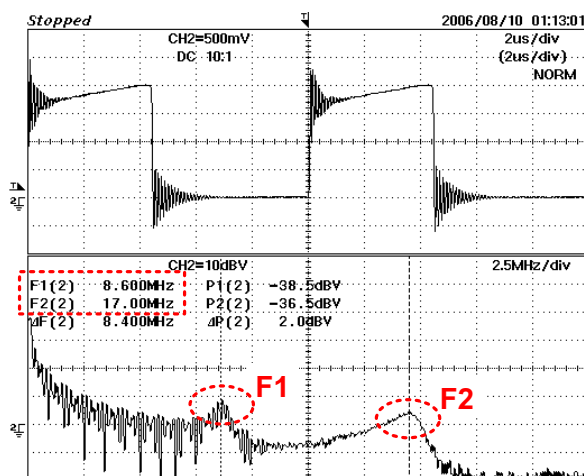


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

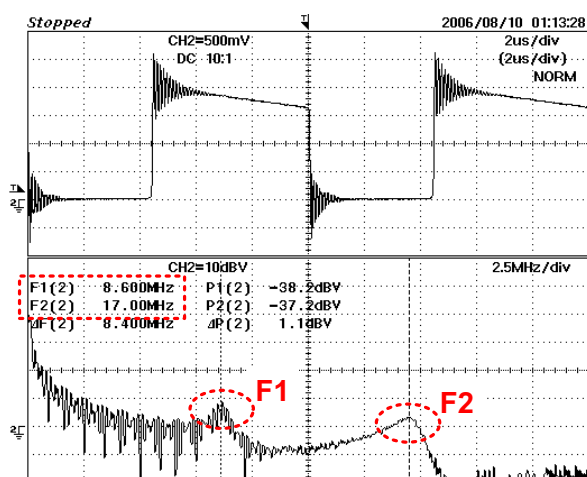
รูปที่ 6.28 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 10



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)

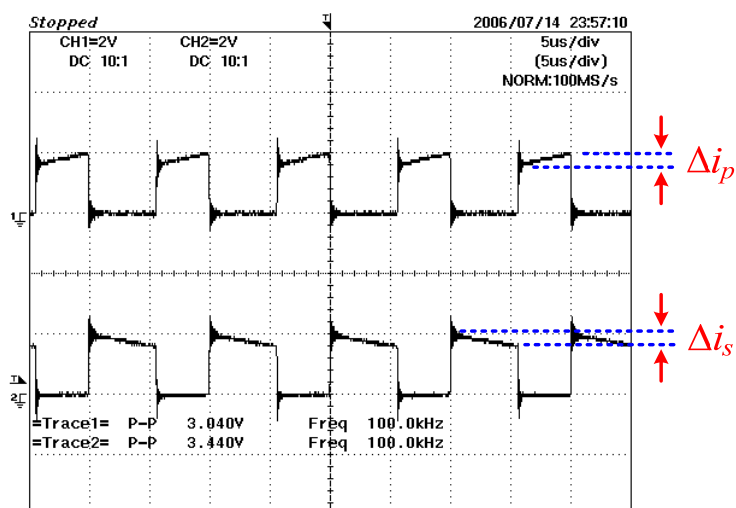


(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่

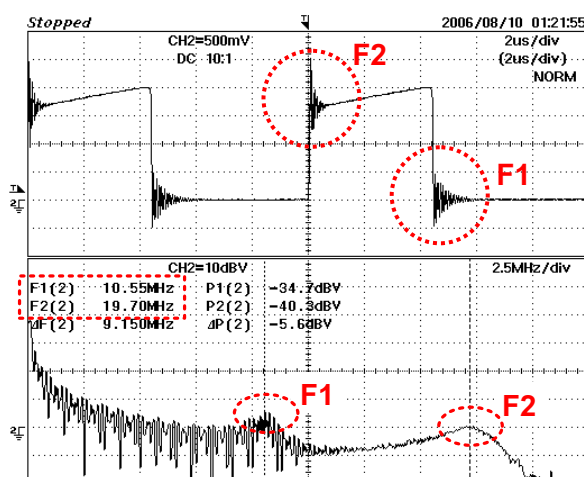


(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

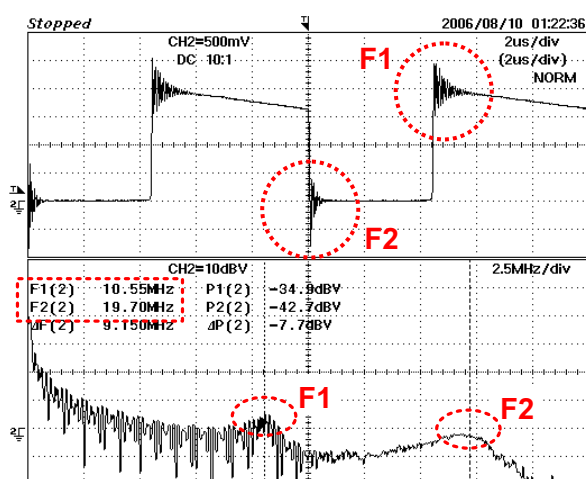
รูปที่ 6.29 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 11



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ(บน) และขดลวดทุติยภูมิ(ล่าง) (5 us/div, 2 A/div)



(ข) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่



(ค) กระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่

รูปที่ 6.30 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 12

จากผลการทดสอบการวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิจากรูปที่ 6.19(ก) ถึงรูปที่ 6.30(ก) จะเห็นได้ว่าวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้นทำงานอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่องทั้งหมด นั่นคือกระแสกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมินั้นจะไม่ตกลงเป็นศูนย์ตรงตามทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 และแกนแม่เหล็กของหม้อแปลงนั้นยังทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้น ทั้งนี้จะขอยกตัวอย่างในรูปที่ 6.30(ก) เพียงรูปเดียว เพราะจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นของกระแสของทั้ง 2 ขดลวดในรูปที่ 6.19(ก) ถึงรูปที่ 6.30(ก) นั้นมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของ Δi_p และ Δi_s ที่เหมือนกัน กล่าวคือมีการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ Δi_p และการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิ Δi_s ในลักษณะที่ยังคงมีการเปลี่ยนแปลงเป็นแบบเชิงเส้น จึงสามารถสรุปได้ว่าแกนแม่เหล็กขณะวงจรกำลังทำงานนั้นยังไม่เกิดการอิ่มตัวและทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องซึ่งตรงกับการคำนวณในบทที่ 4 และจากที่ได้กล่าวไว้แล้วว่าการวัดรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ และกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมินั้นก็เพื่อเป็นการตรวจสอบว่าวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบขณะทำการทดสอบวัดค่าต่าง ๆ นั้น ต้องทำงานอยู่ในโหมดกระแสต่อเนื่อง ซึ่งจะตรงกับเงื่อนไขในการทดสอบดังที่ได้กำหนดไว้ในบทที่ 1

ในด้านของกระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่ในรูปที่ 6.19(ข) ถึงรูปที่ 6.30(ข) และกระแสไฟฟ้าของขดทุติยภูมิในโดเมนความถี่ในรูปที่ 6.19(ค) ถึงรูปที่ 6.30(ค) ซึ่งก็คือความถี่ของริงกิ้งที่ปรากฏอยู่ในรูปคลื่นของกระแสในหม้อแปลงดังในรูปที่ 6.30(ข) และรูปที่ 6.30(ค) ซึ่งก็คือความถี่ F1 และ F2 นั้นเอง โดยสามารถนำมาสรุปผลของความถี่ F1 และ F2 ได้ดังตารางที่ 6.3 ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลลัพธ์ของขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิที่ได้นั้นเท่ากัน แต่อาจมีความคลาดเคลื่อนเนื่องจากการกำหนดจุดวัดไม่เกิน 0.1 MHz ซึ่งสาเหตุที่ทำให้ได้ผลลัพธ์ที่ได้เท่ากันนั้นก็เนื่องจากหม้อแปลงที่ใช้ในการทดสอบนั้นมีอัตราส่วนของขดปฐมภูมิต่อขดทุติยภูมิเป็น 1 และเป็นหม้อแปลงที่ใช้ในวงจรฟลายแบ็กดังนั้นกระแสไฟฟ้าในขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิจึงมีลักษณะที่เหมือนกันแต่จะกลับเฟสกันเท่านั้น ซึ่งทฤษฎีได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 แล้ว

ซึ่งจากการทดสอบจะพบว่าค่าของความถี่ริงกิ้งของแรงดันตกคร่อมสวิตช์ในตารางที่ 6.2 นั้นจะใกล้เคียงกับค่าความถี่ริงกิ้งของกระแสที่ไหลในหม้อแปลงที่ค่าความถี่ F1 ดังนั้นในการอ้างอิงเพื่อการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในหัวข้อที่ 6.3 นั้นจะกล่าวถึงเพียงค่าที่ได้จากในโดเมนความถี่ของกระแสไฟฟ้าในขดปฐมภูมิต่านั้น เนื่องจากมีค่าที่เท่ากันกับค่าที่ได้จากในโดเมนความถี่ของกระแสไฟฟ้าในขดทุติยภูมิดังที่กล่าวไว้แล้วข้างต้น

ตารางที่ 6.3 สรุปผลการวัดค่าในโดเมนความถี่ของกระแสหม้อแปลงจากรูปที่ 6.5 ถึงรูปที่ 6.16

รูปแบบ หม้อแปลง	ความถี่รีกิ้งของกระแสไฟฟ้าขดปฐมภูมิ		ความถี่รีกิ้งของกระแสไฟฟ้าขดทุติยภูมิ	
	ความถี่ F1 (MHz)	ความถี่ F2 (MHz)	ความถี่ F1 (MHz)	ความถี่ F2 (MHz)
1	6.25	11.30	6.25	11.30
2	4.00	8.15	4.00	8.10
3	6.25	11.15	6.25	11.15
4	6.35	10.75	6.25	10.75
5	9.90	16.75	9.90	16.75
6	6.10	12.00	6.10	12.00
7	9.70	17.40	9.70	17.40
8	10.10	18.50	10.10	18.50
9	9.20	18.50	9.20	18.50
10	8.40	17.00	8.40	17.00
11	8.60	17.00	8.60	17.00
12	10.55	19.70	10.55	19.70

6.2.3 การทดสอบวัดประสิทธิภาพ

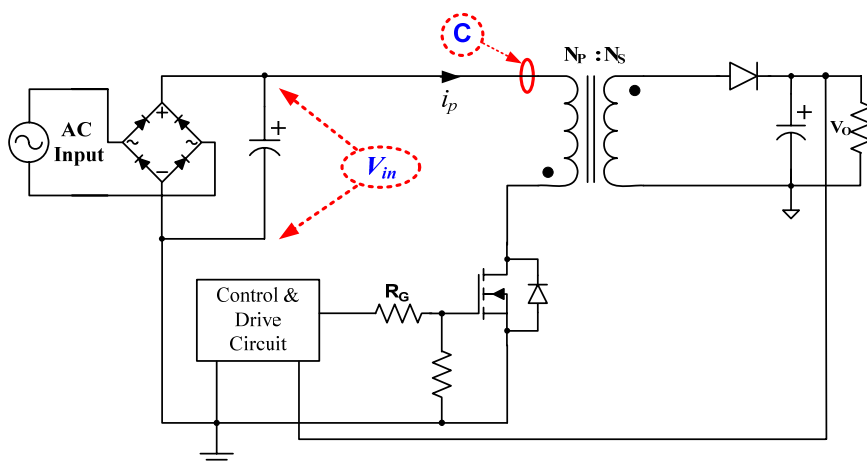
ในหัวข้อนี้จะทำการวัดประสิทธิภาพของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ที่มีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ ซึ่งการทดสอบจะเป็นไปตามเงื่อนไขการทดสอบดังได้กล่าวไว้ในบทที่ 5 คือปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้าให้ได้ 30 โวลต์ โดยแรงดันด้านออกจะคงที่ที่ 20 โวลต์เนื่องจากมีการควบคุมวงจรแบบวงปิด ตามที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 4 และทำการต่อภาระชนิดตัวต้านทานด้านออกขนาด 20 โอห์ม ดังนั้นกำลังไฟฟ้านำเข้าด้านออกจะได้ 20 วัตต์ดังที่

$$\eta(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \quad (6.1)$$

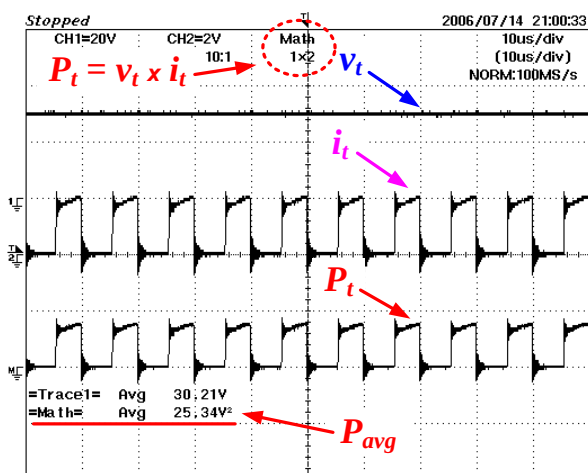
ดังนั้นในการทดสอบหาประสิทธิภาพนั้นก็ต้องทำการวัดกำลังไฟฟ้านำเข้าของวงจรเพื่อนำมาใช้ในการคำนวณเพื่อหาประสิทธิภาพ ดังสมการที่ (6.1) โดยการวัดกำลังไฟฟ้านำเข้านั้น

ไม่สามารถทำได้เช่นเดียวกับการหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านออก เนื่องจากแรงดันและกระแสด้านออกนั้นเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีความเรียบจึงสามารถหาได้โดยตรง แต่กระแสไฟฟ้าด้านเข้านั้นจะมีลักษณะคล้ายกับรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ซึ่งตรงกับความถี่สวิตชิง ซึ่งเป็นรูปคลื่นกระแสที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออกที่ 20 วัตต์คงที่ โดยจะเห็นได้จากรูปที่ 6.19 และ 6.30

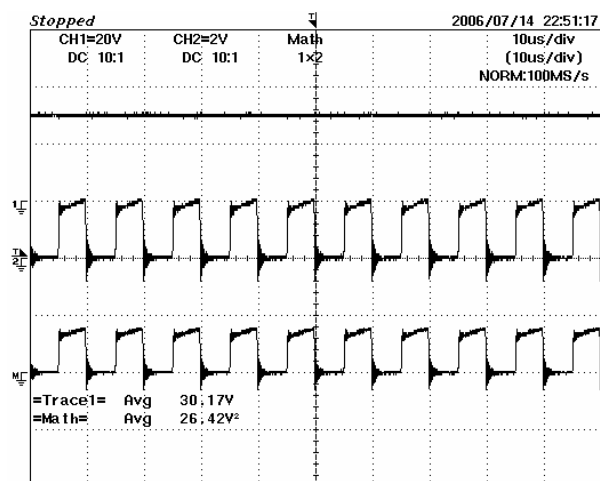
โดยในการวัดหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าโดยนั้นจะทำการวัดสัญญาณโดยใช้ออสซิลโลสโคปวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า V_{in} ของวงจรที่เวลาใดๆ (v_t) แล้วทำการวัดกระแสด้านเข้าที่เวลาใดๆ (i_t) โดยใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าคล็องที่จุด C ดังรูปที่ 6.31 จากนั้นใช้ฟังก์ชันของเครื่องวัด (Digital Oscilloscope รุ่น DL1520 ของ Yokogawa) นำสัญญาณทั้งสองมาคูณกันก็จะได้กำลังไฟฟ้าด้านเข้าที่เวลาใดๆ (p_t) และใช้ฟังก์ชันของเครื่องวัดเพื่อหาค่าเฉลี่ยออกมาก็จะได้ขนาดกำลังไฟฟ้าด้านเข้าเพื่อนำไปใช้ต่อไป ที่ต้องใช้วิธีเช่นนี้ก็เนื่องจากค่ากระแสไฟฟ้าด้านเข้าไม่ใช่สัญญาณไฟตรงที่เรียบสนิท โดยรูปที่ 6.32 ถึงรูปที่ 6.43 เป็นการทดสอบวัดหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ



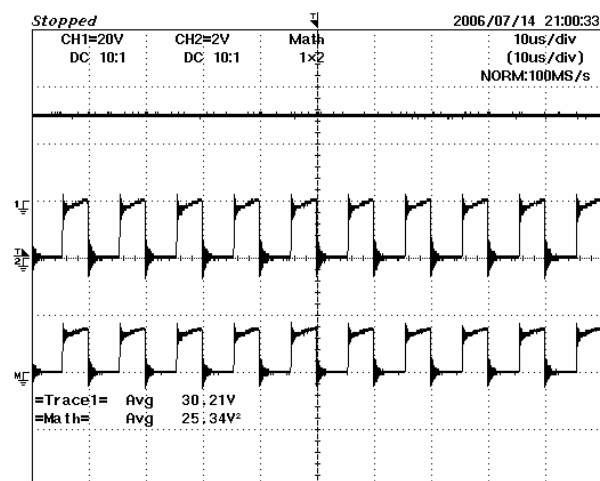
รูปที่ 6.31 ตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าด้านเข้า



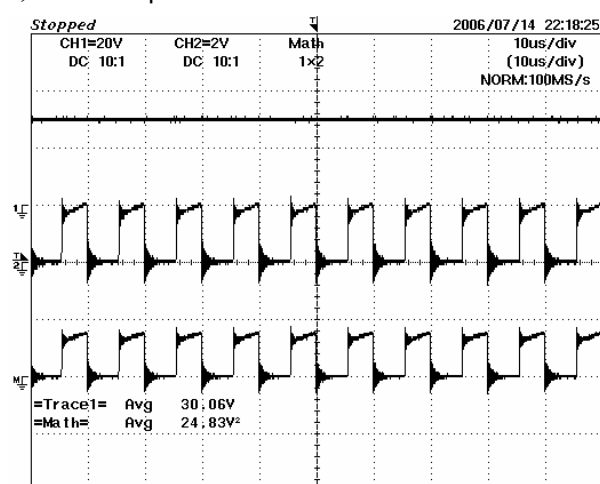
รูปที่ 6.32 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 1



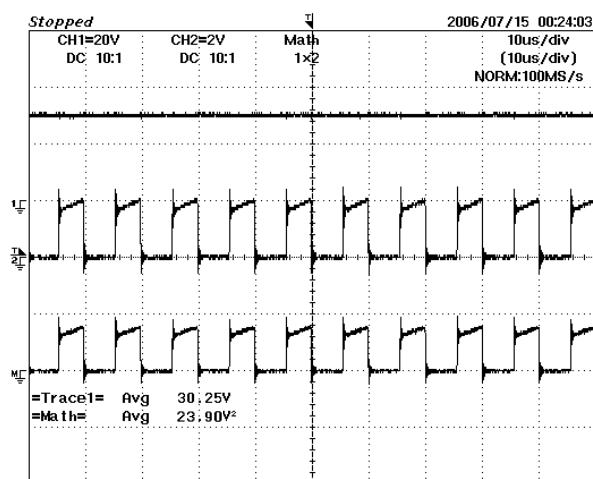
รูปที่ 6.33 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 2



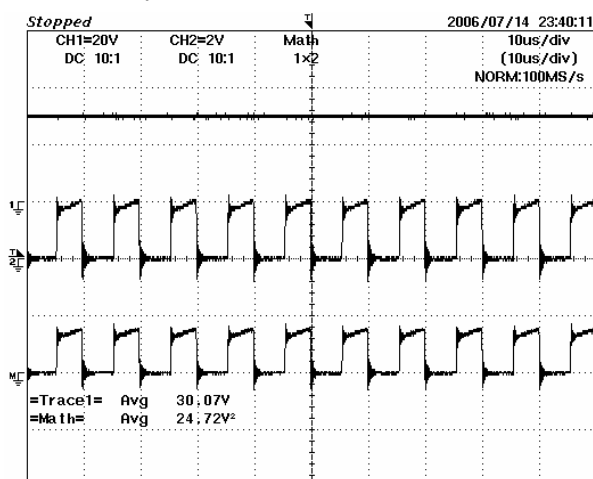
รูปที่ 6.34 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 3



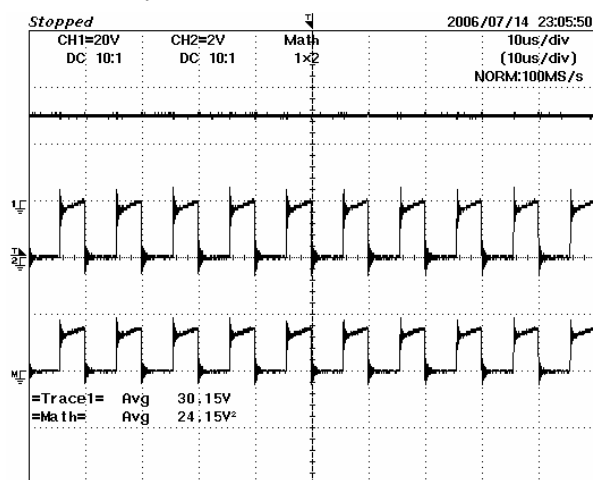
รูปที่ 6.35 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 4



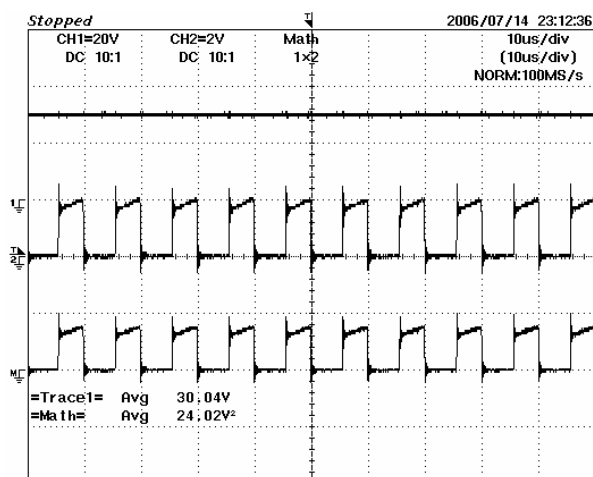
รูปที่ 6.36 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 5



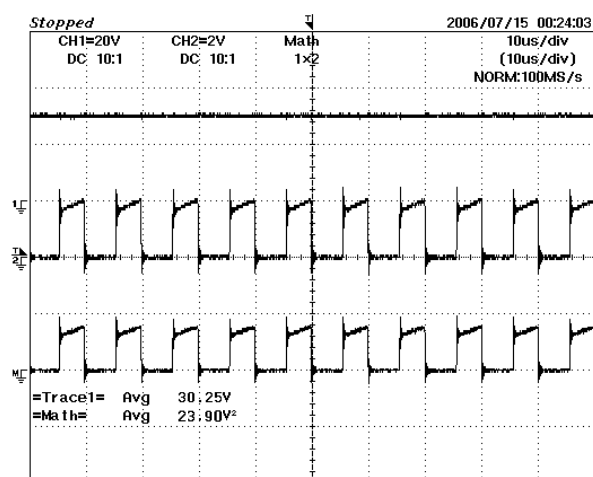
รูปที่ 6.37 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 6



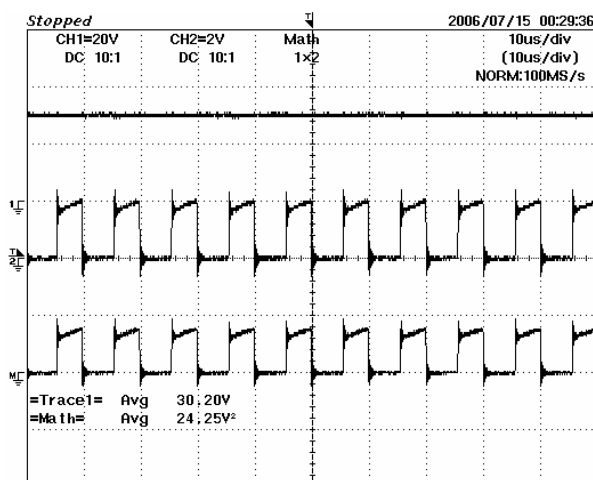
รูปที่ 6.38 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 7



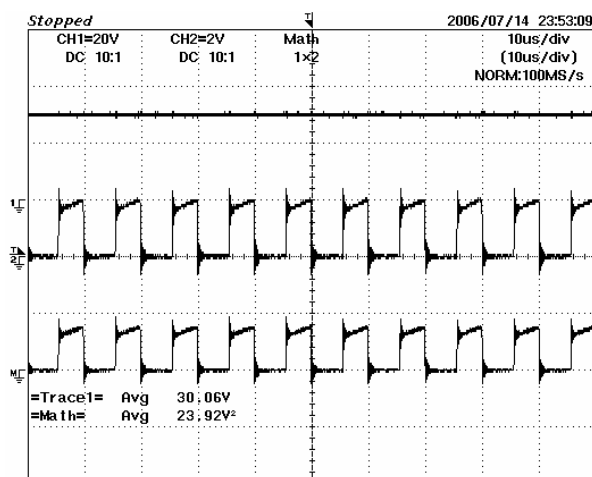
รูปที่ 6.39 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 8



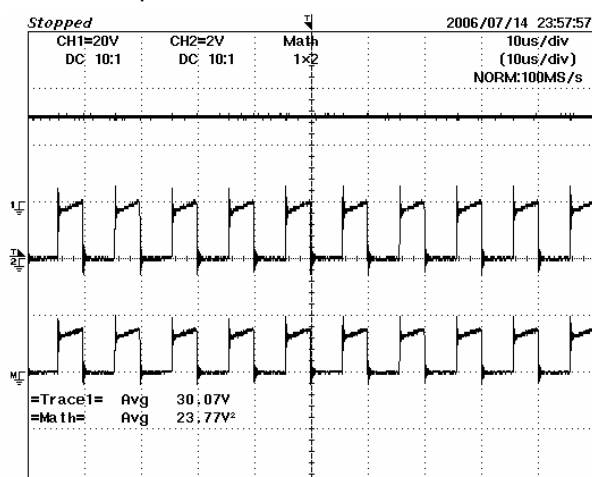
รูปที่ 6.40 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 9



รูปที่ 6.41 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 10



รูปที่ 6.42 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 11



รูปที่ 6.43 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า(บน) (20 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า (2A/div) และกำลังไฟฟ้าด้านเข้า(ล่าง) ที่เวลาใดๆ ในแกนเวลา 5 us/div ของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 12

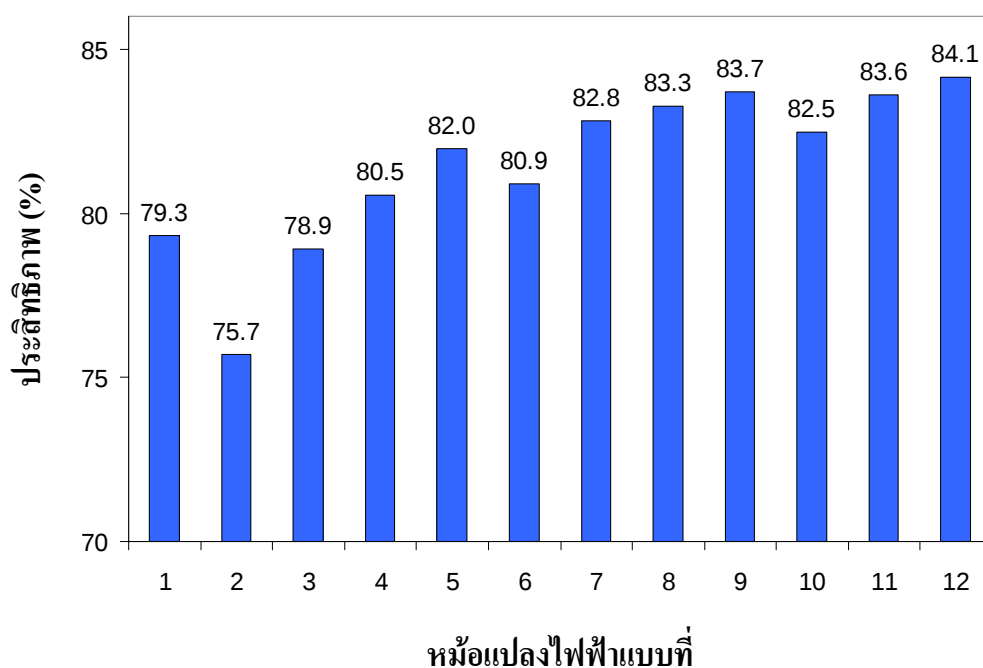
จากการวัดหาลำดับไฟฟ้าด้านเข้าเพื่อนำไปคำนวณประสิทธิภาพรวมของวงจรโดยใช้สมการที่ (6.1) นั้น สามารถสรุปผลการวัดลำดับไฟฟ้าด้านเข้า และคำนวณประสิทธิภาพของวงจรได้ดังตารางที่ 6.4

จากตารางที่ 6.4 เมื่อนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบประสิทธิภาพรวมของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบจะได้ดังรูปที่ 6.44 ซึ่งผลที่ได้สรุปได้ว่า เมื่อกำหนดพิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออกให้คงที่ 20 วัตต์นั้น หม้อแปลงรูปแบบที่ 2 จะมีประสิทธิภาพที่ต่ำที่สุดของทั้ง 12 รูปแบบคือที่ 75.7% และหม้อแปลงรูปแบบที่ 12 จะมีประสิทธิภาพสูงที่สุดของการรูปแบบการพันทั้งหมดคือที่ 84.1% ซึ่งจะมีประสิทธิภาพต่างกันถึง 8.4% เนื่องจากหม้อแปลงรูปแบบที่ 2 ซึ่งเป็นการพันแบบธรรมดาใช้ลวดทองแดงเบอร์ 23AWG โดยพันขดปฐมภูมิ 4 ชั้นและขดทุติยภูมิ 4 ชั้นนั้นจะมีความเหนียวแน่นรั่วไหลสูงที่สุดของทั้ง 12

รูปแบบ จะทำให้เกิดแรงดันที่ขา Drain และขา Source (V_{DS}) สูงที่สุดถึง 206 โวลต์ ดังตารางที่ 6.2 จึงทำให้เกิดการสูญเสียที่ตัวสวิตช์สูงที่สุดและจะเกิดการสูญเสียจากสูญเสียเนื่องจากปรากฏการณ์ความใกล้เคียงสูงที่สุดอีกด้วย ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 ในขณะที่หม้อแปลงรูปแบบที่ 12 ซึ่งเป็นการพันแบบอินเตอร์ลีฟ พันด้วยลวดเบอร์ 17AWG โดยแต่ละรอบห่างกัน 1 มม. นั้นจะมีความเหนียวแน่นรั่วไหลต่ำที่สุดถึงของทั้ง 12 รูปแบบ โดยสังเกตได้จาก (V_{DS}) ที่ต่ำที่สุดคือ 92 โวลต์ จึงทำให้การสูญเสียที่ตัวสวิตช์น้อยที่สุด และเนื่องจากการพันแต่ละรอบห่างกัน 1 มม. นั้นจะทำให้ลวดทองแดงที่พันมีการกระจายตัวครอบคลุมเกือบเต็มพื้นที่ของแกนกลางของแกนแม่เหล็กที่สามารถพันขดลวดได้ จึงทำให้การกระจายตัวของเส้นแรงแม่เหล็กสม่ำเสมอขึ้นและช่วยลดการสูญเสียเนื่องจากปรากฏการณ์ความใกล้เคียงให้น้อยที่สุดอีกด้วย [6] และเมื่อมองในภาพรวมก็จะเห็นได้ว่าการพันขดลวดให้เต็มแกนนั้นจะได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับในแต่ละรูปแบบการพัน คือหม้อแปลงรูปแบบที่ 4 รูปแบบที่ 8 และรูปแบบที่ 12 โดยการพันแบบธรรมดานั้นไม่ว่าหม้อแปลงรูปแบบใดก็จะมีประสิทธิภาพต่ำที่สุดของรูปแบบการพันขดลวดทั้ง 3 แบบ ในขณะที่การพันแบบแซนด์วิชกับแบบอินเตอร์ลีฟนั้นจะมีประสิทธิภาพที่ค่อนข้างใกล้เคียงกัน คือห่างกันสูงสุดไม่เกิน 2% เมื่อเปรียบเทียบในเงื่อนไขการพันที่เหมือนกัน

ตารางที่ 6.4 ผลการวัดกำลังไฟฟ้าด้านเข้า และประสิทธิภาพของวงจรของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ

รูปแบบหม้อแปลง	กำลังไฟฟ้าด้านเข้า (วัตต์)	กำลังไฟฟ้าด้านออก (วัตต์)	ประสิทธิภาพของวงจร (%)	รูปแบบการพัน
1	25.21	20	79.3	การพันแบบธรรมดา
2	26.42	20	75.7	
3	25.34	20	78.9	
4	24.83	20	80.5	
5	24.40	20	82.0	การพันแบบแซนด์วิช
6	24.72	20	80.9	
7	24.15	20	82.8	
8	24.02	20	83.3	
9	23.90	20	83.7	การพันแบบอินเตอร์ลีฟ
10	24.25	20	82.5	
11	23.92	20	83.6	
12	23.77	20	84.1	



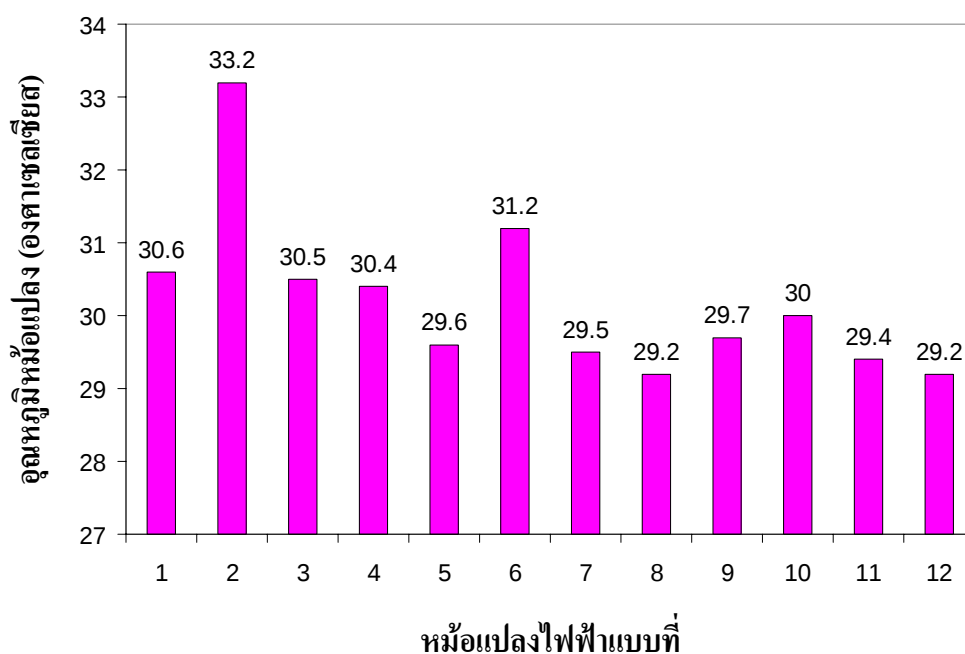
รูปที่ 6.44 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ ที่กำลังไฟฟ้าด้านออก 20 วัตต์

โดยสรุปแล้วประสิทธิภาพของวงจรที่เปลี่ยนไปนั้นเป็นผลการคำนวณเหนี่ยวนำรั่วไหลที่เปลี่ยนไปของหม้อแปลงในแต่ละแบบ โดยถ้ามีค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลมากก็จะทำให้มีเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลมากเช่นกัน จึงทำให้ได้ประสิทธิภาพของหม้อแปลงที่ต่ำลง ส่งผลทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมต่ำลงไปด้วยเช่นเดียวกัน อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้ไม่ได้เป็นการออกแบบวงจรแม่เหล็กเพื่อให้เหมาะสมหรือดีที่สุด เนื่องจากประเด็นหลักในงานวิจัยนี้คือศึกษาถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำกับรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงที่เปลี่ยนไป

นอกจากนี้ยังทำการวัดอุณหภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงทั้ง 12 แบบในขณะที่ทำการทดสอบ โดยทำการวัดอุณหภูมิเมื่อวงจรจ่ายกำลังไฟฟ้าด้านออกที่ 20 วัตต์เป็นเวลา 20 นาที จึงทำการทดสอบวัดผลของอุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่หม้อแปลงความถี่สูง โดยใช้เครื่องวัดอุณหภูมิแบบใช้แสงอินฟราเรดทำการวัดที่จุดกึ่งกลางของขดลวด และขณะที่วัดอุณหภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงนั้นก็ทำการวัดอุณหภูมิห้องเพื่อใช้ในการชดเชยความผิดพลาดของการวัดค่าอุณหภูมิของหม้อแปลงแต่ละตัวเนื่องจากทำการทดสอบหม้อแปลงแต่ละตัวในเวลาที่แตกต่างกัน ซึ่งสามารถสรุปเป็นแผนภูมิได้ดังรูปที่ 6.45

จากการวัดอุณหภูมิของหม้อแปลงเมื่อจ่ายกำลังด้านออกคงที่ที่ 20 วัตต์เป็น 20 นาที ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าการพันรูปแบบที่ 2 นั้น หม้อแปลงมีอุณหภูมิสูงที่สุดคือ 33.2 องศาเซลเซียส และรูปแบบที่ 8 และแบบที่ 12 นั้นมีอุณหภูมิต่ำที่สุดคือ 29.2 องศาเซลเซียส ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปที่

6.xx จะพบว่าในการพันขดลวดที่มีจำนวนชั้นมากขึ้นนั้นจะส่งผลให้เกิดอุณหภูมิที่หม้อแปลงสูงกว่าจะเห็นได้จากการพันแบบที่ 2 แบบที่ 6 และแบบที่ 10 นั้น เป็นการพันขดลวดที่มีจำนวนชั้นของขดลวดถึง 4 ชั้น โดยที่แบบอื่นๆ นั้นจะมีการพันเพียง 2 ชั้นเท่านั้น ที่เป็นอย่างนี้ก็เนื่องจากการถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้นที่ขดลวดชั้นในนั้นทำได้ยากกว่านั่นเอง และในกรณีเปรียบเทียบการพัน 3 รูปแบบหลักคือพันแบบธรรมดา พันแบบแซนด์วิช และพันแบบอินเตอร์ลีฟนั้น การพันแบบธรรมดานั้นหม้อแปลงจะมีอุณหภูมิที่สูงกว่าการพันแบบแซนด์วิช และแบบอินเตอร์ลีฟ โดยการพันสองแบบหลังนั้นจะทำให้เกิดอุณหภูมิที่หม้อแปลงใกล้เคียงกัน เนื่องจากการพันแบบธรรมดานั้นจะทำให้เกิดความเหนียวแน่นที่สูงกว่าการพันขดลวดอีกสองแบบดังจะเห็นได้จากตารางที่ 6.2 จึงทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดทองแดงที่สูงกว่า จึงทำให้หม้อแปลงมีอุณหภูมิที่สูงกว่านั่นเอง



รูปที่ 6.45 อุณหภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงที่จุดกึ่งกลางขดลวดเมื่อทดสอบเป็นเวลา 20 นาที

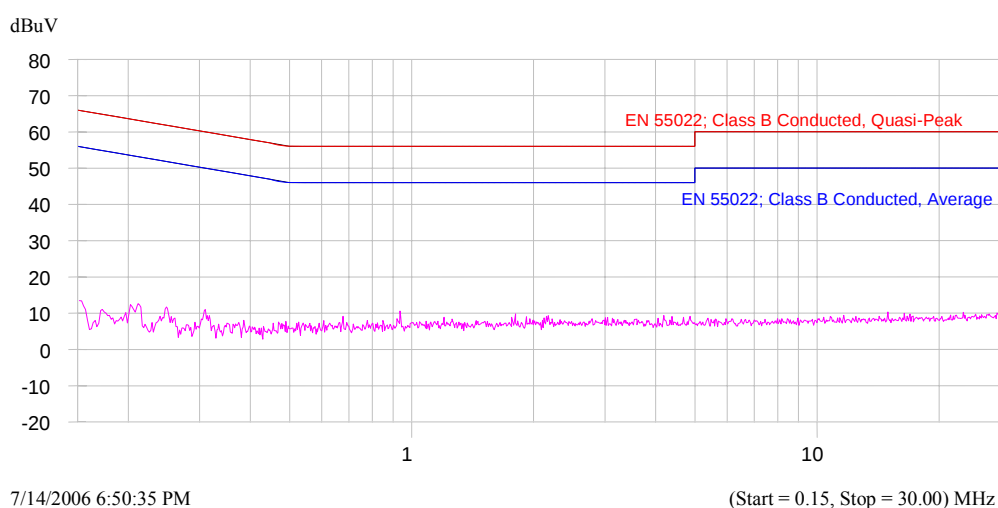
6.3 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงผลการทดลอง การจำลองและการวิเคราะห์ ทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็ก ไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยสอดคล้องกับรูปแบบการทดลองซึ่งได้กล่าวไว้อย่างชัดเจนแล้วในหัวข้อที่ 5.4.2 ซึ่งเป็นการสรุปเงื่อนไขต่างๆ ในการทดสอบ การติดตั้งสำหรับวัดสัญญาณรบกวนดังรูปที่ 5.15 และรูปถ่ายการวัดจริง ในรูปที่ 5.16

โดยในการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำสำหรับการวิจัยนี้จะเป็นการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมเท่านั้น และทั้งหมดเป็น

การทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ ซึ่งในแต่ละกรณีของรูปแบบการพันขดลวดนั้นล้วนมีผลต่อสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทั้งสิ้น

การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมจะใช้ความถี่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 150 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์ ด้วยเครื่องวัด EMC Analyzer ดังในรูปที่ 5.16 (ข) ซึ่งการวัดในส่วนนี้จะทำการติดตั้งวงจรที่ใช้ทำการวิจัย ดังรูปที่ 5.15 ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขในหัวข้อที่ 5.4.2 โดยก่อนที่จะทำการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรทดสอบ จะทำการวัดสัญญาณรบกวนในขณะที่ยังไม่จ่ายไฟให้กับวงจรที่จะทำการทดสอบ เพื่อใช้เป็นแถบความถี่อ้างอิงดังรูปที่ 6.46 โดยผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรเมื่อเปลี่ยนหม้อแปลงทั้ง 12 รูปแบบ แสดงดังรูปที่ 6.47 ถึงรูปที่ 6.58 และมีการนำผลการจำลองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม Pspice โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 6.1 แล้วมาเปรียบเทียบกับผลการทดสอบที่วัดได้จริง

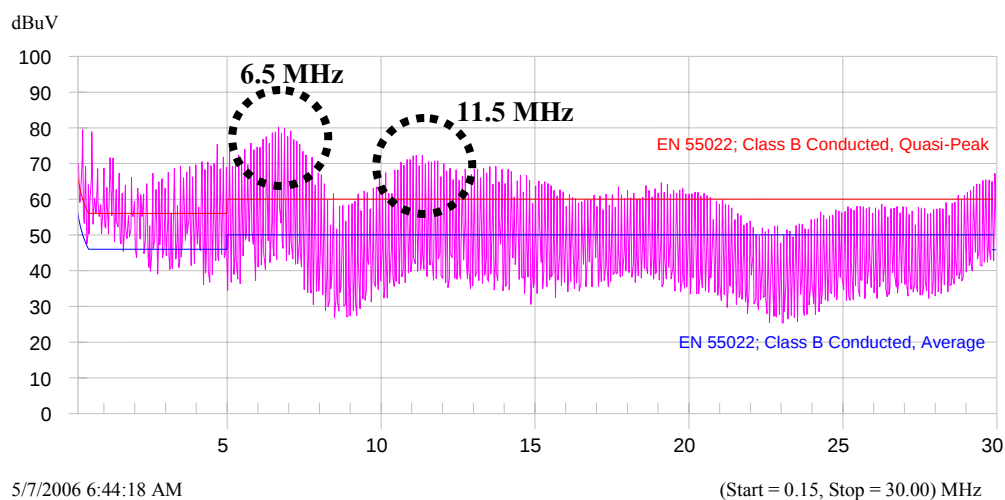


รูปที่ 6.46 แถบความถี่อ้างอิงจากการวัดสัญญาณในขณะที่ยังไม่จ่ายไฟให้วงจรที่ทำการทดสอบ

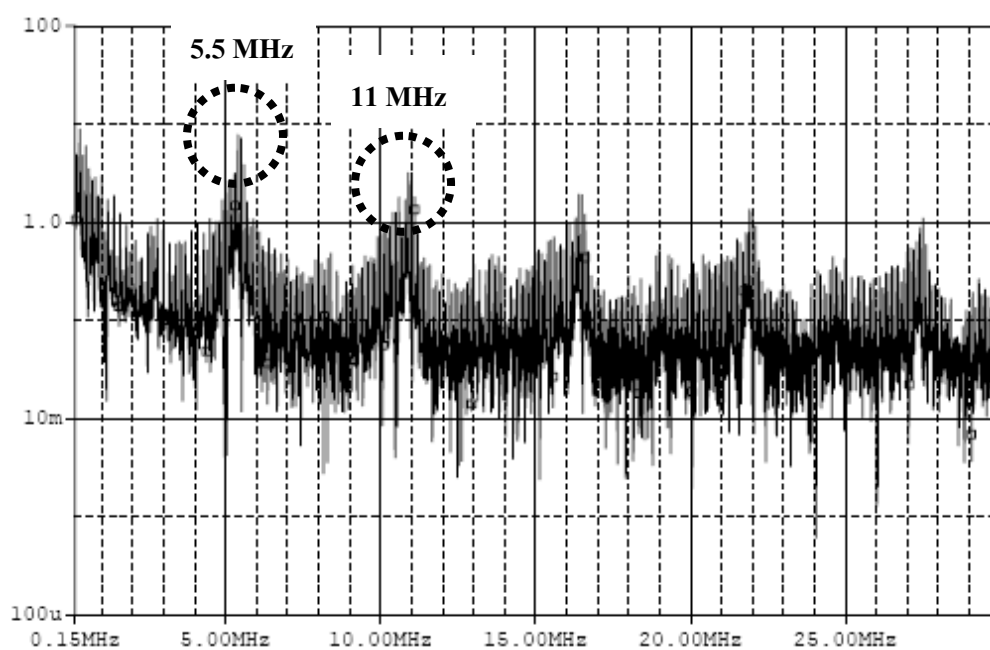
6.3.1 ผลการทดสอบและการจำลองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ

ในหัวข้อนี้เป็นการแสดงผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่วัดได้จากวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าของหม้อแปลงทั้ง 12 รูปแบบ โดยจะแสดงผลการทดสอบดังรูปที่ 6.47 ถึงรูปที่ 6.58 และทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองหาสัญญาณรบกวนที่ได้จากการใช้วงจรสมมูลในรูปที่ 6.1 และค่าพารามิเตอร์ต่างๆในตารางที่ 6.1

โดยจะแสดงการเปรียบเทียบผลการวัดจริงกับผลจากการจำลองโดยยกตัวอย่างเพียงสองชุดแรกของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเท่านั้น



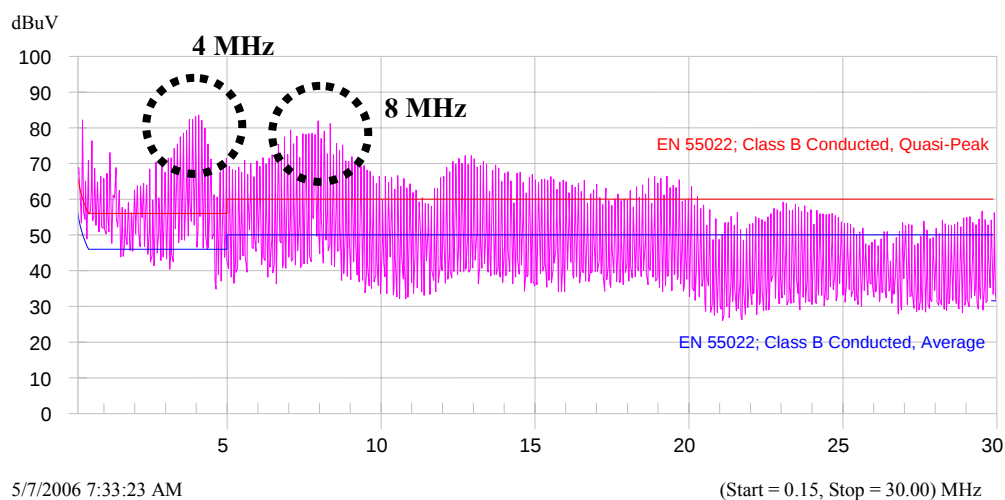
(ก)



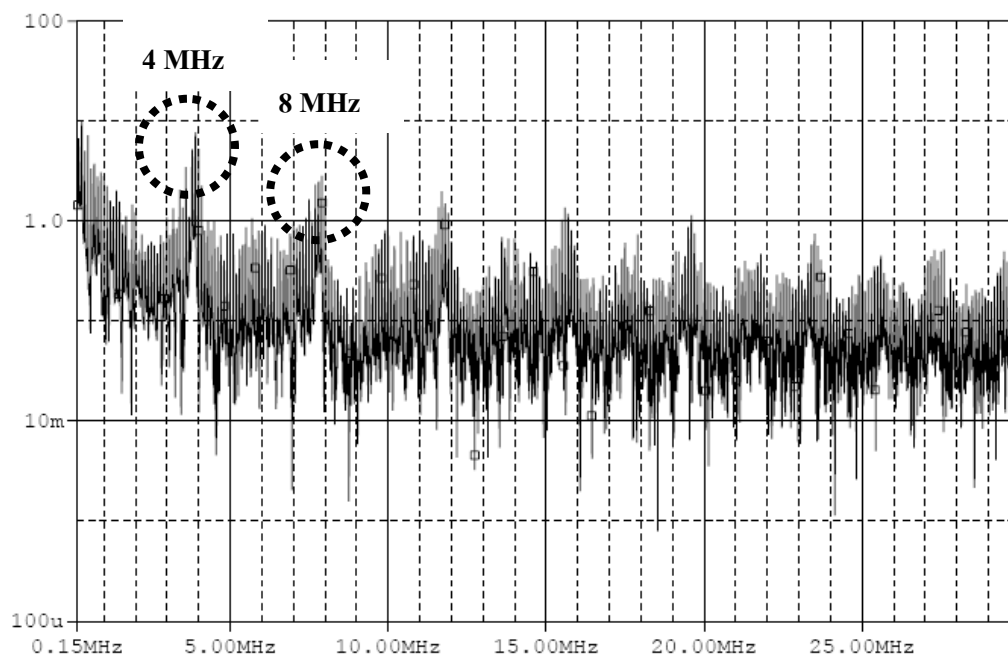
(ข)

รูปที่ 6.47 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ
หม้อแปลงแบบที่ 1 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.47 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 1 โดยสามารถเปรียบเทียบกันได้ ในยอดแรกที่เกิดขึ้นนั้นผลจากการวัดจริงจะเกิดยอดที่มีความถี่ประมาณ 6.5 MHz ซึ่งจะเกิดที่ความถี่สูงกว่าการจำลองประมาณ 1 MHz และยอดที่สองที่เกิดขึ้นนั้นผลการวัดจริงกับการจำลองจะเกิดขึ้นที่ความถี่ที่ใกล้เคียงกันประมาณ 11 MHz



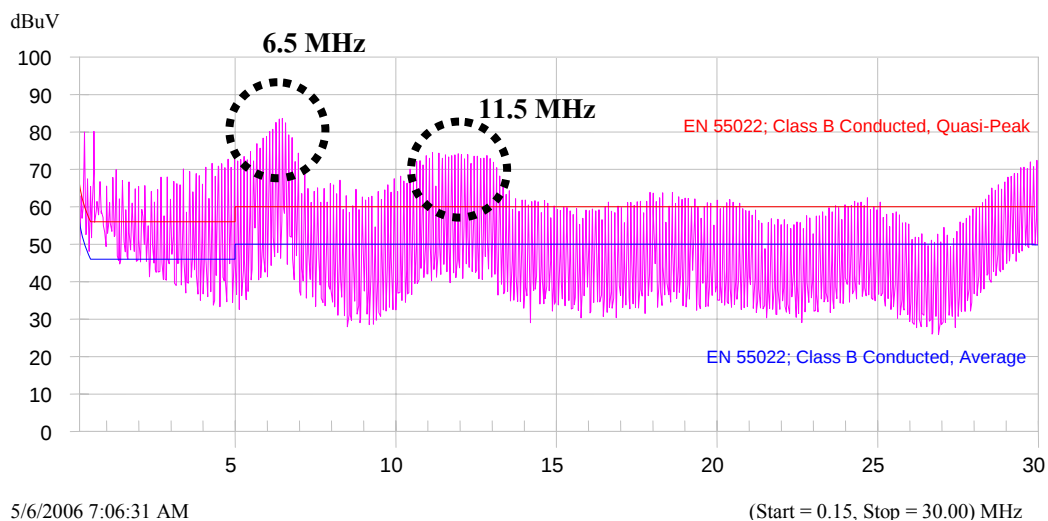
(ก)



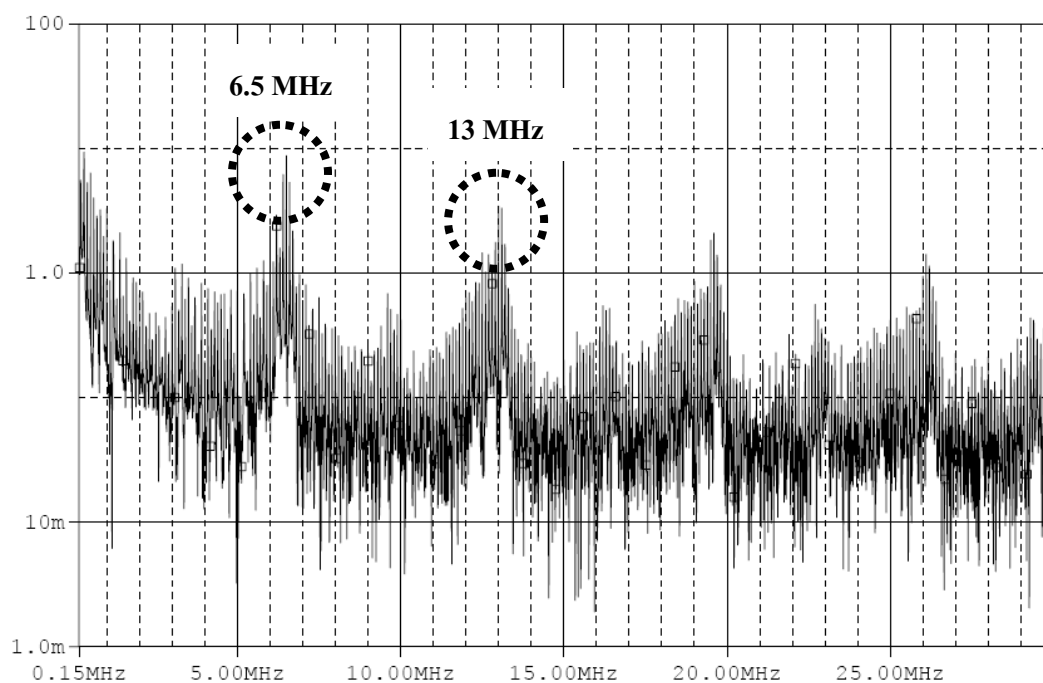
(ข)

รูปที่ 6.48 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ
หม้อแปลงแบบที่ 2 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.48 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 2 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงและผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่ที่เท่ากันคือ 4 MHz และยอดที่สองที่เกิดขึ้นนั้นก็จะมีที่ความถี่ที่ใกล้เคียงกันประมาณ 8 MHz



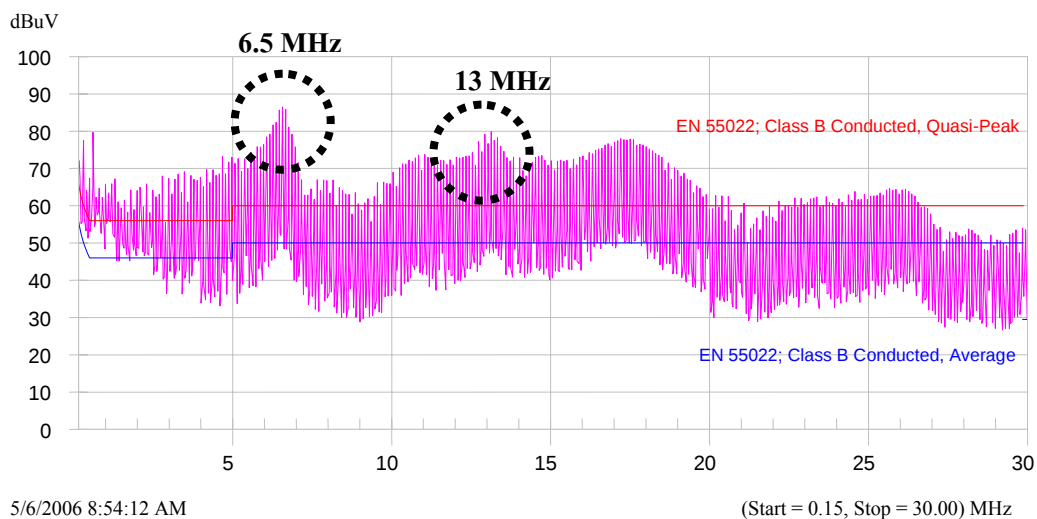
(ก)



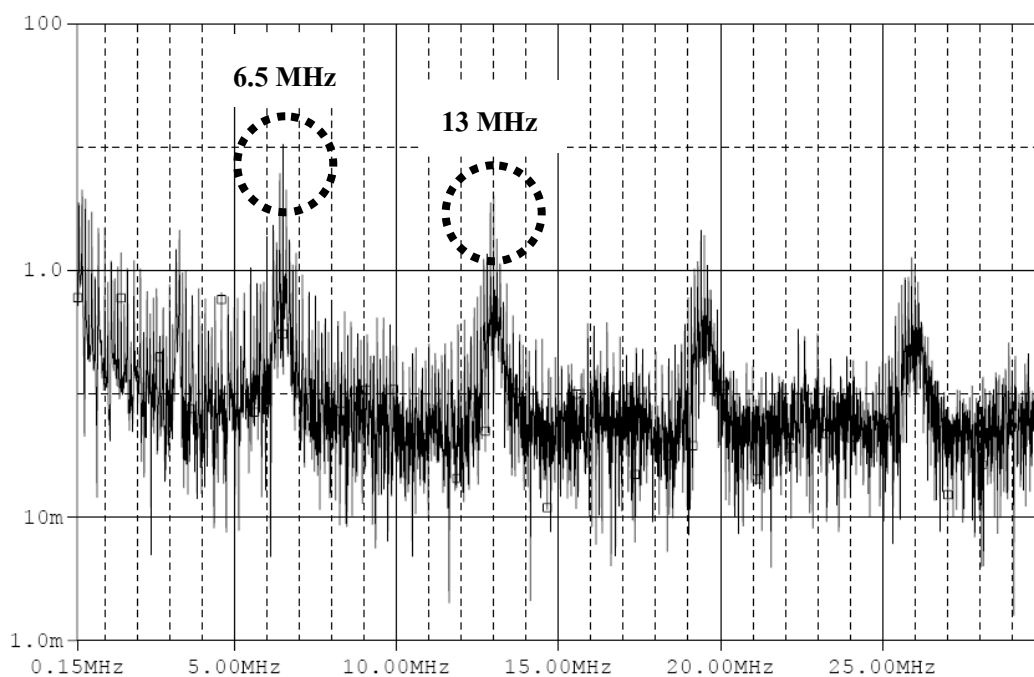
(ข)

รูปที่ 6.49 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ
หม้อแปลงแบบที่ 3 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.49 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 3 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงและผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่ที่เท่ากันคือประมาณ 6.5 MHz และยอดที่สองที่เกิดขึ้นนั้นผลจากการวัดจริงจะเกิดยอดที่มีความถี่ที่ประมาณ 12 MHz ซึ่งจะเกิดที่มีความถี่ต่ำกว่าการจำลองประมาณ 1 MHz



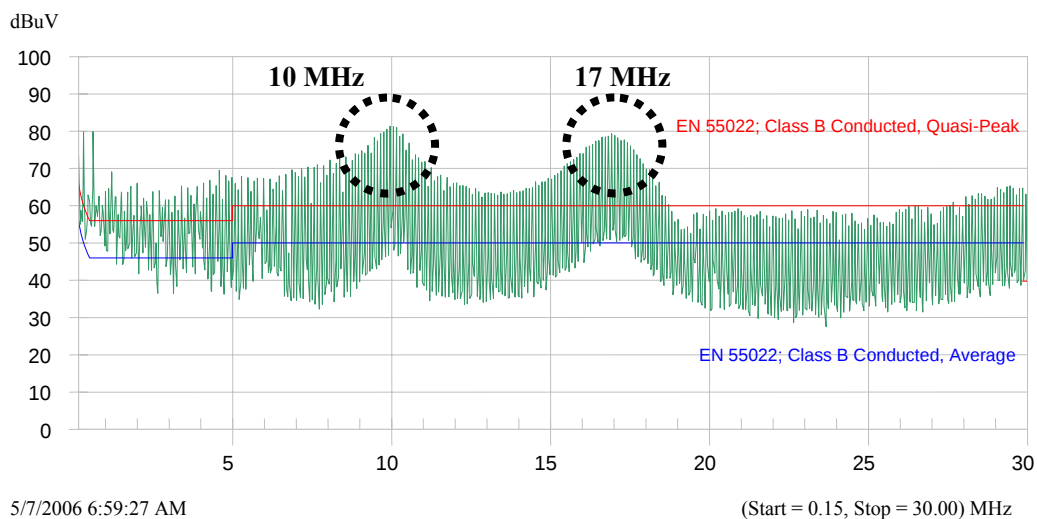
(ก)



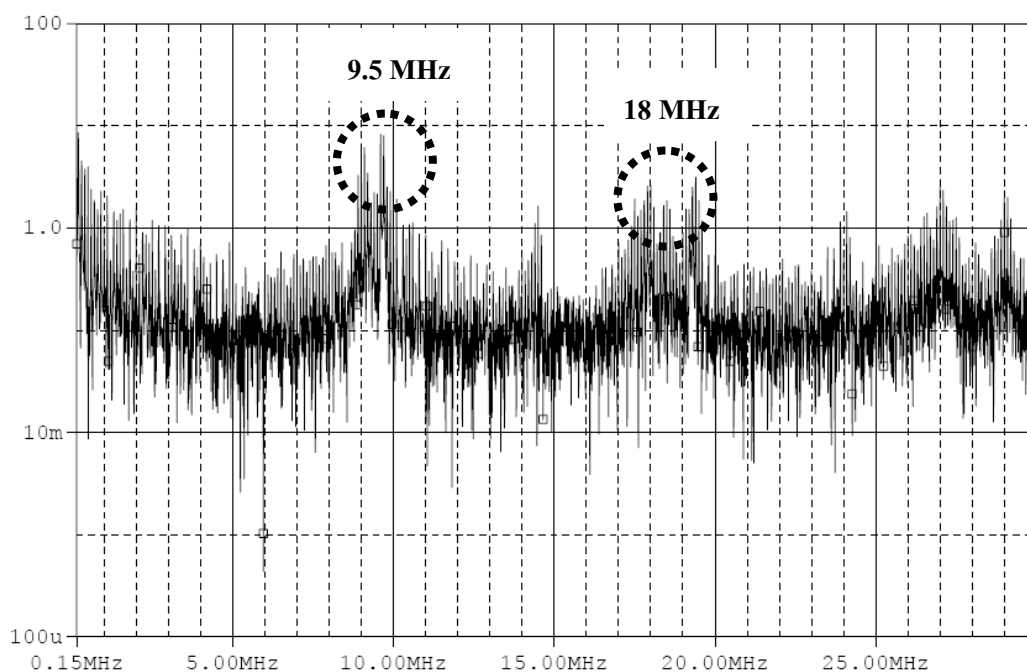
(ข)

รูปที่ 6.50 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ
หม้อแปลงแบบที่ 4 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.50 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 4 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงและผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่ที่เท่ากันคือประมาณ 6.5 MHz และยอดที่สองที่เกิดขึ้นนั้นผลจากการวัดจริงจะเท่ากับการจำลองคือที่ประมาณ 13 MHz



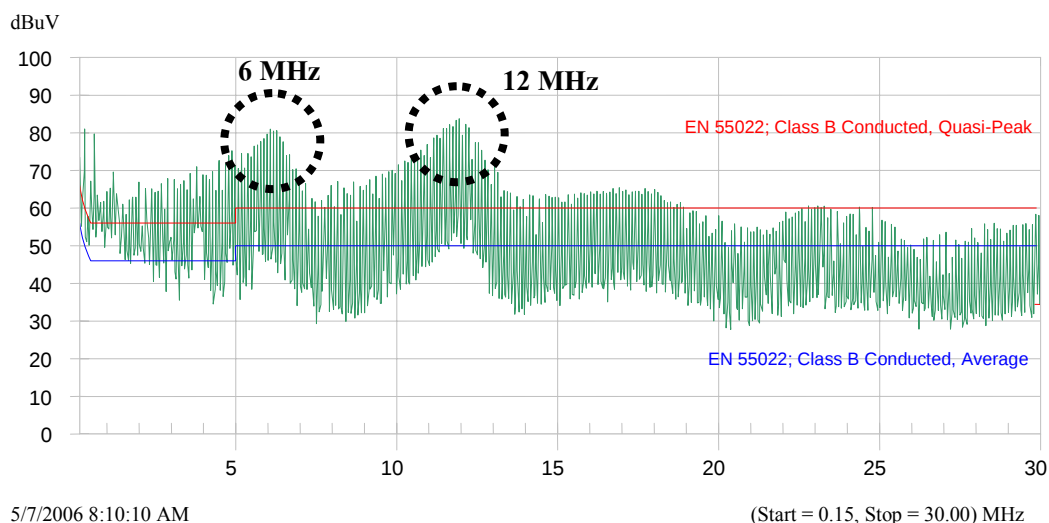
(ก)



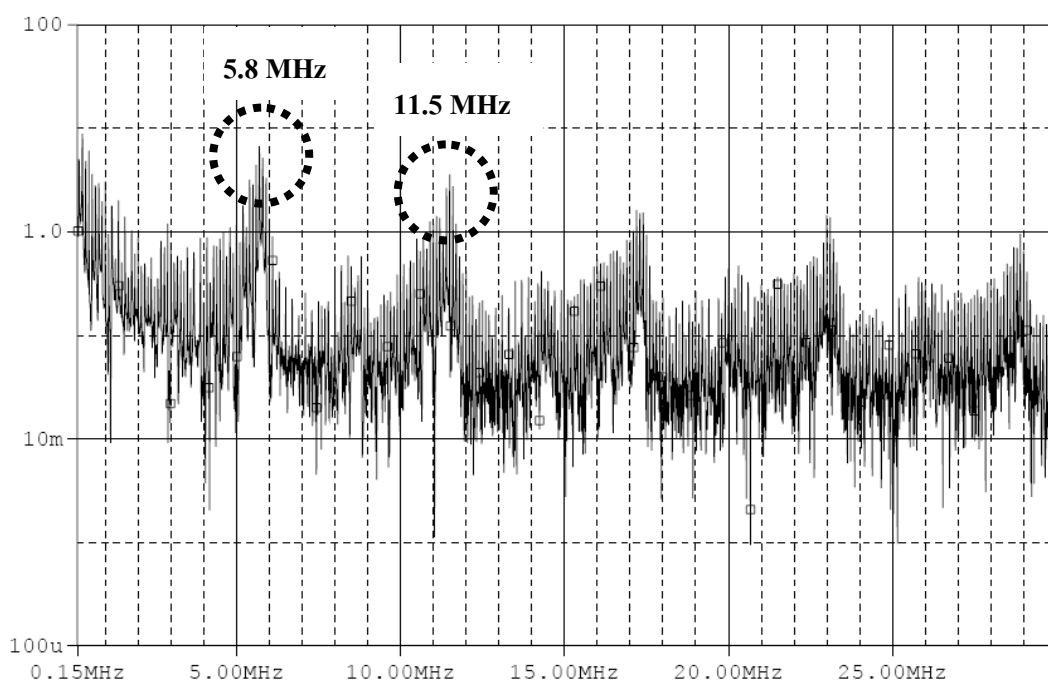
(ข)

รูปที่ 6.51 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ
หม้อแปลงแบบที่ 5 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.51 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 5 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงและผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่ใกล้เคียงกันที่ประมาณ 10 MHz และยอดที่สองที่เกิดขึ้นนั้นผลจากการวัดจริงจะเกิดยอดที่มีความถี่ประมาณ 12 MHz ซึ่งจะเกิดที่มีความถี่ต่ำกว่าการจำลองประมาณ 1.5 MHz



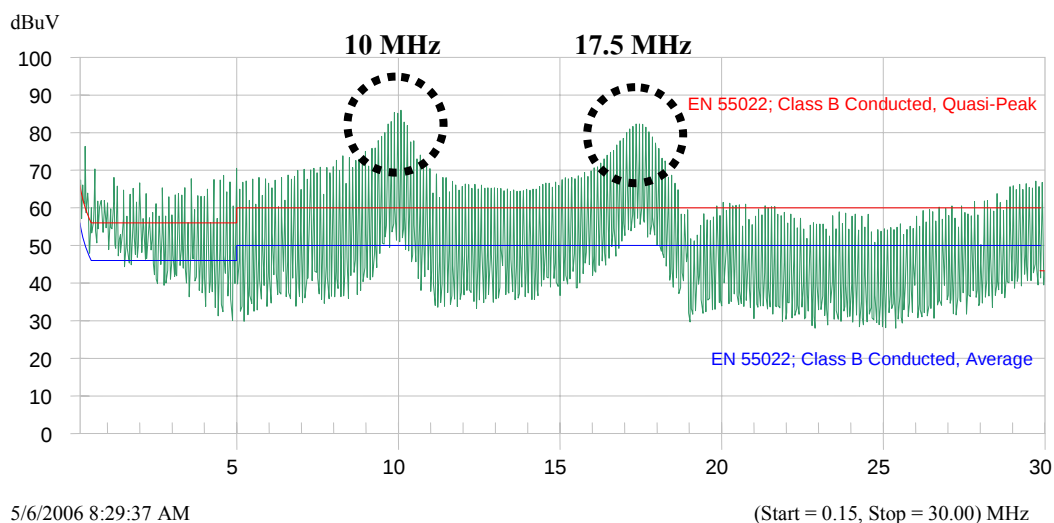
(ก)



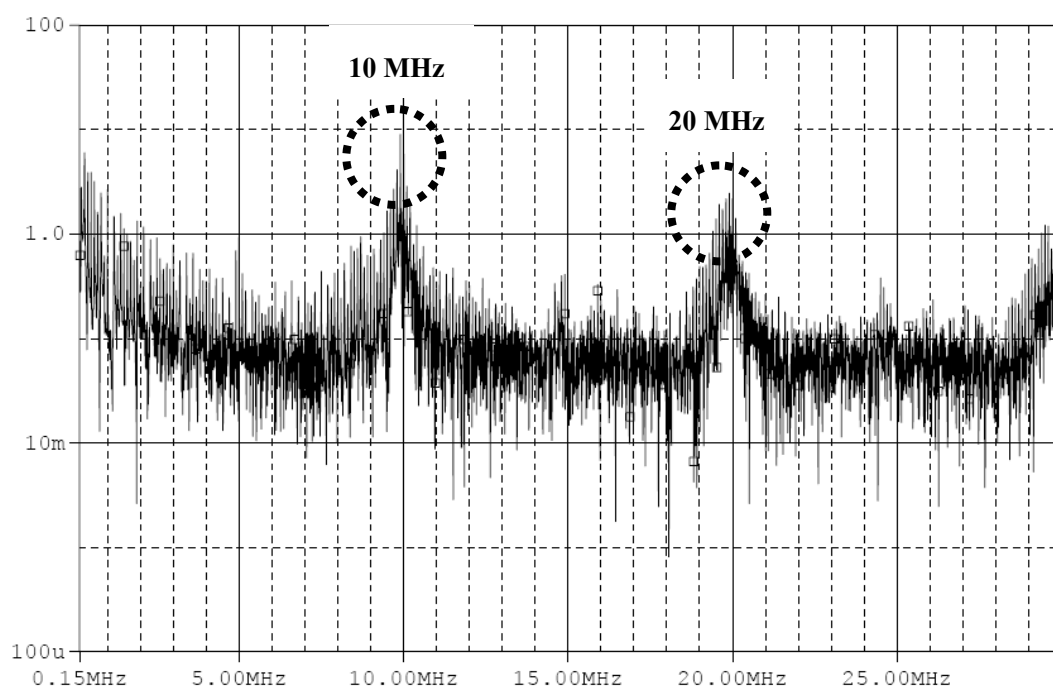
(ข)

รูปที่ 6.52 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของหม้อแปลงแบบที่ 6 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.52 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 6 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงและผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่ที่ใกล้เคียงกันที่ประมาณ 6 MHz และยอดที่สองที่เกิดขึ้นนั้นจะเกิดยอดที่มีความถี่ที่ใกล้เคียงกันเช่นกันที่ประมาณ 11.5 MHz



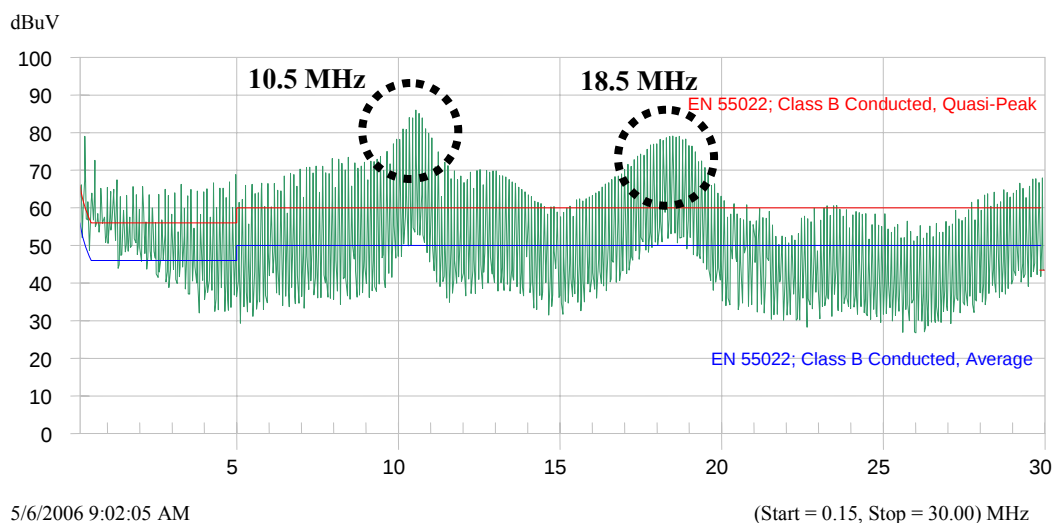
(ก)



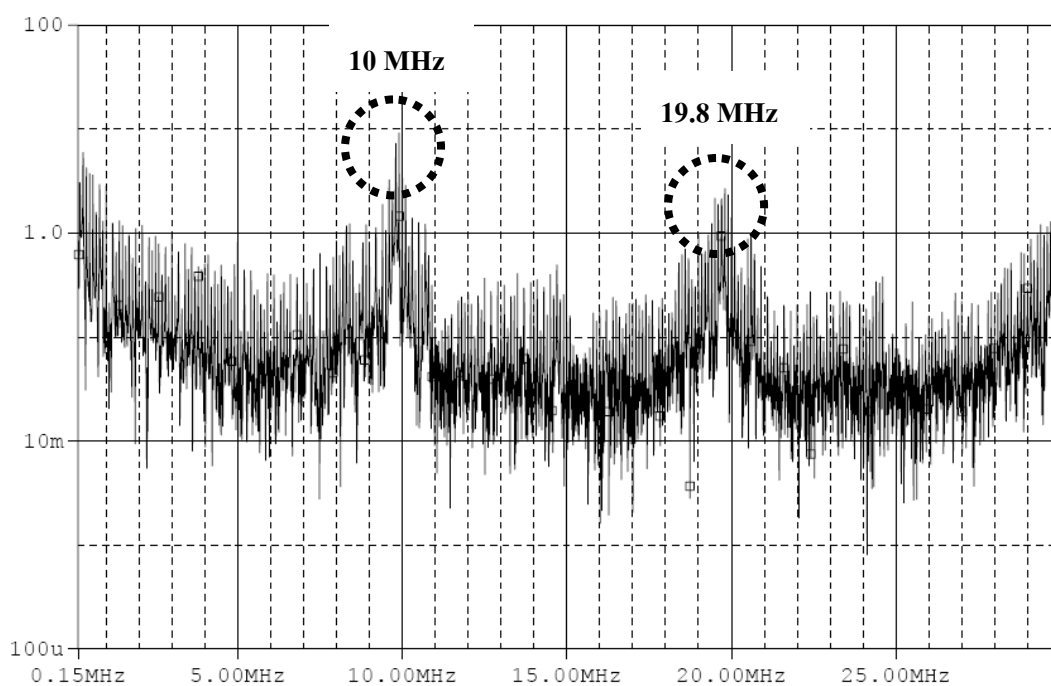
(ข)

รูปที่ 6.53 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ
หม้อแปลงแบบที่ 7 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.53 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 7 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงและผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่เท่ากันคือที่ 10 MHz แต่ยอดที่สองนั้นผลจากการวัดจริงจะเกิดที่ความถี่ 17.5 MHz ในขณะที่การจำลองจะเกิดที่ความถี่ประมาณ 20 MHz



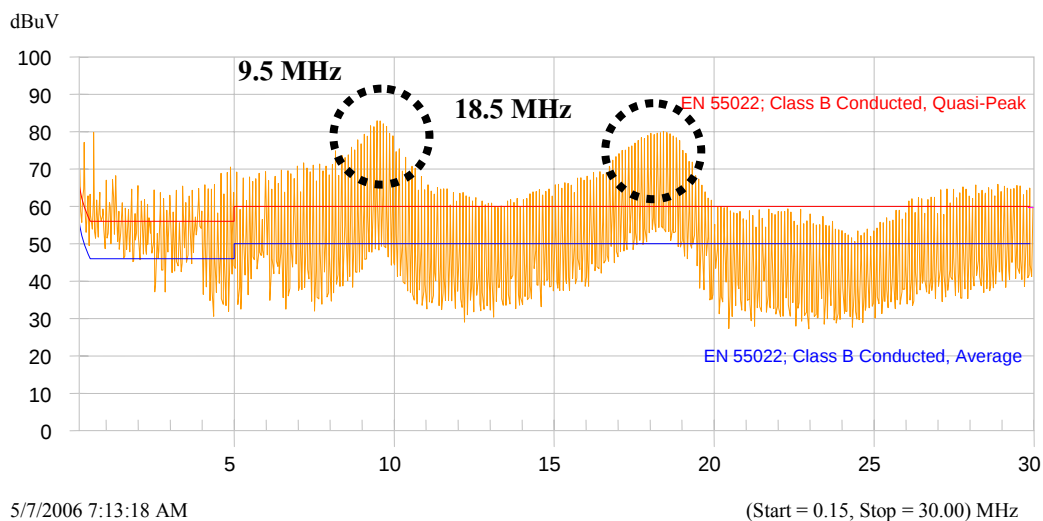
(ก)



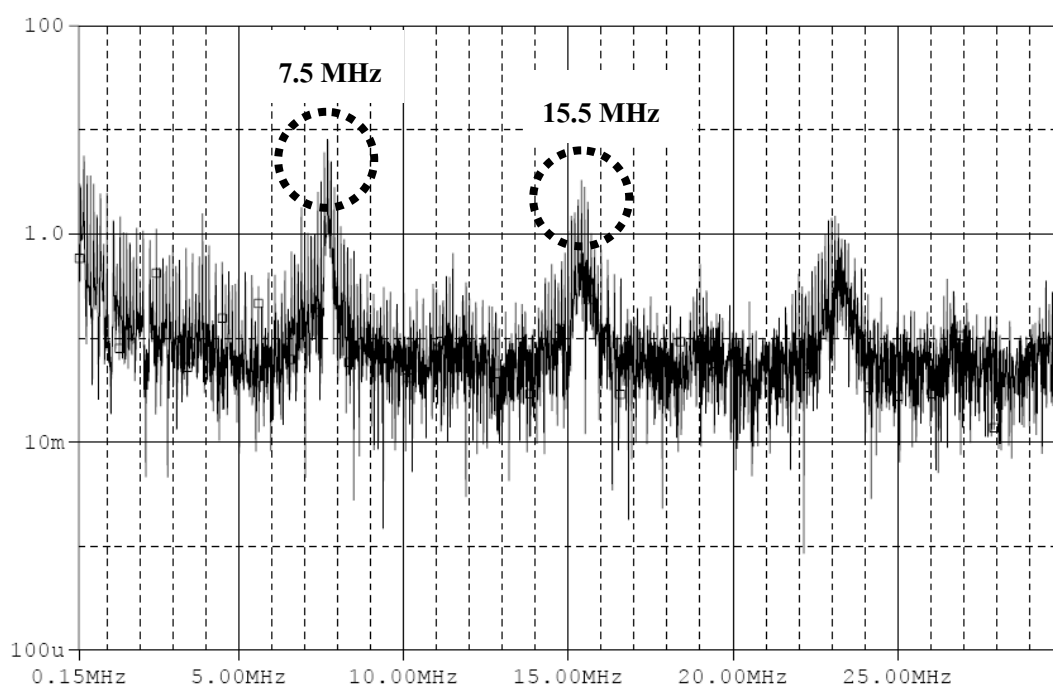
(ข)

รูปที่ 6.54 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ
หม้อแปลงแบบที่ 8 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.54 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 8 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงและผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่ใกล้เคียงกันที่ 10 MHz แต่ยอดที่สองนั้นผลจากการวัดจริงจะเกิดที่ความถี่ 18 MHz ในขณะที่การจำลองจะเกิดที่ความถี่ประมาณ 20 MHz โดยจะห่างกันประมาณ 2 MHz



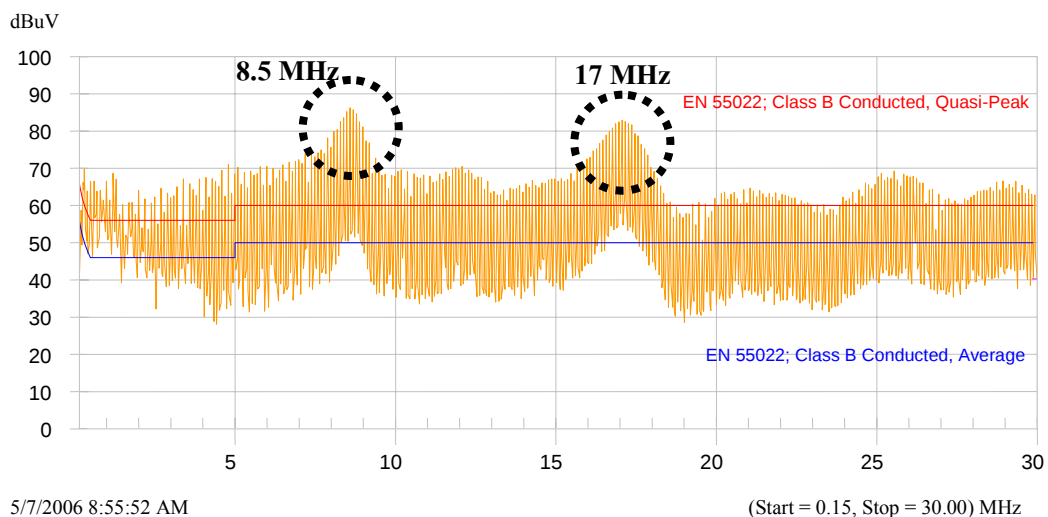
(ก)



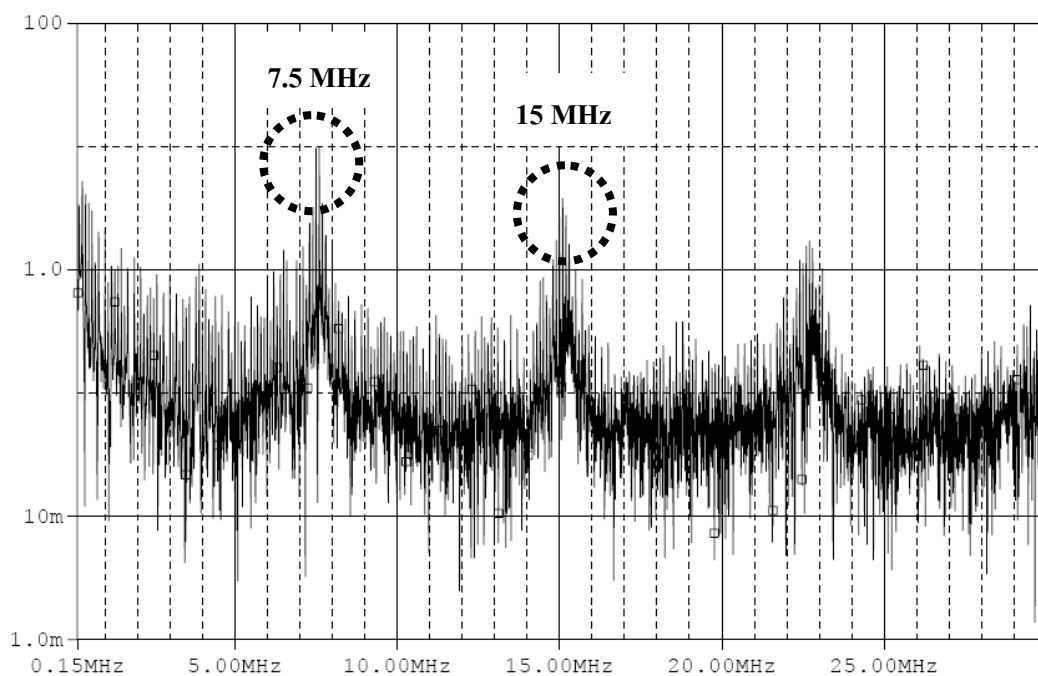
(ข)

รูปที่ 6.55 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ
หม้อแปลงแบบที่ 9 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.55 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 9 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงและผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่ต่างกันประมาณ 1.5 MHz โดยที่การวัดจริงจะเกิดที่ความถี่สูงกว่าคือที่ 9.5 MHz และเช่นเดียวกันกับยอดที่สองนั้นผลจากการวัดจริงจะเกิดที่ความถี่ 18 MHz ในขณะที่การจำลองจะเกิดที่ความถี่ประมาณ 15.5 MHz โดยจะห่างกันประมาณ 2.5 MHz



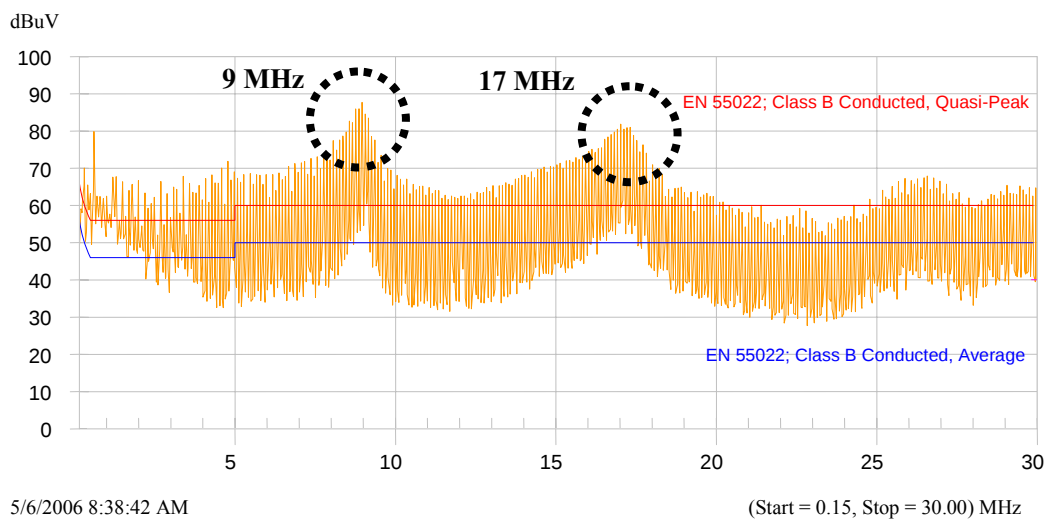
(ก)



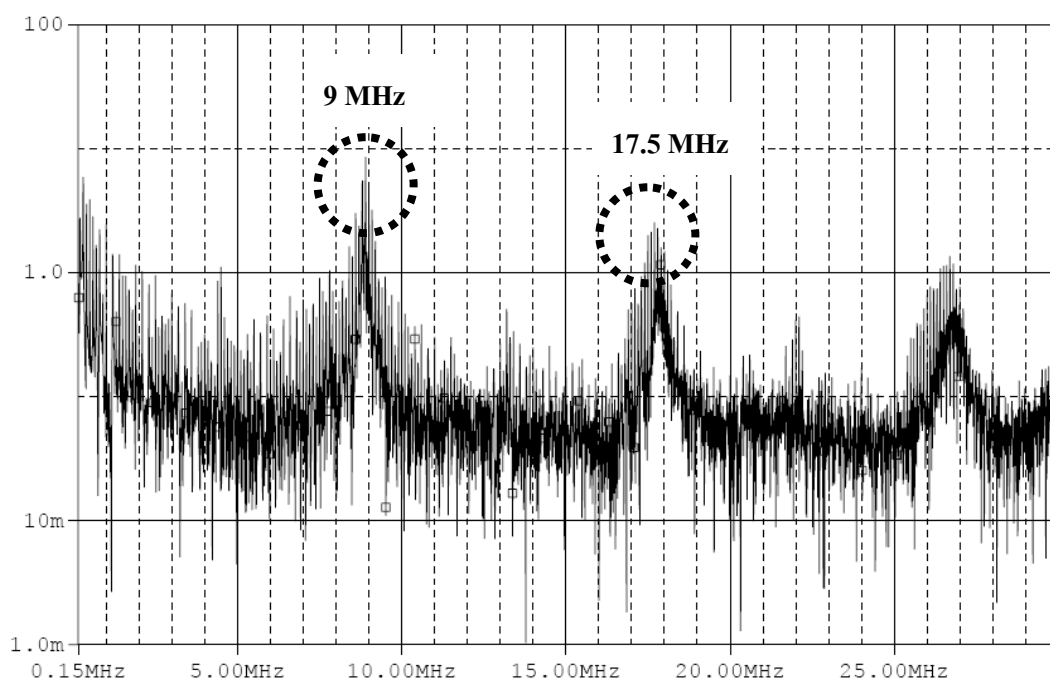
(ข)

รูปที่ 6.56 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ
หม้อแปลงแบบที่ 10 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.56 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 10 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงจะเกิดที่ประมาณ 8.5 MHz และผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่ที่ต่างกันประมาณ 1 MHz คือที่ 7.5 MHz และยอดที่สองนั้นผลจากการวัดจริงจะเกิดที่ความถี่ 17 MHz ในขณะที่การจำลองจะเกิดที่ความถี่ประมาณ 15 MHz โดยจะห่างกันประมาณ 2 MHz



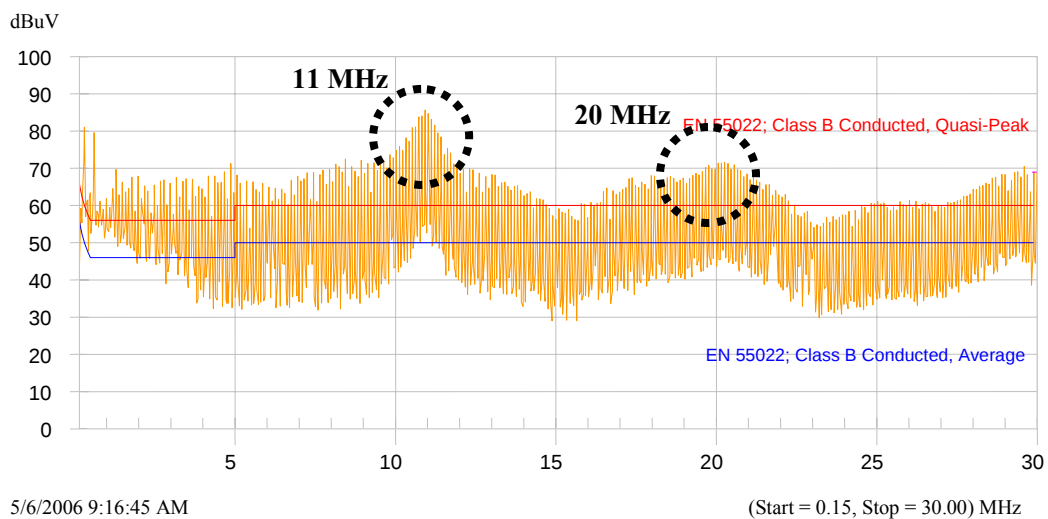
(ก)



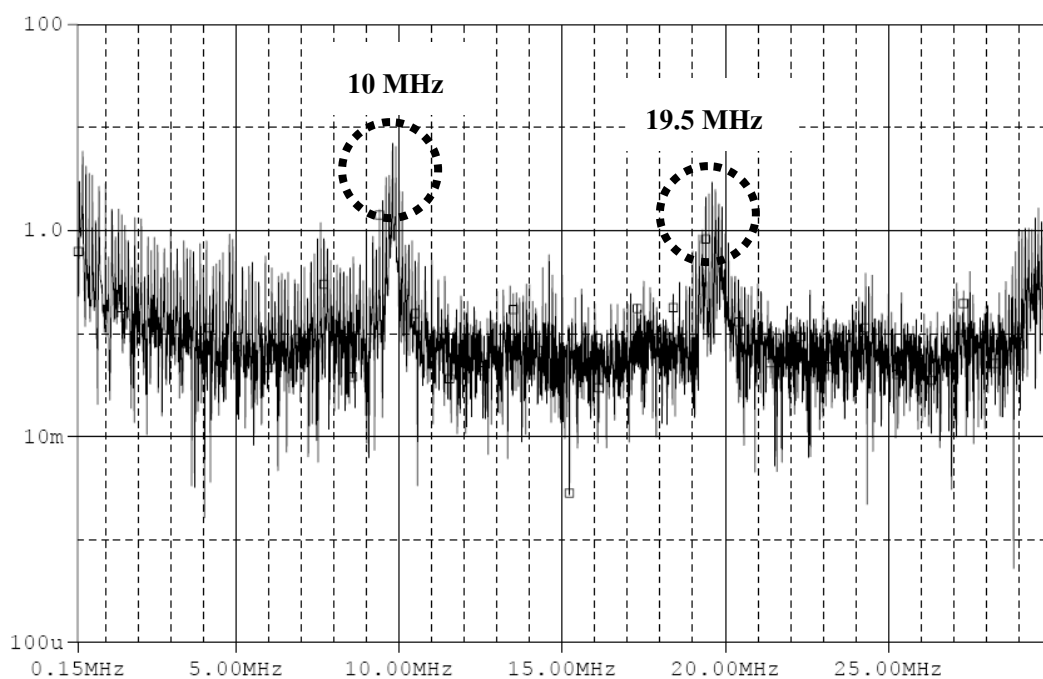
(ข)

รูปที่ 6.57 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของหม้อแปลงแบบที่ 11 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

จากรูปที่ 6.57 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 11 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงและผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่ที่ใกล้เคียงกันที่ประมาณ 9 MHz และยอดที่สองที่เกิดขึ้นนั้นจะเกิดยอดที่มีความถี่ที่ใกล้เคียงกันเช่นกันที่ประมาณ 17.5 MHz



(ก)



(ข)

รูปที่ 6.58 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมของ
หม้อแปลงแบบที่ 12 (ก) ผลจากการจำลอง (ข)

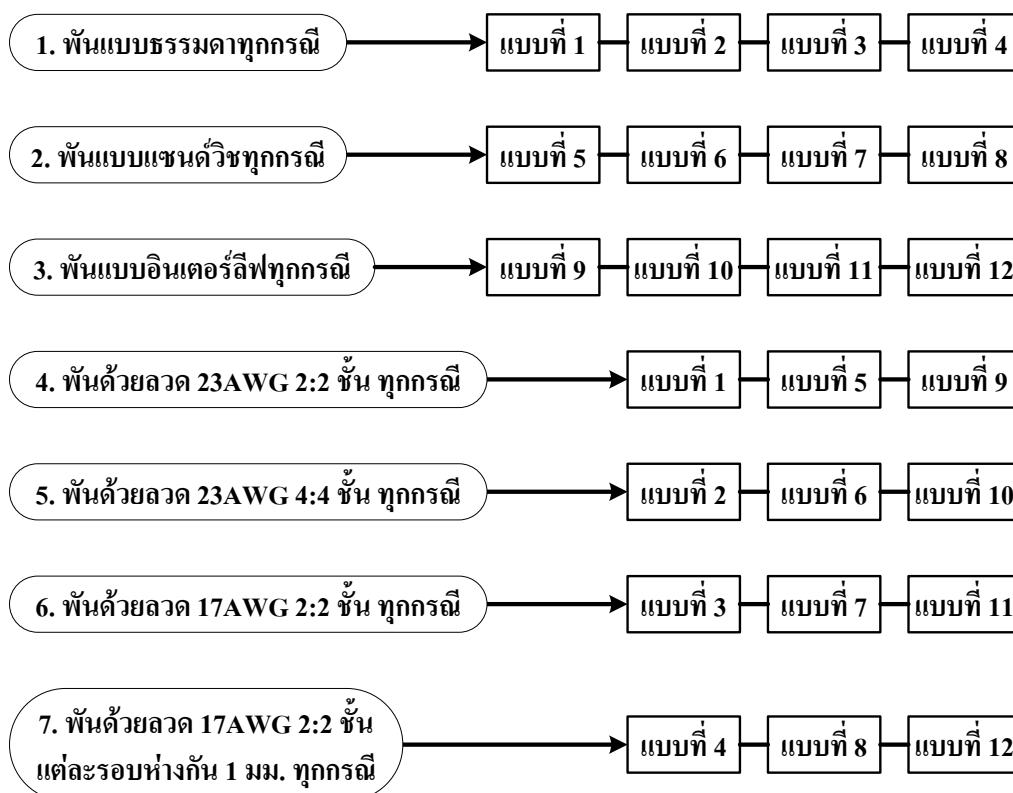
จากรูปที่ 6.58 เป็นการแสดงผลของการวัดจริงและการจำลองของหม้อแปลงแบบที่ 12 โดยจะสังเกตเห็นว่ายอดแรกที่เกิดขึ้นของผลจากการวัดจริงจะเกิดที่ประมาณ 11 MHz และผลการจำลองจะเกิดยอดแรกที่มีความถี่ที่ต่างกันประมาณ 1 MHz คือที่ 10 MHz และยอดที่สองที่เกิดขึ้นนั้นจะเกิดยอดที่มีความถี่ที่ใกล้เคียงกันเช่นกันที่ประมาณ 20 MHz

ผลสรุปจากรูปที่ 6.47 ถึง รูปที่ 6.58 ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจากผลการวัดจริงกับผลจากการจำลองของวงจรในรูปที่ 6.1 โดยใช้โปรแกรม Pspice ซึ่งใช้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 6.1 จะได้ว่าผลจากการจำลองนั้นจะสามารถทำนายช่วงความถี่ในการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ใกล้เคียงในสองขดแรกของสัญญาณรบกวน โดยมีช่วงความถี่คลาดเคลื่อนสูงสุดไม่เกิน 2.5 MHz

6.3.2 การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นต่างๆ

ในส่วนนี้เป็นการนำผลการทดสอบที่วัดได้มาทำการเปรียบเทียบเพื่อแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างที่เกิดขึ้น โดยประเด็นที่มีการเปรียบเทียบนั้นสามารถสรุปได้ 7 ประเด็น ดังรูปที่ 6.59 เมื่อทำการเปรียบเทียบผลที่ได้ในแต่ละหัวข้อดังรูปที่ 6.59 แล้วก็จะมีการสรุปและวิเคราะห์ผลการทดสอบนั้นเป็นกรณีไป

ประเด็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบในด้านสัญญาณรบกวน



รูปที่ 6.59 ประเด็นในการเปรียบเทียบการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ

จากรูปที่ 6.59 เพื่อให้เกิดความกระชับและสะดวกในการอ้างอิงต่อไปในบทนี้จะขอ กำหนดชื่อเรียกประเด็นต่างๆ ในการเปรียบเทียบว่า “ประเด็นที่ 1 - ประเด็นที่ 7” โดยในประเด็นที่ 1 ถึงประเด็นที่ 3 นั้นจะเป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบสัญญาณรบกวนโดยใช้การพันขดลวด 3 รูปแบบหลักเป็นหลัก และในแต่ละรูปแบบหลักก็เป็นการเปรียบเทียบผลการเกิดสัญญาณรบกวนของการพันขดลวดของ 4 รูปแบบย่อย และประเด็นที่ 4 ถึงประเด็นที่ 7 นั้นจะใช้การพันขดลวด 4 รูปแบบย่อยเป็นหลัก และในแต่ละรูปแบบย่อยนั้นก็จะเป็นการเปรียบเทียบผลการเกิดสัญญาณรบกวนของการพันขดลวดของ 3 รูปแบบหลัก

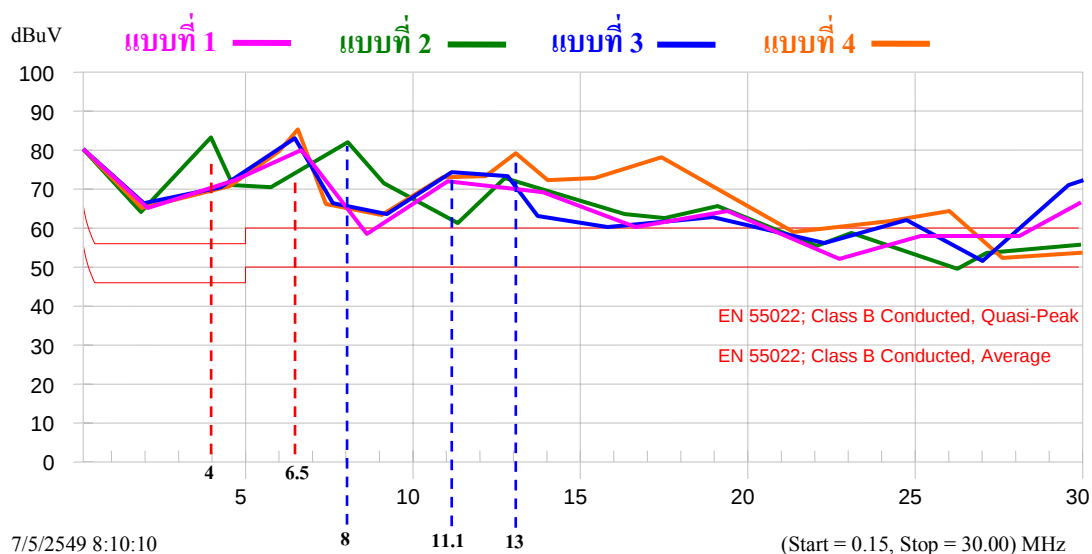
เพื่อให้เห็นภาพรวมในการวิเคราะห์ และป้องกันความสับสนเกี่ยวกับรูปแบบหม้อแปลง แบบต่างๆ ภายในหัวข้อย่อยของทั้ง 7 ประเด็น จึงขอกล่าวถึงรายละเอียดสำคัญต่างๆ ที่ผ่านมาใน หัวข้อที่ 6.2.1 และหัวข้อที่ 6.2.3 ของหม้อแปลงแต่ละรูปแบบอีกครั้งโดยจัดทำเป็นตารางสรุปใน แต่ละประเด็น และเพื่อให้ผลการเปรียบเทียบสามารถวิเคราะห์ได้สะดวกขึ้น ผู้วิจัยจึงทำการ ลากเส้นตรงที่เกิดจากยอดถึงยอดของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น รวมถึงมีการนำค่าความถี่ F1 และ F2 ที่หาได้ในโดเมนความถี่จากกระแสของหม้อแปลงจากตารางที่ 6.3 มาใช้ในการวิเคราะห์ด้วย เช่นกัน ดังนั้นสามารถสรุปผลการเปรียบเทียบและการวิเคราะห์ทั้งหมดได้ดังต่อไปนี้

6.3.2.1 ประเด็นที่ 1 การพันแบบธรรมดาทุกกรณี

การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนในประเด็นที่ 1 นั้น จะเป็นการเปรียบเทียบผลของ สัญญาณรบกวนของการพันขดลวดแบบธรรมดาทุกกรณี คือแบบที่ 1 ถึงแบบที่ 4 ดังตารางที่ 6.5 และผลการเปรียบเทียบทั้ง 4 กรณีแสดงในรูปที่ 6.60

ตารางที่ 6.5 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 1 ถึงแบบที่ 4

รูปแบบหม้อแปลง	รายละเอียดการพัน	ความถี่รบกวนของกระแส	
		ความถี่ F1	ความถี่ F2
แบบที่ 1	พันแบบธรรมดา ลวด 23AWG 2ชั้น : 2ชั้น	6.25 MHz	11.30 MHz
แบบที่ 2	พันแบบธรรมดา ลวด 23AWG 4ชั้น : 4ชั้น	4.00 MHz	8.15 MHz
แบบที่ 3	พันแบบธรรมดา ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น	6.25 MHz	11.15 MHz
แบบที่ 4	พันแบบธรรมดา ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	6.25 MHz	10.75 MHz



รูปที่ 6.60 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 1

สรุปและวิเคราะห์การเปรียบเทียบในประเด็นที่ 1

❖ ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของการพันทั้ง 4 รูปแบบนั้นจะเกิดยอด (Peak) แรกขึ้นตรงกับความถี่ของสัญญาณรบกวน F1 คือแบบที่ 1 แบบที่ 3 และแบบที่ 4 นั้นจะเกิดความถี่ของรบกวนที่ 6.25 MHz ซึ่งยอดแรกของสัญญาณรบกวนก็เกิดขึ้นที่ประมาณความถี่ 6.5 MHz ส่วนในแบบที่ 2 นั้นจะเกิดความถี่ของรบกวนที่ 4 MHz ซึ่งก็ตรงกับยอดแรกของสัญญาณรบกวนเช่นกัน

❖ ในกรณีของยอดที่สองของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบนั้นจะมีความถี่ที่ใกล้เคียงมากกับความถี่ของสัญญาณรบกวน F2 คือแบบที่ 2 นั้นจะเกิดยอดที่สองที่ความถี่ 8 MHz ซึ่งตรงกับความถี่ของรบกวน F2 และแบบที่ 1 และแบบที่ 3 นั้นจะเกิดยอดที่สองเท่ากันคือที่ความถี่ 11.1 MHz ซึ่งก็ใกล้เคียงกับความถี่ของรบกวน F2 คือที่ 11.30 MHz และ 11.15 MHz ตามลำดับ แต่ยกเว้นในแบบที่ 4 นั้นยอดที่สองของสัญญาณรบกวนจะเกิดที่ความถี่ประมาณ 13 MHz ซึ่งจะมีความถี่สูงกว่าความถี่ของรบกวน F2 ที่ 10.75 MHz อยู่ประมาณ 2 MHz แต่ยอดที่สองนี้จะมีค่าที่สูงที่แตกต่างกัน โดยขึ้นอยู่กับขนาดความสูงของรบกวนที่เกิดขึ้น ในกรณีของแบบที่ 2 จะมียอดที่สองของสัญญาณรบกวนนั้นมีขนาดสูงกว่าอีก 3 แบบ โดยจะเห็นได้ว่ายอดที่สองของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นของแบบที่ 1 แบบที่ 3 และแบบที่ 4 นั้นมีขนาดที่ต่ำกว่ายอดแรกประมาณ 10dB หรือประมาณ 3 เท่า โดยที่แบบที่ 2 นั้นยอดแรกกับยอดที่สองนั้นแทบมีขนาดที่ใกล้เคียงกัน

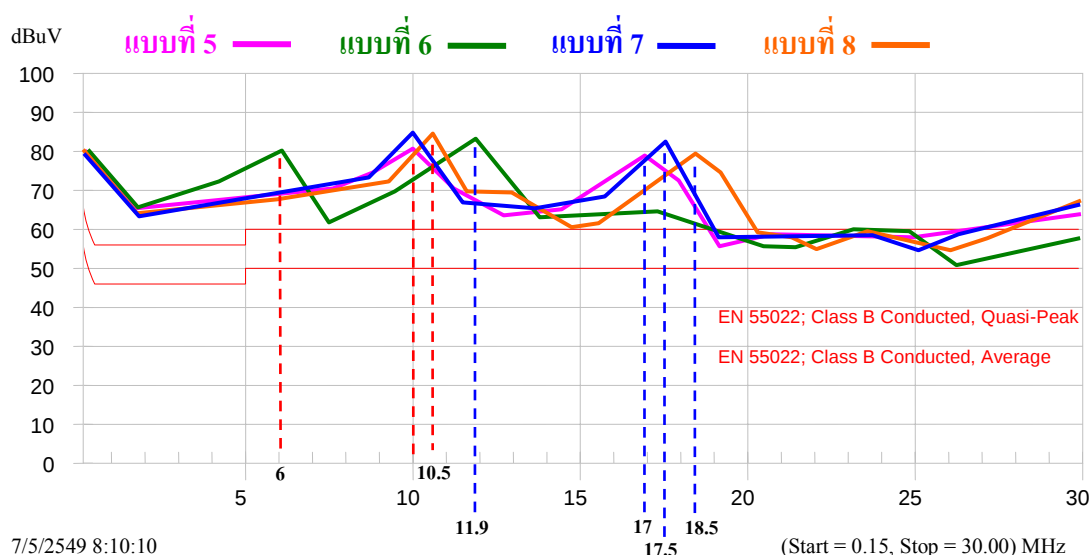
❖ ในช่วงความถี่ 15 MHz – 30 MHz นั้นจะมีขนาดของสัญญาณรบกวนที่ใกล้เคียงกัน ยกเว้นในแบบที่ 4 ซึ่งจะมีสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าทั้งสามแบบในช่วงความถี่ 15 MHz – 20 MHz โดยมีช่วงที่ห่างกันสูงสุดประมาณ 15dB โดยอาจเกิดจากค่าผลของลายวงจรที่เรโซแนนซ์

6.3.2.2 ประเด็นที่ 2 การพันแบบแซนดวิชทุกกรณี

การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนในประเด็นที่ 2 นั้น จะเป็นการเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนของการพันขดลวดแบบแซนดวิชทุกกรณี คือแบบที่ 4 ถึงแบบที่ 8 ดังตารางที่ 6.6 และผลการเปรียบเทียบทั้ง 4 กรณีแสดงในรูปที่ 6.61

ตารางที่ 6.6 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 5 ถึงแบบที่ 8

รูปแบบหม้อแปลง	รายละเอียดการพัน	ความถี่รบกวนของกระแส	
		ความถี่ F1	ความถี่ F2
แบบที่ 5	พันแบบแซนดวิช ลวด 23AWG 2ชั้น : 2ชั้น	9.90 MHz	16.75 MHz
แบบที่ 6	พันแบบแซนดวิช ลวด 23AWG 4ชั้น : 4ชั้น	6.10 MHz	12.00 MHz
แบบที่ 7	พันแบบแซนดวิช ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น	9.70 MHz	17.40 MHz
แบบที่ 8	พันแบบแซนดวิช ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	10.10 MHz	18.50 MHz



รูปที่ 6.61 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 2

สรุปและวิเคราะห์การเปรียบเทียบในประเด็นที่ 2

❖ ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะคล้ายกับในประเด็นที่ 1 คือจะเกิดยอด(Peak) แรกขึ้นตรงกับความถี่ของสัญญาณรบกวนคือแบบที่ 5 แบบที่ 7 และแบบที่ 8 นั้นจะเกิดความถี่รบกวน F1 ที่ประมาณ 10 MHz ซึ่งยอดแรกของสัญญาณรบกวนก็เกิดขึ้นที่ความถี่ประมาณ 10 MHz ส่วนในแบบที่ 6 นั้นจะเกิดความถี่รบกวน F1 ที่ประมาณ 6.10 MHz ซึ่งก็ใกล้เคียงมากกับยอดแรกของสัญญาณรบกวนที่ความถี่ 6 MHz เช่นกัน

❖ ในกรณีของยอดที่สองของสัญญาณรบกวนทั้ง 4 แบบนั้นจะเกิดขึ้นที่ความถี่ที่ใกล้เคียงมากกับความถี่ของรบกวน F2 โดยมีความคลาดเคลื่อนไม่เกิน 0.25 MHz ซึ่งถือว่าน้อยมาก โดยยอดที่สองของสัญญาณรบกวนแบบที่ 5 แบบที่ 6 แบบที่ 7 และแบบที่ 8 นั้นจะเกิดที่ 17 MHz 11.9 MHz 17.5 MHz และที่ 18.5 MHz ตามลำดับ โดยแบบที่ 8 นั้นจะเกิดยอดที่สองขึ้นที่ความถี่ที่สูงที่สุดของทั้ง 4 แบบ โดยยอดที่สองของทุกแบบนี้จะมีความสูงที่ใกล้เคียงกับยอดแรกที่เกิดขึ้น

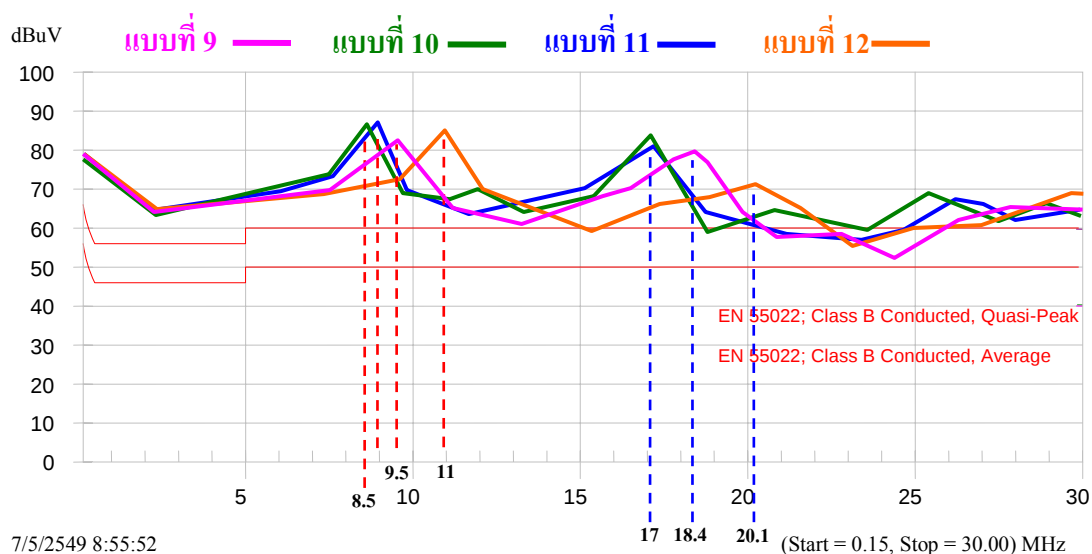
❖ ในช่วงความถี่ 20 MHz – 30 MHz นั้นจะมีขนาดของสัญญาณรบกวนที่ใกล้เคียงกัน โดยจะเกาะกลุ่มกันและมีความแตกต่างไม่เกิน 5 dB โดยในแบบที่ 6 เท่านั้นในช่วงความถี่ 26MHz – 30 MHz นั้นจะมีขนาดของสัญญาณรบกวนที่ดีกว่าแบบที่แย่ที่สุดประมาณ 10 dB

6.3.2.3 ประเด็นที่ 3 การพันแบบอินเตอร์ลีฟทุกกรณี

การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนในประเด็นที่ 3 นั้น จะเป็นการเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนของการพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟทุกกรณี คือแบบที่ 9 ถึงแบบที่ 12 ดังตารางที่ 6.7 และผลการเปรียบเทียบทั้ง 4 กรณีแสดงในรูปที่ 6.62

ตารางที่ 6.7 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 9 ถึงแบบที่ 12

รูปแบบหม้อแปลง	รายละเอียดการพัน	ความถี่รบกวนของกระแส	
		ความถี่ F1	ความถี่ F2
แบบที่ 9	พันแบบอินเตอร์ลีฟ ลวด 23AWG 2ชั้น : 2ชั้น	9.20 MHz	18.50 MHz
แบบที่ 10	พันแบบอินเตอร์ลีฟ ลวด 23AWG 4ชั้น : 4ชั้น	8.40 MHz	17.00 MHz
แบบที่ 11	พันแบบอินเตอร์ลีฟ ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น	8.60 MHz	17.00 MHz
แบบที่ 12	พันแบบอินเตอร์ลีฟ ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	10.55 MHz	19.70 MHz



รูปที่ 6.62 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 3

สรุปและวิเคราะห์การเปรียบเทียบในประเด็นที่ 3

❖ ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะคล้ายกับในประเด็นที่ 1 และประเด็นที่ 2 คือจะเกิดยอด(Peak) แรกขึ้นตรงกับความถี่ของสัญญาณริงกิ้ง F1 คือแบบที่ 9 นั้นจะเกิดริงกิ้งที่ความถี่ 9.20 MHz ซึ่งยอดแรกของสัญญาณรบกวนก็เกิดขึ้นที่ความถี่ประมาณ 9.5 MHz ส่วนในแบบที่ 10 นั้นจะเกิดริงกิ้งที่ความถี่ 8.40 MHz ซึ่งยอดแรกของสัญญาณรบกวนก็เกิดขึ้นที่ความถี่ประมาณ 8.5 MHz โดยในแบบที่ 11 นั้นจะเกิดริงกิ้งที่ความถี่ 8.6 MHz ซึ่งยอดแรกของสัญญาณรบกวนก็เกิดขึ้นที่ความถี่ประมาณ 9 MHz และแบบที่ 12 นั้นจะเกิดริงกิ้งที่ความถี่ 10.55 MHz ซึ่งเป็นความถี่ที่สูงที่สุดของทั้งหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ และเช่นเดียวกันยอดแรกของสัญญาณรบกวนก็เกิดขึ้นที่ความถี่ประมาณ 11 MHz เช่นกัน

❖ ในกรณีของยอดที่สองของสัญญาณรบกวนทั้ง 4 แบบนั้นจะมีความถี่เพิ่มขึ้นประมาณสองเท่าของความถี่ที่เกิดยอดแรกของสัญญาณรบกวน โดยยอดที่สองของทุกแบบนี้จะมีความสูงที่ใกล้เคียงกับยอดแรกที่เกิดขึ้น เว้นแต่ในแบบที่ 12 นั้น ยอดที่สองที่เกิดขึ้นจะมีขนาดความสูงที่ต่ำกว่ายอดแรกถึงประมาณ 15 dB

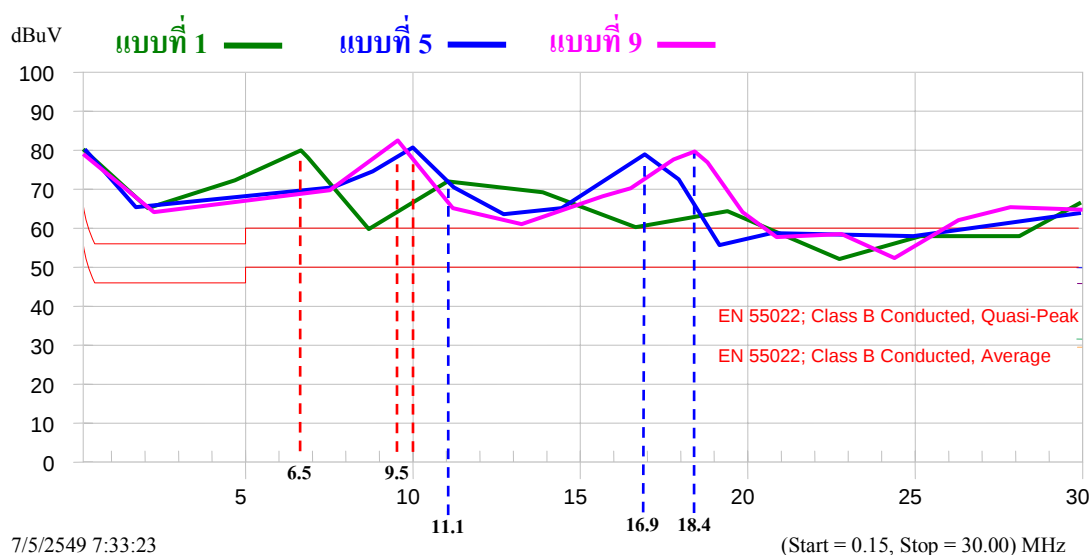
❖ ในช่วงความถี่ 22 MHz – 30 MHz นั้นจะมีขนาดของสัญญาณรบกวนที่ใกล้เคียงกัน โดยจะเกาะกลุ่มกันและจะมีขนาดความสูงของสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกัน ในช่วงความถี่ 24 MHz – 26 MHz ระหว่างแบบที่ 9 กับแบบที่ 10 โดยแบบที่ 9 นั้นจะแยกว่าประมาณ 10 dB

6.3.2.4 ประเด็นที่ 4 พันด้วยลวด 23AWG 2:2 ชั้น ทุกกรณี

การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนในประเด็นที่ 4 นั้น จะเป็นการเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนของการพันที่ใช้ลวดเบอร์ 23AWG และพันขดปฐมภูมิ 2 ชั้นและขดทุติยภูมิ 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ ในทุกกรณี คือแบบที่ 1 พันแบบธรรมดา แบบที่ 5 พันแบบแซนด์วิช และแบบที่ 9 พันแบบอินเตอร์ลีฟ ดังตารางที่ 6.8 และผลการเปรียบเทียบทั้ง 3 กรณีแสดงในรูปที่ 6.63

ตารางที่ 6.8 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 1 แบบที่ 5 และแบบที่ 9

รูปแบบหม้อแปลง	รายละเอียดการพัน	ความถี่รบกวนของกระแส		ประสิทธิภาพ
		F1 (MHz)	F2 (MHz)	
แบบที่ 1	พันแบบธรรมดา ลวด 23 AWG 2ชั้น : 2ชั้น	6.25	11.30	79.3 %
แบบที่ 5	พันแบบแซนด์วิช ลวด 23 AWG 2ชั้น : 2ชั้น	9.90	16.75	82.0 %
แบบที่ 9	พันแบบอินเตอร์ลีฟ ลวด 23 AWG 2ชั้น : 2ชั้น	9.20	18.50	81.8 %



รูปที่ 6.63 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 4

สรุปและวิเคราะห์การเปรียบเทียบในประเด็นที่ 4

❖ จากผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะพบว่าการพันแบบที่ 1 นั้นจะเกิดยอดแรกของสัญญาณรบกวนขึ้นที่ความถี่ประมาณ 6.5 MHz โดยการพันแบบที่ 5 และการพันแบบที่ 9 ซึ่งยอดแรกจะเกิดขึ้นในช่วง 9.5 MHz – 10 MHz โดยมีขนาดความสูงของสัญญาณรบกวนทั้งสามแบบที่ใกล้เคียงกัน โดยความถี่ที่เกิดขึ้นของสัญญาณรบกวนยอดแรก และยอดที่สองนั้นก็ใกล้เคียงกันกับความถี่รังสีของกระแสในหม้อแปลง F1 และ F2 เช่นเดียวกันกับการเปรียบเทียบในประเด็นที่ 1 ถึงประเด็นที่ 3 ดังที่กล่าวไว้แล้วข้างต้น

❖ ในกรณีของยอดที่สองของสัญญาณรบกวนนั้นในแบบที่ 1 จะมีขนาดต่ำกว่ายอดแรกประมาณ 10 dB แต่ในแบบที่ 5 และแบบที่ 9 นั้นจะมีขนาดความสูงของยอดที่ 2 นั้นใกล้เคียงกับยอดแรกที่เกิดขึ้น และหลังจากความถี่ 20 MHz ขนาดความสูงของสัญญาณรบกวนจะลดลงมาอยู่ในขนาดที่ใกล้เคียงกันคือที่ประมาณ 60 dB และจะมีขนาดของสัญญาณรบกวนที่ใกล้เคียงกันตลอดช่วง จนถึงความถี่ 30 MHz ของทั้งสามแบบ

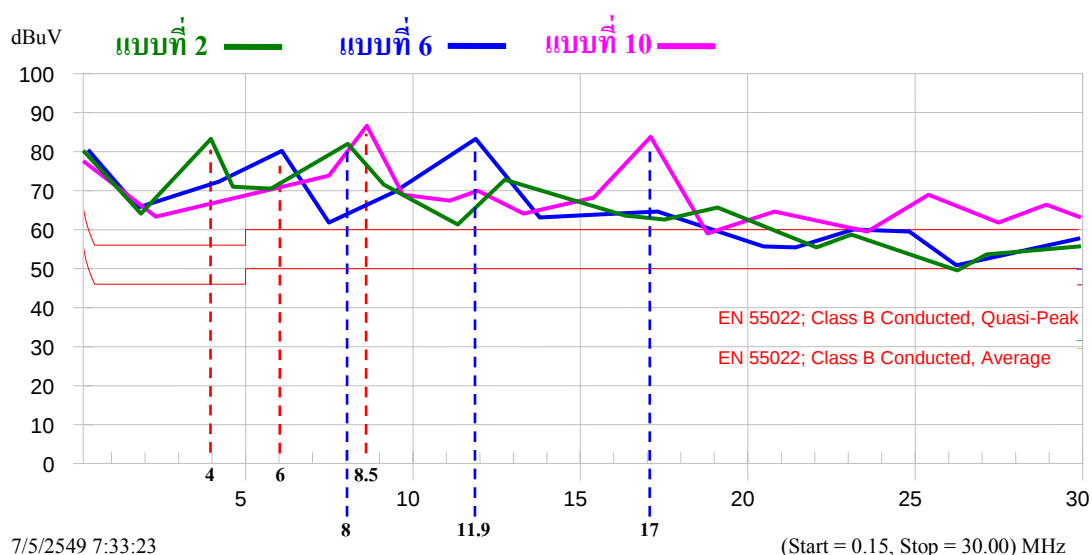
❖ ในลักษณะการพันเช่นนี้ การพันแบบที่ 1 นั้นจะให้ผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นดีกว่าการพันแบบที่ 5 และการพันแบบที่ 9 เนื่องจากในแบบที่ 1 นั้น สัญญาณรบกวนจะเริ่มลดลงตั้งแต่ความถี่ประมาณ 11 MHz ส่วนสองแบบที่เหลือนั้นสัญญาณรบกวนจะเริ่มลดลงที่ความถี่ประมาณ 18 MHz จนมาอยู่ที่ระดับที่ใกล้เคียงกัน และการพันแบบที่ 1 จะมีสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าทั้ง 2 แบบในช่วงความถี่ 11 MHz – 14.5 MHz ประมาณ 5 dB เท่านั้นโดยไม่นับยอดแรกของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ดังนั้นในกรณีนี้การพันแบบที่ 1 ซึ่งเป็นการพันแบบธรรมดาจึงเป็นทางเลือกที่ดีกว่าในด้านของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ แต่ในด้านของประสิทธิภาพของวงจรแล้วจะต่ำกว่าแบบที่ 5 และแบบที่ 9 ประมาณ 2-3%

6.3.2.5 ประเด็นที่ 5 พันด้วยลวด 23AWG 4:4 ชั้น ทุกกรณี

การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนในประเด็นที่ 5 นั้น เป็นการเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนของการพันที่ใช้ลวดเบอร์ 23AWG และพันขดปฐมภูมิ 4 ชั้นและขดทุติยภูมิ 4 ชั้น ชั้นละ 5 รอบ ในทุกกรณี คือแบบที่ 2 พันแบบธรรมดา แบบที่ 6 พันแบบแซนด์วิช และแบบที่ 10 พันแบบอินเตอร์ล๊อฟ ดังตารางที่ 6.9 และผลการเปรียบเทียบทั้ง 3 กรณีแสดงในรูปที่ 6.64

ตารางที่ 6.9 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 2 แบบที่ 6 และแบบที่ 10

รูปแบบหม้อแปลง	รายละเอียดการพัน	ความถี่เรโซแนนซ์ของกระแส		ประสิทธิภาพ
		F1 (MHz)	F2 (MHz)	
แบบที่ 2	พันแบบธรรมดา ลวด 23AWG 4ชั้น : 4ชั้น	4.00	11.30	75.7 %
แบบที่ 6	พันแบบแซนด์วิช ลวด 23AWG 4ชั้น : 4ชั้น	6.10	12.00	80.9 %
แบบที่ 10	พันแบบอินเตอร์ลิฟ ลวด 23AWG 4ชั้น : 4ชั้น	8.40	17.00	82.5 %



รูปที่ 6.64 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 5

สรุปและวิเคราะห์การเปรียบเทียบในประเด็นที่ 5

❖ จากผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะพบว่าการพันแบบที่ 2 นั้นจะเกิดยอดแรกของสัญญาณรบกวนขึ้นที่ความถี่ประมาณ 4 MHz โดยจะต่ำกว่าการพันแบบ 6 และการพันแบบที่ 10 ซึ่งยอดแรกจะเกิดขึ้นที่ความถี่ 6 MHz และ 8.5 MHz ตามลำดับ โดยมีขนาดความสูงของสัญญาณรบกวนทั้งสามแบบที่ใกล้เคียงกัน

❖ ในกรณีของยอดที่สองของสัญญาณรบกวนนั้น ทั้ง 3 แบบจะมีขนาดความสูงของยอดที่ 2 นั้นใกล้เคียงกับยอดแรกที่เกิดขึ้น และในช่วงความถี่ 19 MHz – 24 MHz ขนาดความสูงของสัญญาณรบกวนจะลดลงมาอยู่ในขนาดที่ใกล้เคียงกันคือที่ประมาณ 60 dB แต่หลักจากความถี่

24 MHz – 30 MHz แล้วนั้นสัญญาณรบกวนของแบบที่ 10 จะมีขนาดที่สูงกว่าแบบที่ 2 และแบบที่ 6 ซึ่งมีขนาดที่ใกล้เคียงกันอยู่ประมาณ 10 dB

❖ ในลักษณะการพันเช่นนี้ การพันแบบที่ 2 และแบบที่ 6 นั้นจะให้ผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นดีกว่าการพันแบบที่ 10 เนื่องจากในแบบที่ 2 และแบบที่ 6 นั้น สัญญาณรบกวนจะเริ่มลดลงตั้งแต่ความถี่ประมาณ 13 MHz และ 12 MHz ตามลำดับจนมีขนาดที่ใกล้เคียงกันในช่วงความถี่ 16 MHz – 30 MHz แต่ในขณะที่แบบที่ 10 นั้นสัญญาณรบกวนจะเริ่มลดลงที่ความถี่ประมาณ 17 MHz แต่ก็ยังมีระดับของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าสองแบบแรกในช่วงความถี่ 24 MHz – 30 MHz ดังนั้นในกรณีนี้การพันแบบที่ 10 จึงไม่ใช่ตัวเลือกในด้านของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

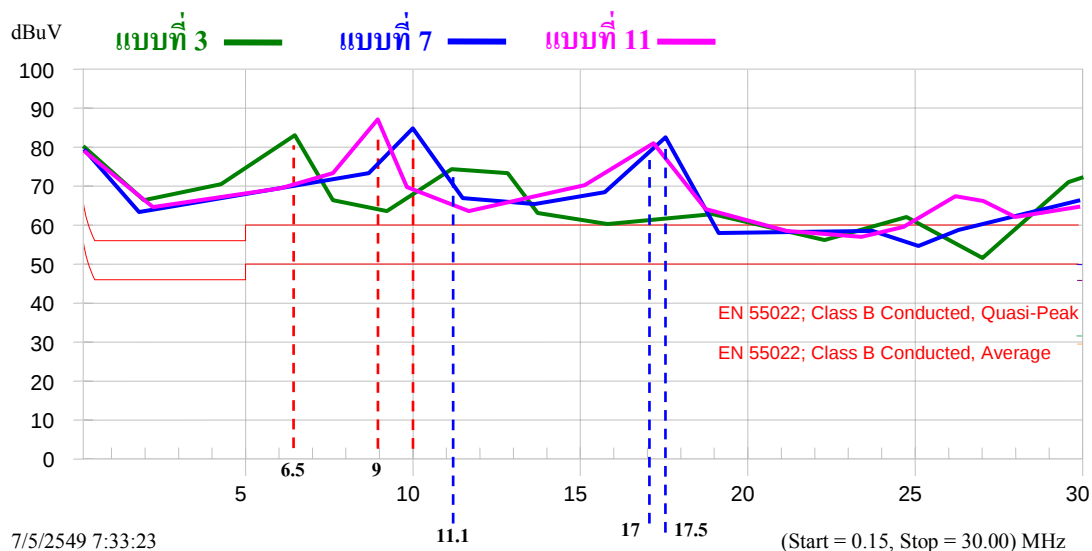
❖ เมื่อพิจารณาการพันแบบที่ 2 กับแบบที่ 6 นั้น การพันแบบที่ 6 นั้นจะเป็นทางเลือกที่ดีกว่า เนื่องจากยอดของสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นที่ความถี่สูงกว่าแบบที่ 2 ดังนั้นการออกแบบตัวกรองสัญญาณรบกวน (EMI FILTER) จะสามารถออกแบบให้มีขนาดเล็กกว่าได้ เนื่องจากการกรองความถี่ที่สูงขึ้นนั้น ค่าของอุปกรณ์ต่างๆในตัวกรองสัญญาณรบกวนก็สามารถใช้ค่าที่น้อยลงได้ จึงทำให้มีขนาดที่เล็กลง และในด้านของประสิทธิภาพของแบบที่ 6 ก็ดีกว่าในแบบที่ 2 อยู่ถึงประมาณ 5% ด้วยกัน ดังนั้นในกรณีนี้แบบที่ 6 ซึ่งเป็นการพันแบบแซนด์วิช จึงเป็นทางเลือกที่ดีที่สุดในด้านสัญญาณรบกวนและในด้านประสิทธิภาพของวงจร

6.3.2.6 ประเด็นที่ 6 พันด้วยลวด 17AWG 2:2 ชั้น ทุกกรณี

การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนในประเด็นที่ 6 นั้น เป็นการเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนของการพันที่ใช้ลวดเบอร์ 17AWG และพันขดปฐมภูมิ 2 ชั้นและขดทุติยภูมิ 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ ในทุกกรณี คือแบบที่ 3 พันแบบธรรมดา แบบที่ 7 พันแบบแซนด์วิช และแบบที่ 11 พันแบบอินเตอร์ลิฟ ดังตารางที่ 6.10 และผลการเปรียบเทียบทั้ง 3 กรณีแสดงในรูปที่ 6.65

ตารางที่ 6.10 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 3 แบบที่ 7 และแบบที่ 11

รูปแบบหม้อแปลง	รายละเอียดการพัน	ความถี่รบกวนของกระแส		ประสิทธิภาพ
		F1 (MHz)	F2 (MHz)	
แบบที่ 3	พันแบบธรรมดา ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น	6.25	11.15	78.9 %
แบบที่ 7	พันแบบแซนด์วิช ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น	9.70	17.40	82.8 %
แบบที่ 11	พันแบบอินเตอร์ลิฟ ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น	8.60	17.00	83.6 %



รูปที่ 6.65 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 6

สรุปและวิเคราะห์การเปรียบเทียบในประเด็นที่ 6

❖ จากผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะพบว่าการพันแบบที่ 3 นั้นจะเกิดยอดแรกของสัญญาณรบกวนขึ้นที่ความถี่ประมาณ 6.5 MHz โดยจะต่ำกว่าการพันแบบ 7 และการพันแบบที่ 11 ซึ่งยอดแรกจะเกิดขึ้นที่ความถี่ 9 MHz และ 10 MHz ตามลำดับ โดยในแบบที่ 3 จะมีขนาดความสูงของสัญญาณรบกวนต่ำกว่าอีกสองแบบเล็กน้อย

❖ ในกรณีของยอดที่สองของสัญญาณรบกวนนั้น ในแบบที่ 3 จะมีขนาดความสูงของยอดที่ 2 นั้นต่ำที่สุด โดยจะต่ำกว่าในแบบที่ 7 และแบบที่ 11 ซึ่งมีขนาดความสูงที่ใกล้เคียงกัน อยู่ประมาณ 10 dB และในช่วงความถี่ 19 MHz – 30 MHz ขนาดความสูงของสัญญาณรบกวนจะลดลงมาอยู่ในขนาดที่ใกล้เคียงกันคือที่ประมาณ 60 dB แต่จะมีอยู่ในช่วงความถี่ 26 MHz – 28 MHz ที่แบบที่ 11 นั้นจะมีสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าแบบที่ 3 ประมาณ 15 dB

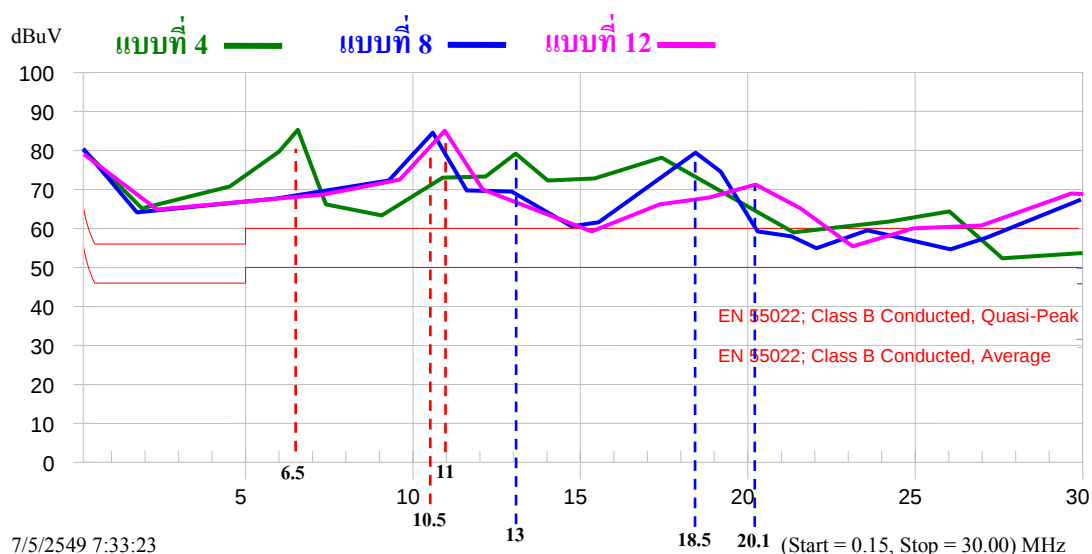
❖ ในลักษณะการพันเช่นนี้ การพันแบบที่ 3 นั้นจะให้ผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นดีกว่าการพันแบบที่ 7 และแบบที่ 11 เนื่องจากในแบบที่ 3 นั้น ขนาดของสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่ 7 MHz – 28 MHz นั้นจะต่ำกว่าหรือเท่ากับอีกสองแบบเกือบตลอดย่าน ยกเว้นในช่วงความถี่ 11 MHz – 13 MHz เท่านั้นที่มีขนาดของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าทั้งสองแบบอยู่ประมาณ 5 dB ดังนั้นในกรณีนี้การพันแบบที่ 3 ซึ่งเป็นการพันแบบธรรมดาจึงเป็นทางเลือกที่เหมาะสมในด้านของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ แต่ในด้านของประสิทธิภาพของวงจรแล้วจะต่ำกว่าแบบที่ 7 และแบบที่ 11 ประมาณ 4-5%

6.3.2.7 ประเด็นที่ 7 พันด้วยลวด 17AWG 2:2 ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.

การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนในประเด็นที่ 7 เป็นประเด็นสุดท้ายของการเปรียบเทียบ ซึ่งเป็นการเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนของการพันที่ใช้ลวดเบอร์ 17AWG และพันขดปฐมภูมิ 2 ชั้นและขดทุติยภูมิ 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ โดยแต่ละรอบพันห่างกัน 1 มม. ในทุกกรณี คือแบบที่ 4 พันแบบธรรมดา แบบที่ 9 พันแบบแซนด์วิช และแบบที่ 12 พันแบบอินเตอร์ลีฟ ดังตารางที่ 6.11 และผลการเปรียบเทียบทั้ง 3 กรณีแสดงในรูปที่ 6.66

ตารางที่ 6.11 สรุปรายละเอียดของหม้อแปลงแบบที่ 4 แบบที่ 8 และแบบที่ 12

รูปแบบหม้อแปลง	รายละเอียดการพัน	ความถี่เรโซแนนซ์ของกระแส		ประสิทธิภาพ
		F1 (MHz)	F2 (MHz)	
แบบที่ 4	พันแบบธรรมดา ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	6.25	10.75	80.5 %
แบบที่ 8	พันแบบแซนด์วิช ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	10.10	18.50	83.3 %
แบบที่ 12	พันแบบอินเตอร์ลีฟ ลวด 17AWG 2ชั้น : 2ชั้น แต่ละรอบห่างกัน 1 มม.	10.55	19.70	84.1 %



รูปที่ 6.66 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในประเด็นที่ 7

สรุปและวิเคราะห์การเปรียบเทียบในประเด็นที่ 7

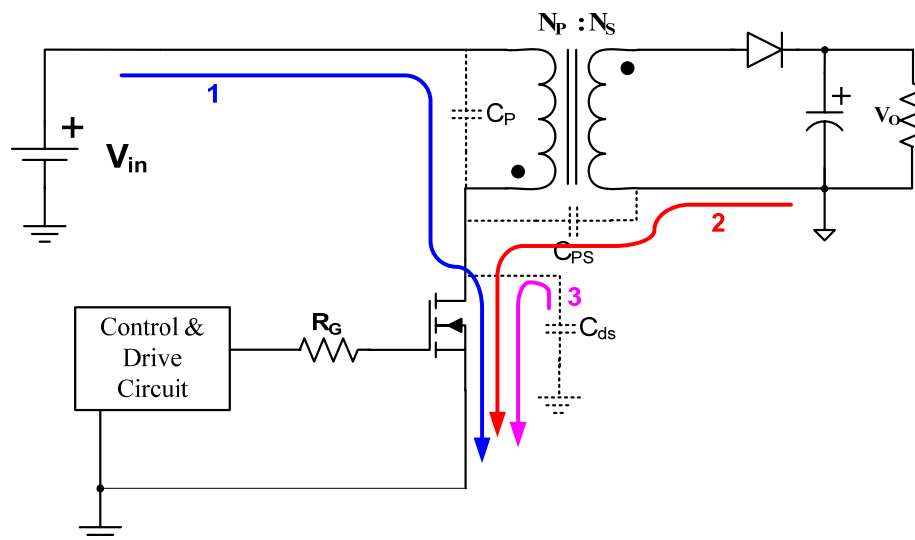
❖ จากผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะพบว่าการพันแบบที่ 4 นั้นจะเกิดยอดแรกของสัญญาณรบกวนขึ้นที่ความถี่ประมาณ 6.5 MHz โดยการพันแบบ 8 และการพันแบบที่ 12 นั้นจะเกิดยอดแรกใกล้เคียงกันในช่วง 10.5 MHz – 11 MHz โดยมีขนาดความสูงของสัญญาณรบกวนทั้งสามแบบที่ใกล้เคียงกัน

❖ ในกรณีของยอดที่สองของสัญญาณรบกวนนั้น ในแบบที่ 12 จะมีขนาดความสูงของยอดที่ 2 นั้นต่ำที่สุด โดยจะต่ำกว่ายอดแรกประมาณ 15 dB และในแบบที่ 8 และแบบที่ 12 จะต่ำกว่ายอดแรกประมาณ 5 dB โดยในช่วงความถี่ 12 MHz – 17 MHz นั้นแบบที่ 4 จะมีขนาดของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าทั้งสองแบบ ซึ่งห่างกันสูงสุดประมาณ 10 dB ที่ความถี่ 15 MHz และในช่วงความถี่ 22 MHz – 27MHz จะมีขนาดความสูงของสัญญาณรบกวนที่ใกล้เคียงกัน และที่ความถี่ 30 MHz ในแบบที่ 4 จะมีสัญญาณรบกวนที่ต่ำกว่าทั้งสองแบบประมาณ 15 dB

❖ ในลักษณะการพันเช่นนี้ การพันแบบที่ 12 นั้นจะให้ผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นดีกว่าการพันแบบที่ 4 และแบบที่ 8 เนื่องจากในแบบที่ 12 นั้น ขนาดของสัญญาณรบกวนมีแนวโน้มที่ลดลงต่ำกว่าทั้งสองแบบเกือบตลอดย่านโดยยกเว้นในช่วงความถี่สูงเกิน 27 MHz ขึ้นไปเท่านั้นที่มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น และข้อดีของการเกิดยอดของสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูงกว่าทั้งสองแบบนั้น ก็คือในด้านการออกแบบตัวกรองสัญญาณรบกวน ซึ่งรายละเอียดจะอยู่ในประเด็นที่ 5 และในด้านของประสิทธิภาพของแบบที่ 12 นั้นก็ดีกว่าอีกสองแบบอยู่ถึงประมาณ 1-3% ดังนั้นในกรณีนี้แบบที่ 12 ซึ่งเป็นการพันแบบอินเตอร์ล๊อพอ จึงเป็นทางเลือกที่ดีที่สุดทั้งในด้านสัญญาณรบกวนและในด้านประสิทธิภาพรวมของวงจร

การเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 รูปแบบนั้น ก็จะส่งผลต่อสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นไปด้วย โดยสาเหตุก็เกิดจากค่าพารามิเตอร์ของหม้อแปลงแต่ละตัวที่เปลี่ยนไปจึงส่งผลต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น โดยได้แสดงเส้นทางของสัญญาณรบกวนที่ผ่านตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นในรูปที่ 6.67 โดยในเส้นทางที่ 1 นั้นคือกระแสที่ผ่านตัวเก็บประจุแฝงของขดปฐมภูมิลงสู่กราวด์ ในเส้นทางที่ 2 คือกระแสที่ผ่านตัวเก็บประจุระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิลงสู่กราวด์ และเส้นทางที่ 3 เกิดจากค่าของตัวเก็บประจุแฝงในตัวมอสเฟตเองลงสู่กราวด์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าค่าตัวเก็บประจุในวงจรเปลี่ยนไปทำให้ค่าของ di/dt เปลี่ยนไปเนื่องจากกระแสในการ Charge และ Discharge ของตัวเก็บประจุแฝงนั้นเปลี่ยนไป ส่งผลทำให้สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเปลี่ยนไปเช่นกัน โดยขนาดของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจริงในวงจรนั้นยากต่อการคำนวณ เนื่องจากยังมีตัวแปรที่ไม่ทราบค่าในวงจรอีกเช่น ค่าตัวเก็บประจุและความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดขึ้นจากสายวงจรหรือเกิดขึ้นจากอุปกรณ์พาสซีฟต่างๆ โดย

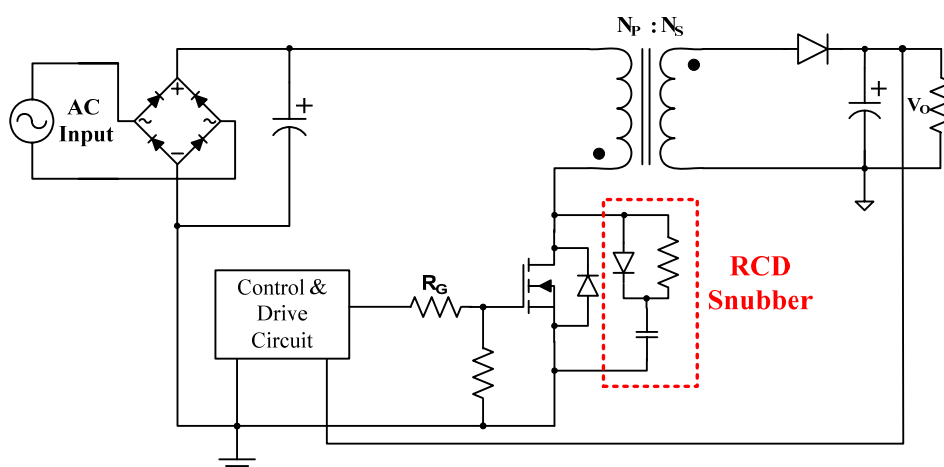
ค่าเหล่านี้จะส่งผลให้เกิดเรโซแนนซ์ที่ความถี่ต่างกัน ซึ่งก็จะทำให้ลักษณะของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนั้นเปลี่ยนไปด้วยเช่นกัน



รูปที่ 6.67 เส้นทางของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นโดยผ่านตัวเก็บประจุแฝง

6.4 ผลการทดสอบเมื่อใส่วงจร snubber

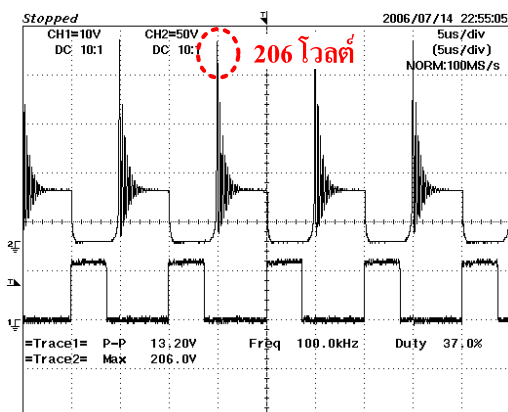
ในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบการใส่วงจร R-C-D snubber คร่อมตัวสวิตช์ MOSFET เพื่อลดค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อม MOSFET ดังแสดงในรูปที่ 6.68 โดยมีจุดประสงค์ส่งในการศึกษาผลกระทบต่อสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดขึ้นอย่างไร โดยการทดสอบนั้นได้ทำการเลือกเฉพาะรูปแบบการพันขดลวดที่มีผลการทดสอบแรงดันตกคร่อม MOSFET ที่สูงที่สุดคือมีแรงดัน 206 โวลต์ และที่ต่ำที่สุดที่ 92 โวลต์ คือในการพันขดลวดแบบที่ 2 และแบบที่ 12 ตามลำดับ ซึ่งรายละเอียดในการคำนวณค่าของอุปกรณ์ต่างๆ นั้นได้แสดงไว้ในภาคผนวก ค



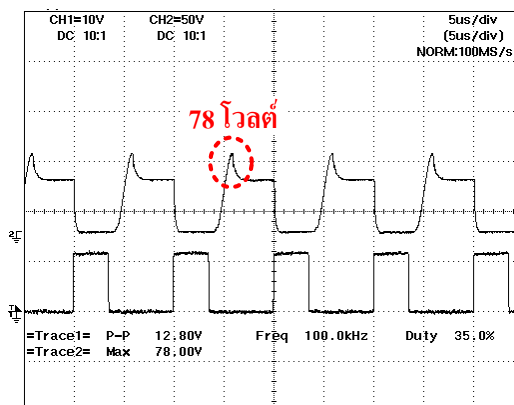
รูปที่ 6.68 การใส่วงจร R-C-D snubber คร่อม MOSFET ในวงจร

6.4.1 ผลการทดสอบด้านไฟฟ้ากำลัง

ในหัวข้อนี้เป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบ ระหว่างก่อนใส่วงจรสับเบอร์และเมื่อมีการใส่วงจรสับเบอร์ขนานกับสวิตช์มอสเฟตในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ โดยในรูปที่ 6.69 และรูปที่ 6.70 นั้นเป็นผลการวัดแรงดันตกคร่อมระหว่างขา Drain และขา Source ของสวิตช์มอสเฟต ของการพันขดลวดแบบที่ 2 และแบบที่ 12 ตามลำดับ โดยมีเงื่อนไขและรูปแบบการวัด กระแสตามหัวข้อที่ 6.2.1



(ก) ไม่ใส่วงจรสับเบอร์

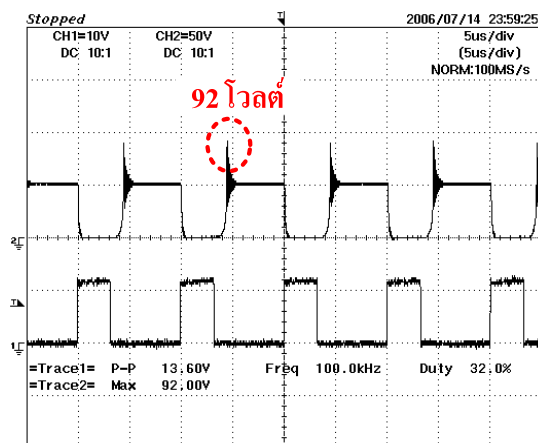


(ข) ใส่วงจรสับเบอร์

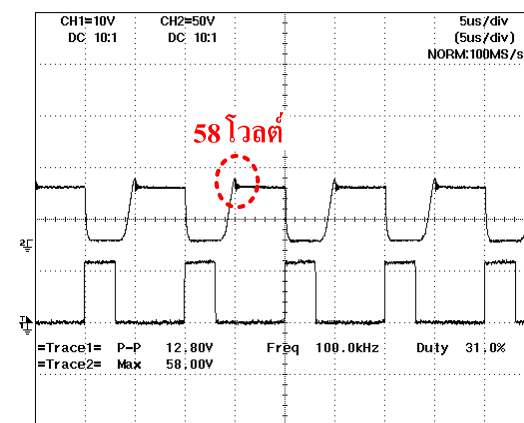
V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

รูปที่ 6.69 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ของหม้อแปลงแบบที่ 2

ไม่ใส่วงจรสับเบอร์ (ก) ใส่วงจรสับเบอร์ (ข)



(ก) ไม่ใส่วงจรสับเบอร์



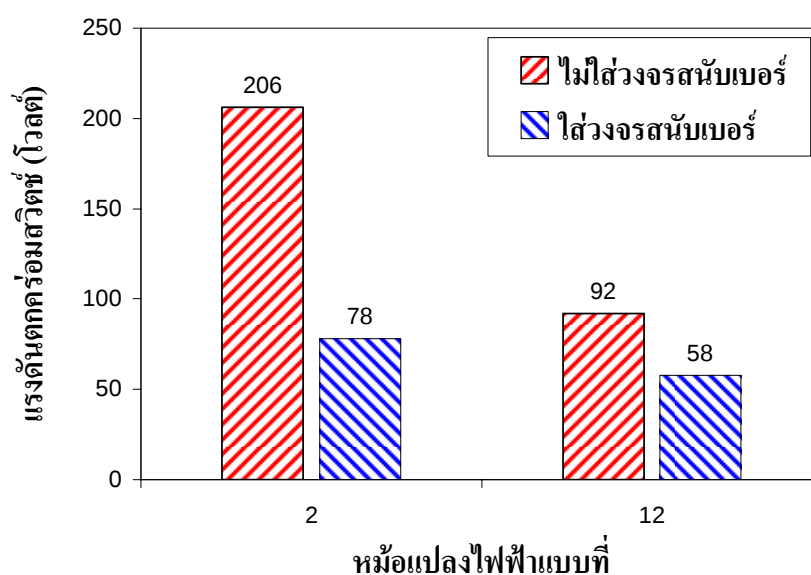
(ข) ใส่วงจรสับเบอร์

V_{DS} (บน) 5 μ s/div, 50 V/div และ Gate Drive(ล่าง) 5 μ s/div, 10 V/div

รูปที่ 6.70 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตและสัญญาณขับสวิตช์ของหม้อแปลงแบบที่ 12

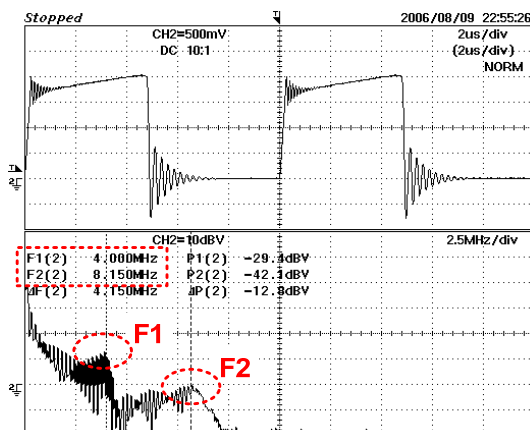
ไม่ใส่วงจรสับเบอร์ (ก) ใส่วงจรสับเบอร์ (ข)

จากรูปที่ 6.69 และ 6.70 นั้นจะพบว่าเมื่อมีการใส่วงจรสับเบอร์พร้อมสวิตช์มอสเฟตนั้น แรงดันสูงสุดจะมีค่าลดลงอย่างเห็นได้ชัด โดยในการพันแบบที่ 2 นั้นในขณะที่ไม่ใส่วงจรสับเบอร์นั้นจะมีแรงดันตกคร่อมมอสเฟตสูงสุดที่ 206 โวลต์ และเมื่อทำการใส่วงจรสับเบอร์จะมีค่าแรงดันตกคร่อมสูงสุดเพียง 78 โวลต์เท่านั้นซึ่งมีการลดลงถึง 128 โวลต์หรือประมาณ 62% เทียบกับขณะยังไม่ใส่วงจรสับเบอร์ ในขณะที่การพันแบบที่ 12 นั้นจะมีค่าแรงดันตกคร่อมมอสเฟตสูงสุดที่ 92 โวลต์เมื่อไม่ใส่วงจรสับเบอร์ และมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุดที่ 58 โวลต์เมื่อมีการใส่วงจรสับเบอร์ซึ่งสูงกว่าระดับแรงดันต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ของวงจรที่ 50 โวลต์อยู่ประมาณ 8 โวลต์เท่านั้น ซึ่งมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุดลดลง 34 โวลต์หรือประมาณ 34% เทียบกับขณะไม่ได้ใส่วงจรสับเบอร์ โดยเหตุผลที่การลดลงของแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมมอสเฟตนั้นก็เนื่องจากการคำนวณค่าของอุปกรณ์ในวงจรสับเบอร์นั้น อ้างอิงจากการพันแบบที่ 2 เป็นหลัก โดยสามารถนำผลที่ได้นำมาสรุปเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 6.71 โดยสังเกตได้ว่าเมื่อใส่วงจรสับเบอร์ การพันหม้อแปลงแบบที่ 2 จะสามารถลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตได้มากกว่าการพันแบบที่ 12 ทั้งนี้เนื่องจากว่า การพันแบบที่ 12 นั้นก็มีผลของแรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตที่ต่ำอยู่แล้ว และเข้าใกล้ค่าที่ต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ของวงจรแล้วดังที่ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้น

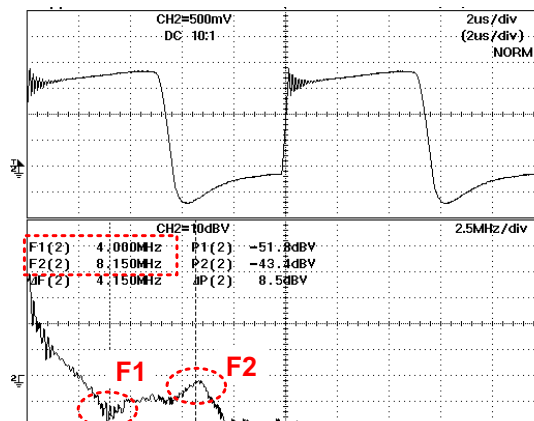


รูปที่ 6.71 การเปรียบเทียบแรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุดของหม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 2 และแบบที่ 12 เมื่อมีการใส่และไม่ใส่วงจรสับเบอร์

ในส่วนถัดไปเป็นการวัดกระแสของหม้อแปลงเมื่อมีการใส่วงจรสับเบอร์แล้วนั้นจะส่งผลอย่างไรกับรูปคลื่นของกระแสของหม้อแปลง โดยมีเงื่อนไขและรูปแบบการวัดกระแสตามหัวข้อที่ 6.2.2 ซึ่งได้แสดงผลการทดสอบการวัดกระแสขณะใส่วงจรสับเบอร์และไม่ใส่วงจรสับเบอร์ ของการพันขดลวดแบบที่ 2 และแบบที่ 12 ในรูปที่ 6.72 และรูปที่ 6.73 ตามลำดับ



(ก) ไม่ใส่วงจรสับเบอร์

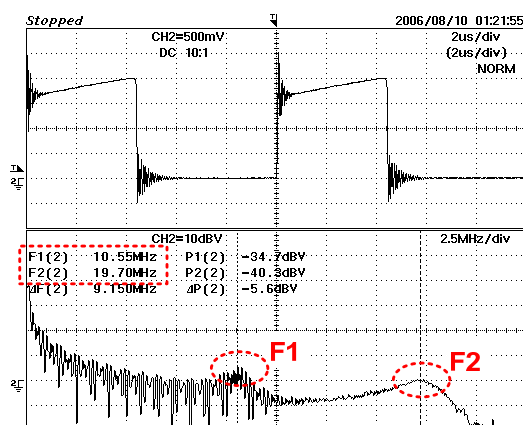


(ข) ใส่วงจรสับเบอร์

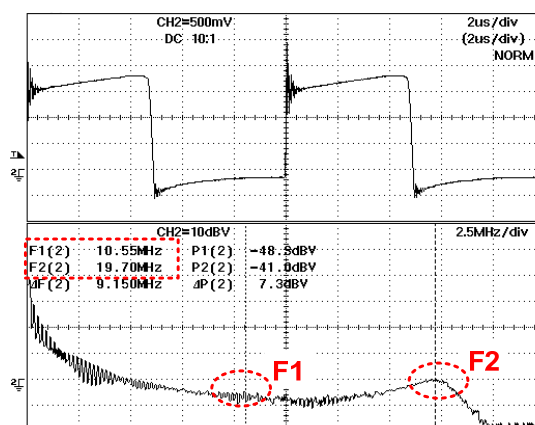
กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิ (บน) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่ (ล่าง)

รูปที่ 6.72 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 2

ไม่ใส่วงจรสับเบอร์ (ก) ใส่วงจรสับเบอร์ (ข)



(ก) ไม่ใส่วงจรสับเบอร์



(ข) ใส่วงจรสับเบอร์

กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิ (บน) กระแสไฟฟ้าของขดปฐมภูมิในโดเมนความถี่ (ล่าง)

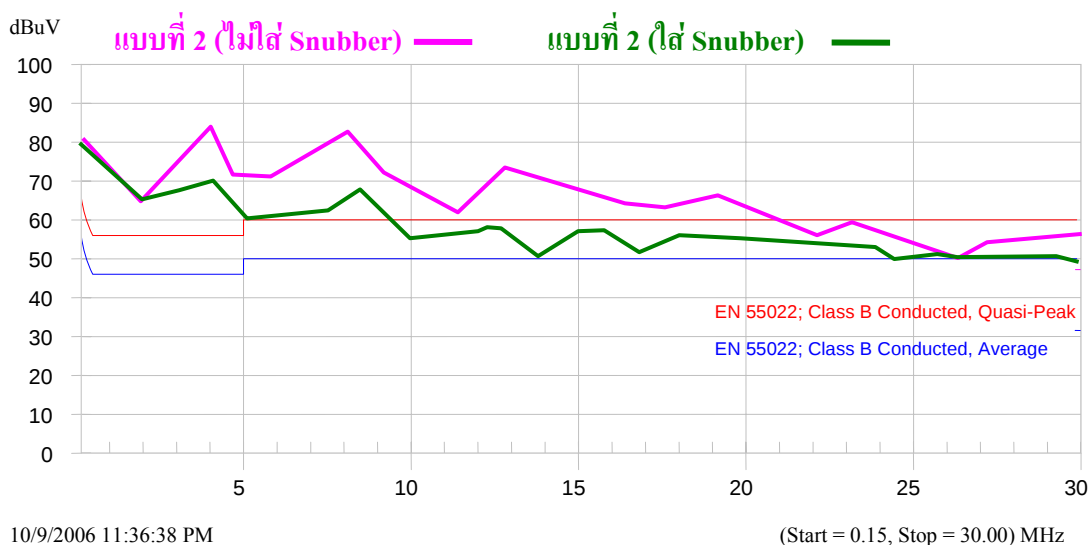
รูปที่ 6.73 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงแบบที่ 12

ไม่ใส่วงจรสับเบอร์ (ก) ใส่วงจรสับเบอร์ (ข)

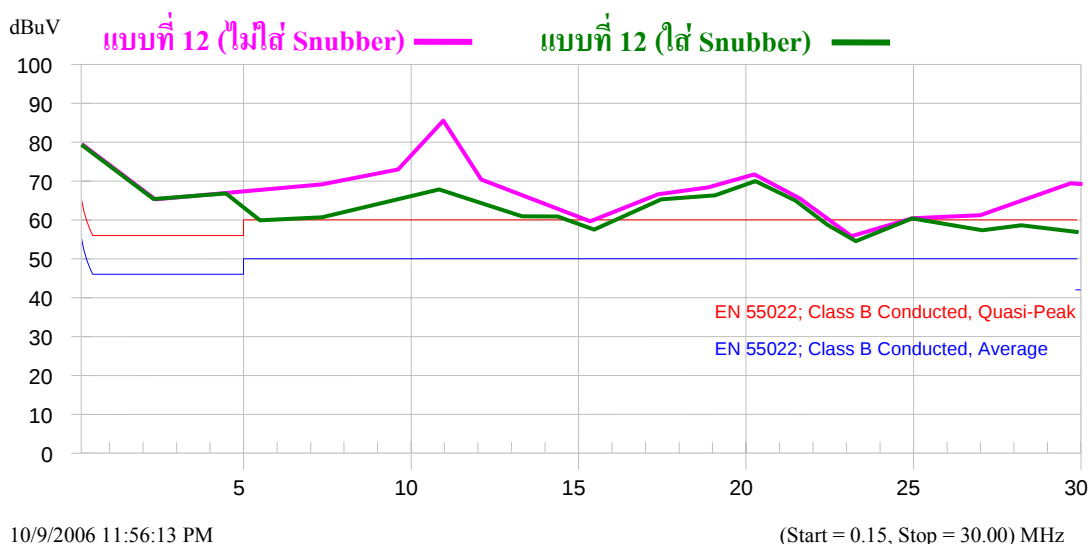
จากผลการวัดกระแสของหม้อแปลงดังแสดงในรูปที่ 6.72 และรูปที่ 6.73 นั้น แสดงให้เห็นถึงรูปคลื่นของกระแสหม้อแปลงที่เปลี่ยนไปเมื่อมีการใส่วงจรสับเบอร์ โดยสังเกตได้จากความถี่ริงกิ้งของกระแสในช่วงความถี่ต่ำ(F1) นั้นมีการเปลี่ยนแปลงที่ลดลงแต่ในช่วงความถี่สูงนั้นขนาดของสัญญาณยังคงมีขนาดความสูงที่ใกล้เคียงกันระหว่างการใส่และไม่ใส่วงจรสับเบอร์ ซึ่งจะสามารถเห็นได้อย่างชัดเจนเมื่อพิจารณาผลของกระแสในโดเมนความถี่

6.4.2 ผลการทดสอบด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ในส่วนนี้เป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำระหว่างก่อนใส่วงจรสแนบเบอร์และเมื่อมีการใส่วงจรสแนบเบอร์จำนวนกับสวิตช์มอสเฟต โดยในรูปที่ 6.74 และรูปที่ 6.75 นั้นเป็นผลการเปรียบเทียบของระดับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ของการพันขดลวดแบบที่ 2 และแบบที่ 12 ตามลำดับ โดยมีเงื่อนไขและรูปแบบการวัด กระแสตามหัวข้อที่ 6.2.1



รูปที่ 6.74 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของหม้อแปลงแบบที่ 2 เมื่อมีการใส่และไม่ใส่วงจรสแนบเบอร์



รูปที่ 6.75 การเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของหม้อแปลงแบบที่ 12 เมื่อมีการใส่และไม่ใส่วงจรสแนบเบอร์

จากผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้หม้อแปลงแบบที่ 2 และแบบที่ 12 ในการทดสอบเมื่อมีการใส่วงจรสแน็บเบอร์ จะพบว่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดขึ้นนั้นมีระดับของสัญญาณรบกวนที่ลดลงอย่างเห็นได้ชัดเจนของทั้งการพันแบบที่ 2 และการพันแบบที่ 12 โดยในยอดแรกของสัญญาณรบกวนนั้นมีระดับที่ลดลงประมาณ 15dB ส่วนสัญญาณรบกวนในยอดที่สองของการพันแบบที่ 2 นั้นก็มีระดับที่ลดลงใกล้เคียงกันคือที่ประมาณ 15dB แต่ในการพันแบบที่ 12 นั้น จะพบว่ายอดที่สองของสัญญาณรบกวนนั้นแบบที่ใส่สแน็บเบอร์จะมีระดับที่ต่ำกว่าประมาณ 5dB เท่านั้นทั้งนี้เนื่องจากว่าค่าของอุปกรณของวงจรสแน็บเบอร์นั้นออกแบบให้เหมาะสมกับการพันรูปแบบที่ 2 ซึ่งมียอดแรกและยอดที่สองของสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นที่ความถี่ต่ำ แต่การพันแบบที่ 12 นั้นมียอดแรกและยอดที่สองของสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นที่ความถี่ที่สูงกว่าการพันแบบที่ 2 ประมาณ 3 เท่า ดังนั้นทำให้ที่ความถี่สูงมีระดับของสัญญาณรบกวนที่ลดลงน้อยกว่า จึงเป็นผลให้การพันแบบที่ 12 นั้นโดยรวมมีระดับการลดลงของสัญญาณรบกวนที่น้อยกว่าการพันแบบที่ 2

โดยเมื่อพิจารณาในภาพรวมการใส่วงจรสแน็บเบอร์นั้นทำให้ระดับของสัญญาณรบกวนมีระดับที่ต่ำกว่าแบบไม่ใส่วงจรสแน็บเบอร์ตลอดทั้งย่านความถี่ แต่จะมีระดับที่ลดลงนั้นไม่เท่ากันซึ่งในช่วงความถี่ต่ำนั้นจะมีการลดลงของสัญญาณรบกวนที่มากกว่าในช่วงความถี่สูง

6.5 บทสรุป

บทนี้เป็นการนำเสนอผลการทดสอบทั้งทางด้านไฟฟ้ากำลัง ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลต่อแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุด และความถี่ริงกิงของแรงดันตกคร่อมสวิตช์ รวมถึงในด้านประสิทธิภาพรวมของวงจรเมื่อเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าทั้ง 12 แบบ ร่วมด้วยการวัดอุณหภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าขณะจ่ายกำลังไฟฟ้าด้านออกโดยได้มีการสรุปไว้แล้วในแต่ละหัวข้อ และการทดสอบด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ รวมถึงมีการจำลองการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของหม้อแปลงแต่ละแบบโดยใช้โปรแกรม Pspice เปรียบเทียบกับการวัดจริง และสุดท้ายเป็นสรุปและการวิเคราะห์เปรียบเทียบการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในหม้อแปลงแบบต่างๆ ทั้งหมด 7 กรณีดังรูปที่ 6.59 โดยได้มีการนำผลของกระแสไฟฟ้าของหม้อแปลงซึ่งทำให้อยู่ในรูปโดเมนความถี่ มาสัมพันธ์กับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้น ซึ่งพบว่าสองยอดแรกของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นมีความถี่ที่ใกล้เคียงมากกับค่าความถี่ของสองยอดซึ่งพบในโดเมนความถี่ของกระแสไฟฟ้าในหม้อแปลง ซึ่งมีการสรุปไว้ในแต่ละกรณีแล้วเช่นกัน และสุดท้ายเป็นการทดสอบการใส่วงจรสแน็บเบอร์เพื่อลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุด และดูผลของสัญญาณรบกวนที่เปลี่ยนไป โดยจากผลการทดสอบที่ได้จะนำมาซึ่งแนวทางในการเลือกรูปแบบการพัน และสามารถนำไปใช้เป็นแนวทางในการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมต่อไป

บทที่ 7

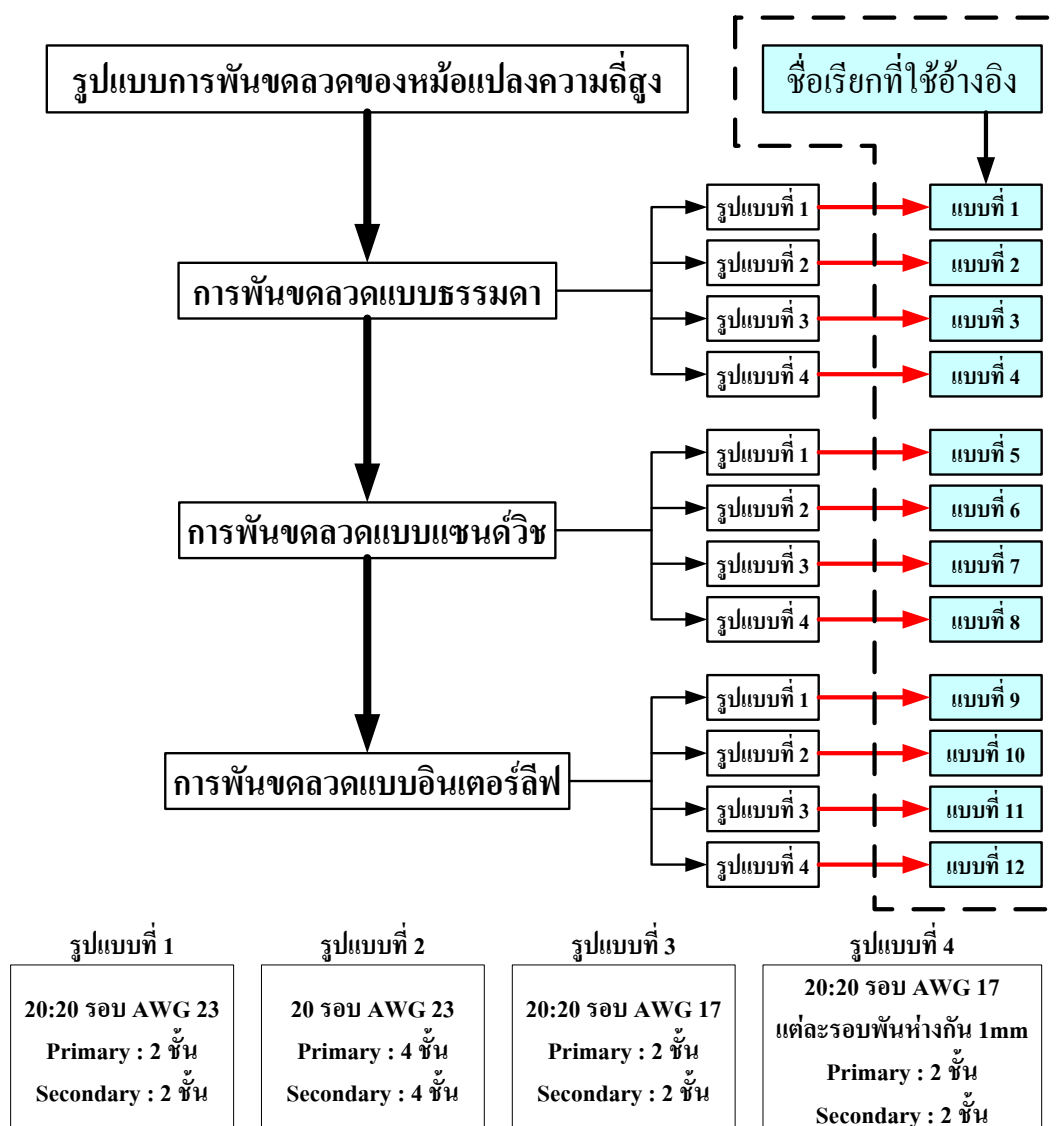
สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอถึงผลกระทบของการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำต่อการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดฟลายแบ็ก ซึ่งมีการทดสอบหม้อแปลงทั้งสิ้น 12 รูปแบบ โดยมีรูปแบบหลักในการพันขดลวดอยู่ 3 รูปแบบคือ การพันขดลวดแบบธรรมดา การพันขดลวดแบบแซนด์วิช และการพันขดลวดแบบอินเตอร์ลิฟ และในรูปแบบหลักจะมีอีก 4 รูปแบบย่อยได้แก่

- ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 23AWG จำนวน 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ
- ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 23AWG จำนวน 4 ชั้น ชั้นละ 5 รอบ
- ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 17AWG จำนวน 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ
- ใช้ลวดทองแดงเบอร์ 17AWG จำนวน 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ แต่ละรอบพันห่างกัน 1 มม.

ซึ่งมีการเรียกชื่อแทนรูปแบบการพันขดลวดทั้ง 12 แบบว่า “หม้อแปลงไฟฟ้าแบบที่ 1 ถึงแบบที่ 12” ดังแสดงในกรอบเส้นประในรูปที่ 7.1

โดยในการทดสอบนั้นมีตัวแปรที่เปลี่ยนไปคือหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเท่านั้น โดยมีการทดสอบทั้งในด้านของไฟฟ้ากำลัง และทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดขึ้น ซึ่งในแต่ละรูปแบบของการพันขดลวดนั้นจะให้คุณสมบัติทางไฟฟ้ากำลังและการเกิดสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกัน รวมถึงการทดสอบใส่วงจรสแน็บเบอร์เพื่อศึกษาถึงสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่เปลี่ยนไป ดังแสดงในผลการทดลองในบทที่ 6 โดยทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบและวิเคราะห์ผลการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้ทำการวิเคราะห์ผลการทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลังด้วยเช่นกันโดยในบทนี้จะกล่าวถึงสรุปผลการวิจัยในหัวข้อที่ 7.1 และข้อเสนอแนะในหัวข้อที่ 7.2 ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 7.1 ชื่อเรียกอ้างอิงและรายละเอียดการพันขดลวดทั้งหมด 12 รูปแบบ

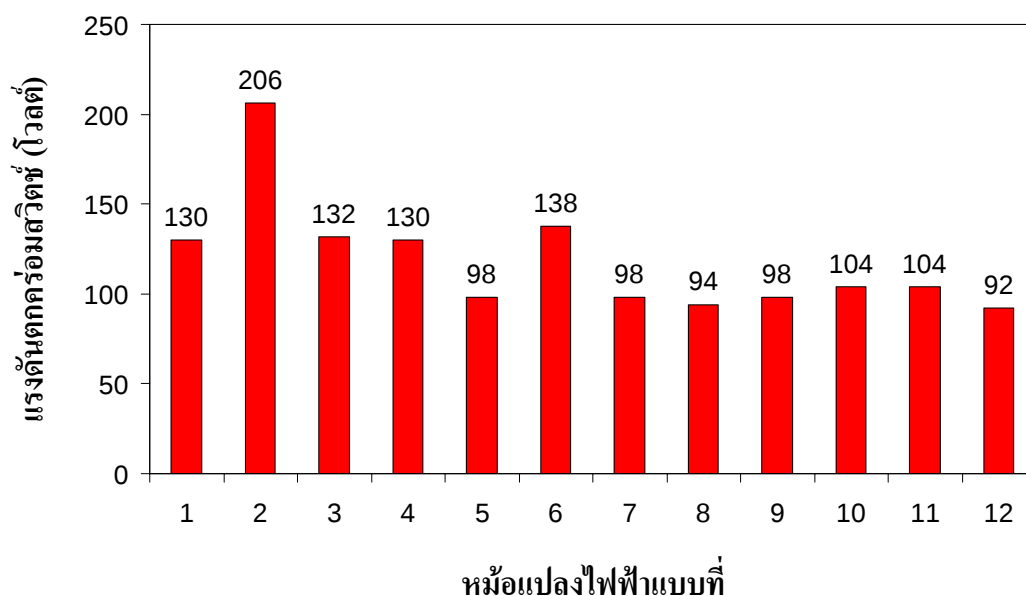
7.1 สรุปผลการวิจัย

ในหัวข้อนี้จะแบ่งออกเป็น 2 หัวข้อ ได้แก่ 7.1.1 สรุปผลการวิจัยทางด้านไฟฟ้ากำลัง และ 7.1.2 สรุปผลการวิจัยทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ดังต่อไปนี้

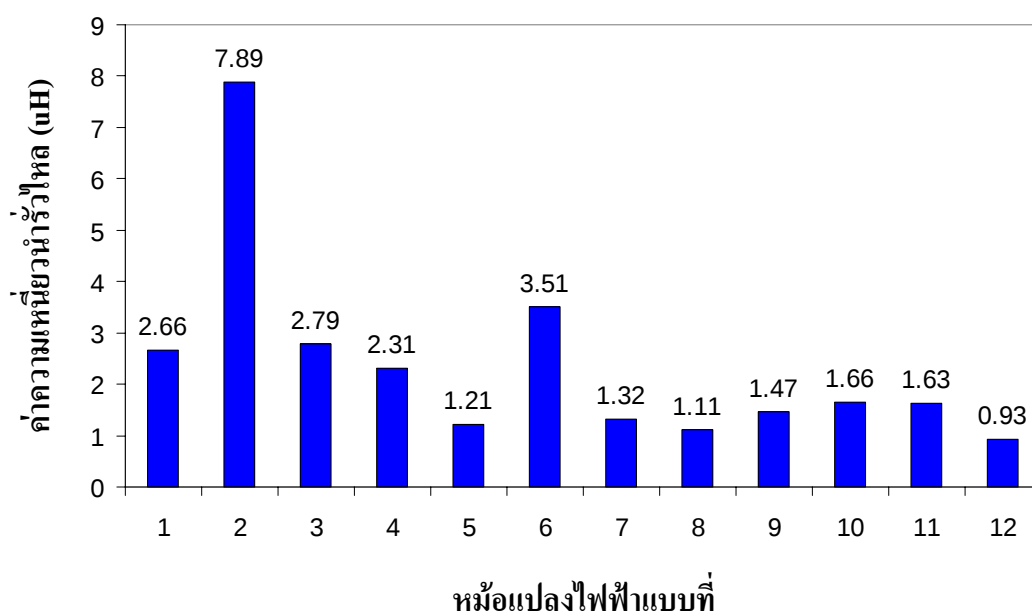
7.1.1 สรุปผลการวิจัยสมรรถนะด้านไฟฟ้ากำลัง

(ก) ด้านแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุด สรุปได้ว่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต สูงสุด $V_{DS(max)}$ นั้นเปลี่ยนแปลงไปตามรูปแบบการพันขดลวดแบบต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 7.2 และ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (วัดได้จากวิธีในบทที่ 3) นั้นก็มีการเปลี่ยนแปลงไปตามรูปแบบการพัน

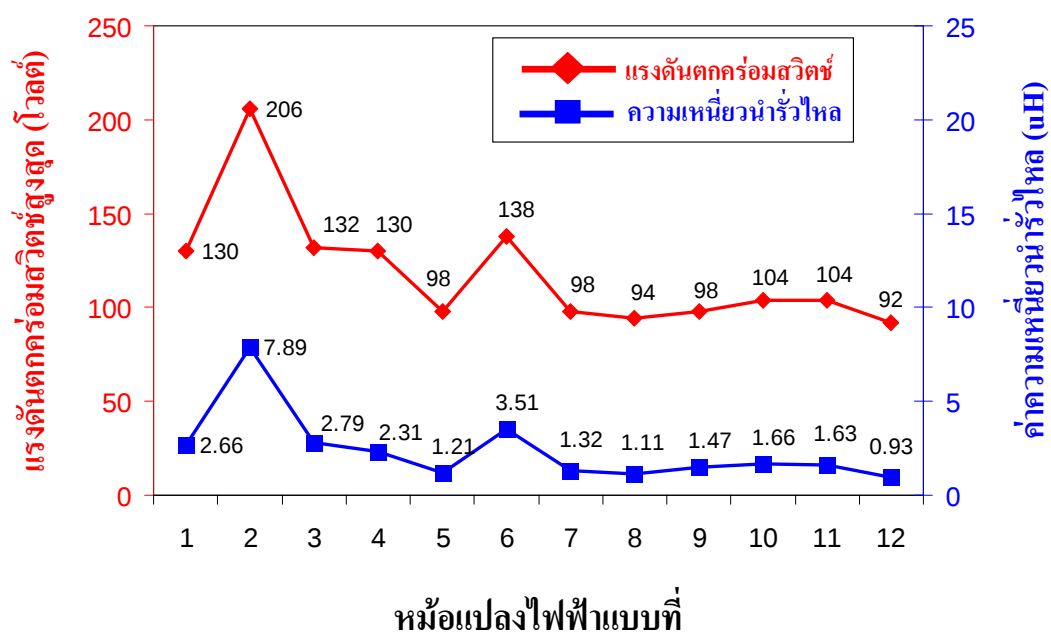
ขดลวดด้วยเช่นกันดังรูปที่ 7.3 โดยค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลนี้ยังส่งผลโดยตรงกับค่าของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุด ดังจะเห็นได้จากการเปรียบเทียบค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดปฐมภูมิกับผลของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุดดังตารางที่ 7.1 ว่าในกรณีค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลมีค่าสูง ก็จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงตามไปด้วย และสามารถนำไปสรุปความสัมพันธ์ได้ดังกราฟในรูปที่ 7.4



รูปที่ 7.2 การเปรียบเทียบแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุด ของวงจรวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ ที่กำลังไฟฟ้านอก 20 วัตต์



รูปที่ 7.3 การเปรียบเทียบค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ

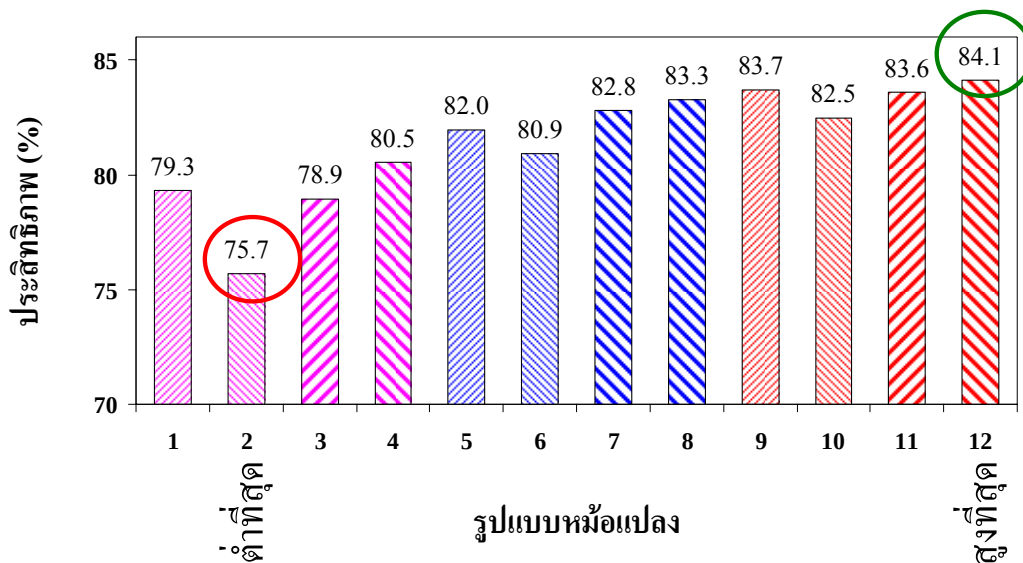


รูปที่ 7.4 การเปรียบเทียบแรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุดกับค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล

จากรูปที่ 7.4 หม้อแปลงรูปแบบที่ 2 จะเกิดค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงที่สุดคือที่ 206 โวลต์ ซึ่งค่าของความเหนี่ยวนำรั่วไหลก็จะมีค่าสูงที่สุดเช่นกันคือ 7.89 μH ดังนั้นแบบที่ 2 ซึ่งเป็นการพันแบบธรรมดาแต่มีจำนวนชั้นของการพันขดลวดที่มากจึงทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลมากในขณะที่แบบที่ 12 นั้นจะเกิดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ต่ำที่สุดคือ 92 โวลต์ ซึ่งค่าของความเหนี่ยวนำรั่วไหลนั้นก็จะเป็นค่าที่ต่ำที่สุดเช่นกันคือ 0.93 μH และจากกราฟรูปที่ 7.4 จึงสามารถสรุปได้ว่าค่าของแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงที่สุดจะแปรผันตามค่าของความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลงนั่นเอง

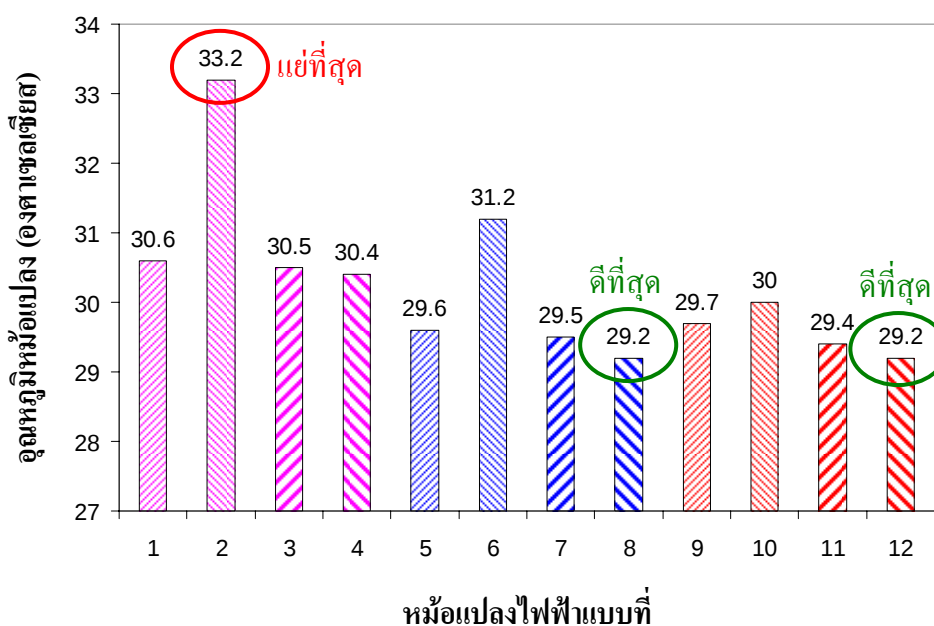
(ข) ด้านประสิทธิภาพรวมวงจรไฟฟ้า สรุปได้ว่าเมื่อกำหนดพิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออกให้คงที่ 20 วัตต์นั้น หม้อแปลงรูปแบบที่ 2 จะมีประสิทธิภาพที่ต่ำที่สุดคือที่ 75.7% และหม้อแปลงรูปแบบที่ 12 จะมีประสิทธิภาพสูงที่สุดคือที่ 84.1% ซึ่งจะมีประสิทธิภาพต่างกันถึง 8.4% ดังแสดงในรูปที่ 7.5 จะเห็นว่า การพันแบบธรรมดา คือแบบที่ 1 ถึงแบบที่ 4 นั้นจะมีประสิทธิภาพต่ำที่สุดเมื่อเทียบกับการพันแบบแซนด์วิชและแบบอินเตอร์ลิฟ ในขณะที่การพันแบบแซนด์วิชกับแบบอินเตอร์ลิฟนั้นจะมีประสิทธิภาพที่ค่อนข้างใกล้เคียงกัน คือห่างกันสูงสุดไม่เกิน 2% ในเงื่อนไขการพันที่เหมือนกัน โดยสรุปแล้วประสิทธิภาพของวงจรที่เปลี่ยนไปนั้นเป็นผลมาจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่เปลี่ยนไปของหม้อแปลงในแต่ละแบบ โดยถ้ามีค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลมากก็จะทำให้มีเส้นแรง

แม่เหล็กั่วไหลมากเช่นกัน จึงทำให้ได้ประสิทธิภาพของหม้อแปลงที่ต่ำลง ส่งผลทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมต่ำลงไปด้วยเช่นเดียวกัน



รูปที่ 7.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรวงจรฟลายเบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปลี่ยนหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทั้ง 12 แบบ ที่กำลังไฟฟ้าด้านออก 20 วัตต์

นอกจากนั้นยังมีการศึกษาและวัดผลของอุณหภูมิที่เกิดขึ้นที่หม้อแปลงความถี่สูงของการพันขดลวดทั้ง 12 แบบด้วย โดยจะทำการวัดอุณหภูมิที่เกิดขึ้นตรงกึ่งกลางของขดลวด เมื่อวงจรทำงานและจ่ายกำลังด้านออกคงที่ที่ 20 วัตต์ เป็นเวลา 20 นาที ซึ่งผลการวัดแสดงในรูปที่ 7.6



รูปที่ 7.6 อุณหภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงที่จุดกึ่งกลางขดลวดเมื่อทดสอบเป็นเวลา 20 นาที

ในด้านของอุณหภูมิของหัวมือเปล่งนั้นสรุปได้ว่า การพันแบบที่ 2 ทำให้เกิดอุณหภูมิสูงที่สุดคือ 33.2 องศาเซลเซียส และรูปแบบที่ 8 และแบบที่ 12 นั้นมีอุณหภูมิต่ำที่สุดคือ 29.2 องศาเซลเซียส ซึ่งเมื่อศึกษารูปแบบการพันขดลวดก็จะพบว่าการพันขดลวดที่มีจำนวนชั้นมากขึ้นนั้นจะส่งผลให้เกิดอุณหภูมิที่หัวมือเปล่งสูงกว่าอย่างชัดเจน โดยจะเห็นได้จากการพันแบบที่ 2 แบบที่ 6 และแบบที่ 10 นั้น ซึ่งเป็นการพันขดลวดที่มีจำนวนชั้นของขดลวดถึง 4 ชั้น โดยที่แบบอื่นๆ นั้นจะมีการพันเพียง 2 ชั้นเท่านั้น ที่เป็นดังนั้นก็เนื่องจากการถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้นที่ขดลวดชั้นในนั้นทำได้ยากกว่านั่นเอง และในกรณีเปรียบเทียบการพัน 3 รูปแบบหลักคือพันแบบธรรมดา พันแบบแซนด์วิช และพันแบบอินเตอร์ลิฟนั้น การพันแบบธรรมดานั้นหัวมือเปล่งจะมีอุณหภูมิที่สูงกว่าการพันแบบแซนด์วิช และแบบอินเตอร์ลิฟ โดยการพันสองแบบหลังนั้นจะทำให้เกิดอุณหภูมิที่หัวมือเปล่งใกล้เคียงกัน เนื่องจากการพันแบบธรรมดานั้นจะทำให้เกิดความเหนียวแน่นที่สูงกว่าการพันขดลวดอีกสองแบบดังจะเห็นได้จากรูปที่ 7.3 จึงทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดทองแดงที่สูงกว่า จึงทำให้หัวมือเปล่งมีอุณหภูมิที่สูงกว่า และยังทำให้ประสิทธิภาพรวมของวงจรนั้นลดลงไปด้วยดังในรูปที่ 7.5 และจะพบว่าการพันแบบธรรมดานั้นมีประสิทธิภาพที่ต่ำที่สุด และมีอุณหภูมิที่หัวมือเปล่งสูงที่สุด ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากความเหนียวแน่นที่สูงกว่าการพันแบบแซนด์วิช และแบบอินเตอร์ลิฟนั่นเอง

จากการศึกษาข้อมูลที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้น เมื่อต้องการลดผลของอุณหภูมิที่จะเกิดขึ้นที่หัวมือเปล่งขณะทำงานนั้น สามารถทำได้โดยการเลือกจำนวนชั้นในการพันขดลวดให้เหมาะสมเพื่อไม่ให้เกิดความร้อนสะสมที่ขดลวดด้านใน และอีกวิธีคือการลดค่าความเหนียวแน่นให้น้อยที่สุด ก็จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่ขดลวดน้อยที่สุด โดยการพันแบบที่ 12 นั้นจะให้ค่าของความเหนียวแน่นต่ำที่สุด ประสิทธิภาพสูงที่สุด และยังหัวมือเปล่งยังมีอุณหภูมิขณะทำงานต่ำที่สุดอีกด้วย

7.1.2 สรุปผลการวิจัยด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันขดลวดในหัวมือเปล่งไฟฟ้าความถี่สูงที่ทำการทดสอบในการวิจัยนี้ ซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบและวิเคราะห์ผลการทดสอบไว้ในบทที่ 6 และได้นำผลลัพธ์ที่ได้มาสรุปเพื่อเป็นแนวทางในการเลือกรูปแบบการพันขดลวดในหัวมือเปล่งไฟฟ้าความถี่สูง เมื่อมองในด้านของประสิทธิภาพ และในด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดขึ้นโดยพิจารณาในเงื่อนไขการพันขดลวดในรูปแบบหลักดังแสดงในตารางที่ 7.1 และพิจารณาในเงื่อนไขการพันขดลวดในรูปแบบย่อยเดียวกันแต่เปลี่ยนการพันรูปแบบหลัก ดังแสดงในตารางที่ 7.2 โดยจะแสดงให้เห็นถึงทางเลือกที่ดีที่สุด และแย่ที่สุดในด้านต่างๆ

ตารางที่ 7.2 แนวทางในการเลือกใช้รูปแบบการพัน โดยพิจารณาตามการพันขดลวดรูปแบบย่อยทั้ง 4 แบบ

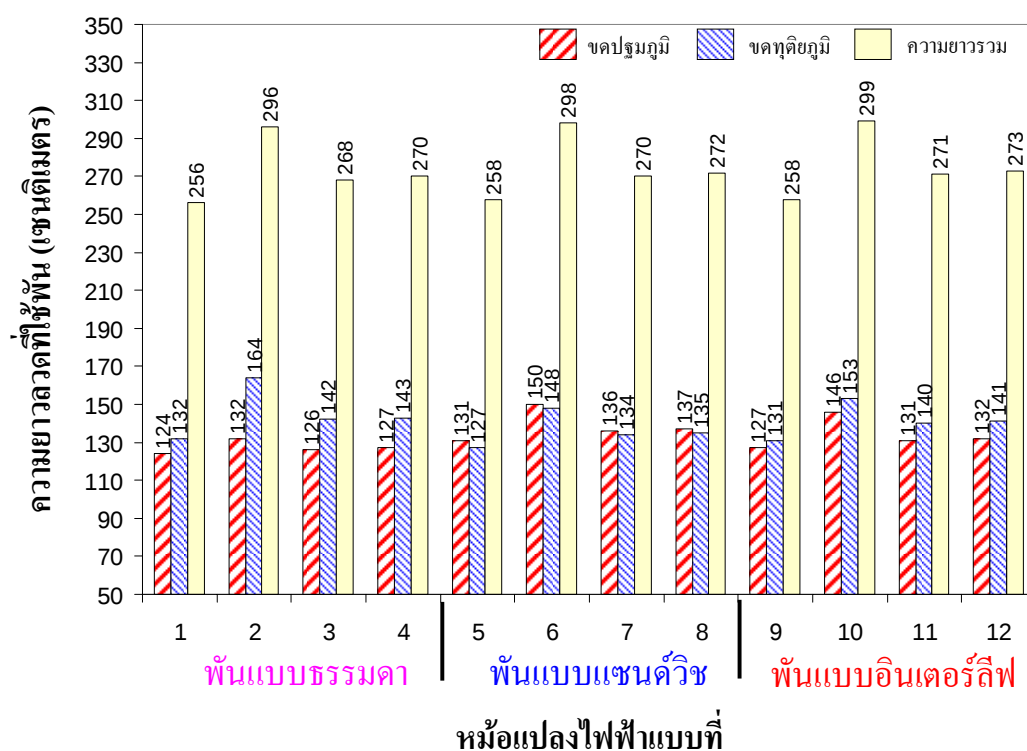
รูปแบบหม้อแปลง		ด้านแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงสุด	ด้านประสิทธิภาพรวมของวงจร	ด้านลดผลสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า
รูปแบบย่อยที่ 1 ลวดเบอร์ 23AWG จำนวน 2 ชั้น : 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ	1	☒ แย่ที่สุด	☒ แย่ที่สุด	☒ ดีที่สุด
	5	ใกล้เคียงกัน	ใกล้เคียงกัน	ใกล้เคียงกัน
	9			
รูปแบบย่อยที่ 2 ลวดเบอร์ 23AWG จำนวน 4 ชั้น : 4ชั้น ชั้นละ 5 รอบ	2	☒ แย่ที่สุด	☒ แย่ที่สุด	☒ ดีที่สุด
	6	ใกล้เคียงกัน	ใกล้เคียงกัน	☒ แย่ที่สุด
	10			
รูปแบบย่อยที่ 3 ลวดเบอร์ 17AWG จำนวน 2 ชั้น : 2 ชั้น ชั้นละ 10 รอบ	3	☒ แย่ที่สุด	☒ แย่ที่สุด	☒ ดีที่สุด
	7	ใกล้เคียงกัน	ใกล้เคียงกัน	ใกล้เคียงกัน
	11			
รูปแบบย่อยที่ 4 ลวดเบอร์ 17AWG จำนวน 2 ชั้น : 2ชั้น ชั้นละ 10 รอบ แต่ละ รอบห่างกัน 1 มม.	4	☒ แย่ที่สุด	☒ แย่ที่สุด	☒ แย่ที่สุด
	8	ใกล้เคียงกัน	ใกล้เคียงกัน	☒ ดีที่สุด
	12			

7.1.3 สรุปผลการวิจัยในด้านอื่นๆ

ในส่วนนี้เป็นการนำข้อมูลต่างๆมาสรุปให้เห็นภาพรวม เพื่อใช้เป็นแนวทางในการเลือกรูปแบบการพันของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงในด้าน ความยาวลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง น้ำหนักของหม้อแปลงเมื่อมีการพันขลวดแบบต่างๆ และความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ รวมถึงความยุ่งยากในการพันขลวดรูปแบบต่างๆ ซึ่งจะมีการสรุปรวมความสัมพันธ์ของทุกด้านในตอนสุดท้าย

7.1.3.1 ความยาวลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

ในรูปแบบการพันขลวดของหม้อแปลงแบบต่างๆนั้น ถึงจำนวนรอบรวมในการพันขลวดเท่ากันแต่เมื่อใช้รูปแบบในการพันที่แตกต่างกัน ก็จะทำให้ใช้ความยาวลวดที่ไม่เท่ากัน ดังนั้นในการวิจัยนี้จึงนำความยาวลวดทองแดงที่ใช้ในการพันขลวดของแต่ละแบบดังแสดงในรูปที่ 7.7



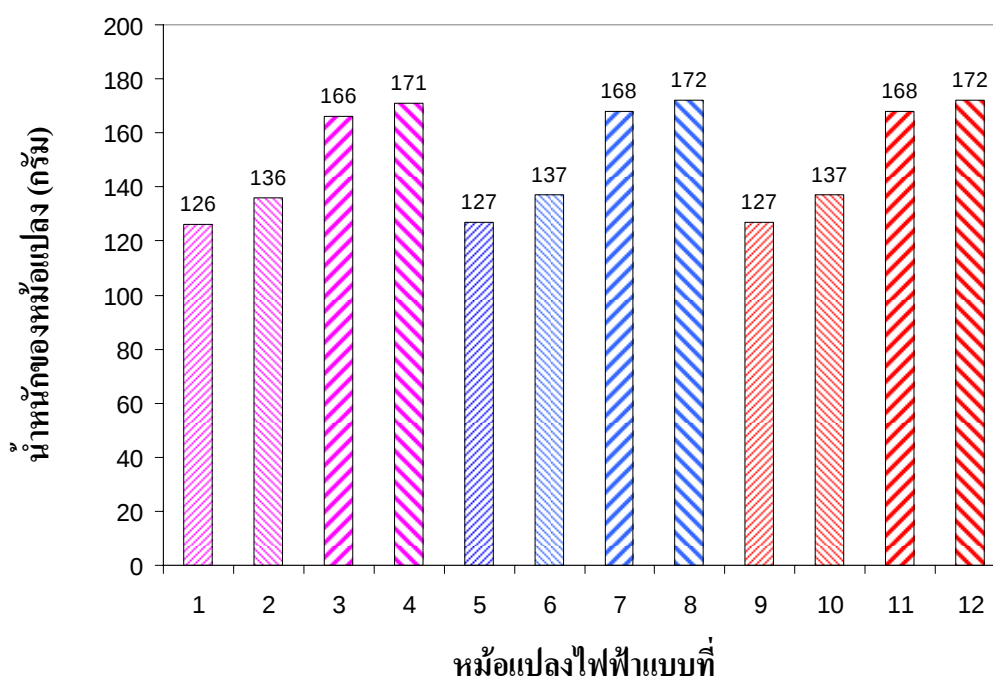
รูปที่ 7.7 ความยาวลวดทองแดงที่ใช้ในการพันขลวดแต่ละแบบ

จากความยาวของลวดทองแดงที่ใช้ในรูปที่ 7.7 นั้นจะเห็นว่าแบบที่ 2 แบบที่ 6 และแบบที่ 10 ซึ่งเป็นแบบที่มีจำนวนชั้นในการพันมากที่สุดคือ 4 ชั้น จะใช้ลวดยาวที่สุดและมีความยาวที่ใกล้เคียงกันของการพันทั้ง 3 รูปแบบหลัก ถึงแม้ว่าเมื่อพิจารณาความยาวเฉพาะขดปฐมภูมิและทุติยภูมินั้นจะมีความยาวไม่เท่ากัน โดยสามารถอธิบายได้ว่าการที่แบบที่ 2 นั้นใช้ลวดในการ

พันชดฺติยภูมิยาวที่สุดคือ 164 ซม. นั่นเพราะว่าการพันแบบธรรมดาที่พันชดฺติยภูมิจะอยู่วนนอกสุดและในแบบที่ 2 นั้นมีจำนวนชั้นของการพันมากที่สุดจึงทำให้ต้องใช้ความยาวลวดที่ยาวกว่าเนื่องจากเส้นรอบวงของแกนแม่เหล็กที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากการพันชดฺปฐมภูมินั้นเอง ส่วนในแบบที่ 6 และแบบที่ 10 นั้นทั้งสองขดจะมีความยาวที่ใกล้เคียงกันเนื่องจากรูปแบบการพันที่มีการสลับกันพันระหว่างชดฺปฐมภูมิและชดฺติยภูมิ จึงทำให้ความยาวของลวดที่ใช้ขึ้นมีการเฉลี่ยกันไป และในกรณีของการพันที่มีจำนวนชั้นเท่ากันในแบบที่ 1 กับแบบที่ 3 นั้นมีความยาวไม่เท่ากันถึงแม้จะเป็นการพันแบบเดียวกันก็เนื่องจากในแบบที่ 1 นั้นใช้ลวดที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางที่เล็กกว่าแบบที่ 3 จึงทำให้เมื่อพันแล้วเกิดการเพิ่มขึ้นของเส้นรอบวงของแกนแม่เหล็กที่น้อยกว่าจึงทำให้ใช้ลวดที่สั้นกว่านั่นเอง และด้วยเหตุผลดังกล่าวก็จะสามารถนำไปอธิบายความยาวที่แตกต่างกันของทุกกรณีได้ แต่ในด้านของความยาวรวมนั้นเมื่อเปรียบเทียบในกรณีที่การพันรูปแบบย่อยเดียวกันเช่นแบบที่ 1 แบบที่ 5 และแบบที่ 9 นั้นจะมีความยาวรวมที่ใกล้เคียงกันไม่ว่าจะเป็นการพันแบบธรรมดา แบบแซนดวิช และแบบอินเตอร์ลิฟ และการพันรูปแบบย่อยที่เหลือก็จะเป็นเช่นเดียวกันนี้ ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าการพันทั้ง 3 แบบหลักนั้นไม่ทำให้ความยาวของลวดทั้งหมดที่ใช้พันแตกต่างกันมาก

7.1.3.2 น้ำหนักของหม้อแปลงสำหรับการพันชดลวดแบบต่างๆ

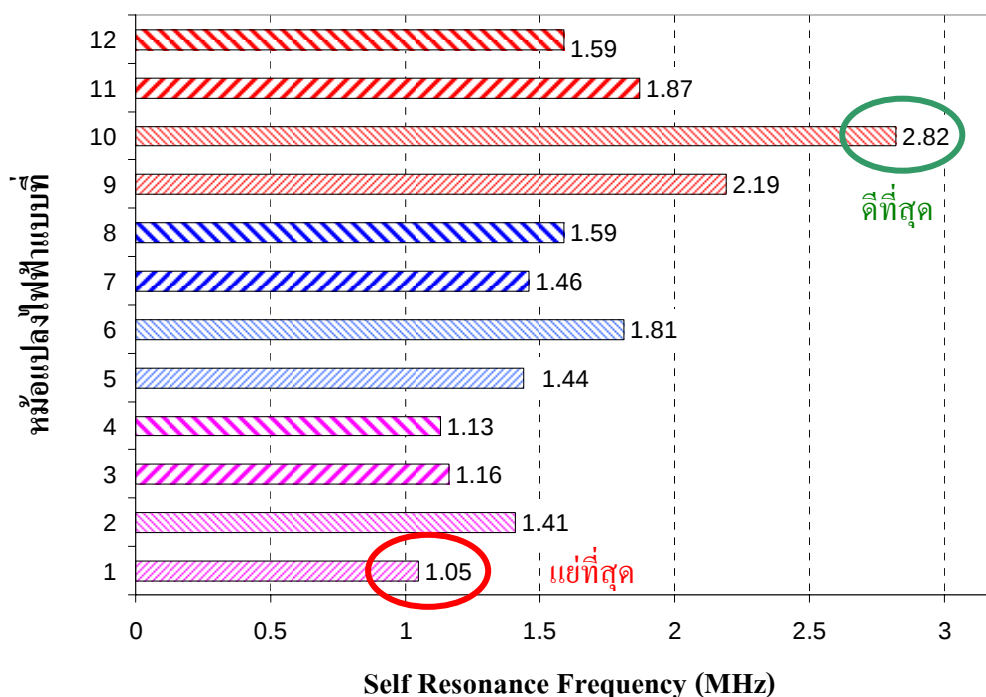
น้ำหนักของหม้อแปลงก็เป็นตัวแปรที่เปลี่ยนไปตามรูปแบบการพันชดลวด เนื่องจากแกนแม่เหล็กนั้นมีน้ำหนักคงที่ดังนั้นน้ำหนักที่เกิดขึ้นก็จะแปรผันตรงกับสิ่งที่นำมาพันบนแกนของหม้อแปลงนั่นเอง โดยสามารถสรุปได้ดังรูปที่ 7.8



รูปที่ 7.8 น้ำหนักของหม้อแปลงสำหรับการพันชดลวดรูปแบบต่างๆ

7.1.3.3 ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ของหม้อแปลง

ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์นั้นจะเป็นตัวแสดงถึงความถี่สูงสุดที่หม้อแปลงไฟฟ้ายังมีความสามารถในการเป็นตัวเหนี่ยวนำ เพราะที่ความถี่สูงเกินไปผลของค่าตัวเก็บประจุแฝงก็จะส่งผลเพิ่มขึ้นนั่นเอง โดยการพันขดลวดในแต่ละแบบนี้ก็จะทำให้ค่าของตัวเก็บประจุแฝงเหล่านี้เปลี่ยนไป จึงทำให้ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์นั้นเปลี่ยนไปเช่นกัน ซึ่งสามารถสรุปได้ดังรูปที่ 7.9



รูปที่ 7.9 ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ

จากผลของ SRF ดังรูปที่ 7.9 นั้นแสดงให้เห็นว่าการพันแบบที่ 10 ซึ่งเป็นการพันแบบอินเตอร์ลิฟ และมีจำนวนชั้นในการพันขดลวด 4 ชั้น จะให้ผลของ SRF ที่ดีที่สุดคือที่ 2.82 MHz และในแบบที่ 1 ซึ่งเป็นการพันแบบธรรมดา จำนวน 2 ชั้น จะให้ผลของ SRF ที่แย่ที่สุดของทั้ง 12 แบบคือที่ 1.05 MHz ซึ่งเมื่อพิจารณารูปแบบการพันของการพันทั้ง 3 รูปแบบหลักแล้ว ก็จะพบว่า การพันที่มีจำนวนชั้นเพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า SRF ดีขึ้นเนื่องจากค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดนั้นมีค่าลดลงเพราะขดลวดอยู่ห่างกันมากขึ้น และเมื่อมองในภาพรวมการพันแบบอินเตอร์ลิฟก็จะให้ค่า SRF ที่ดีกว่าหรือเท่ากันกับการพันแบบธรรมดา และแบบแซนด์วิช โดยแบบธรรมดาก็จะให้ผลของ SRF ที่ต่ำที่สุด

7.1.3.4 ความซับซ้อนในการพันขดลวด

ในตารางที่ 7.3 เป็นการจัดลำดับความยุ่งยากในการพันขดลวดทั้ง 12 แบบโดยผู้วิจัยเป็นผู้กำหนดขึ้นจากเวลาที่ใช้ในการพันขดลวดของหม้อแปลงแต่ละแบบ โดยเวลาที่ใช้ในการพันขดลวดนั้น จะคิดจากเวลาที่ใช้ในการเตรียมอุปกรณ์ในการพันขดลวด และเวลาที่ใช้ในการพันขดลวดของแต่ละแบบ ซึ่งจะแทนด้วยจำนวนนาฬิกาตามความยากง่ายในการพันขดลวด โดยจะแบ่งเป็น 4 ระดับคือ ง่าย ปานกลาง ยุ่งยาก และยุ่งยากมาก ซึ่งจะแทนด้วยจำนวนนาฬิกา 1 อัน 2 อัน 3 อันและ 4 อันตามลำดับ

ตารางที่ 7.3 การให้คะแนนความยากในการพันขดลวดของหม้อแปลงทั้ง 12 แบบ

รูปแบบหม้อแปลง	ความยาก / ง่ายในการพันขดลวด
แบบที่ 1	
แบบที่ 2	 
แบบที่ 3	
แบบที่ 4	  
แบบที่ 5	 
แบบที่ 6	  
แบบที่ 7	 
แบบที่ 8	  
แบบที่ 9	  
แบบที่ 10	   
แบบที่ 11	  
แบบที่ 12	   

 ง่าย ใช้เวลาพันน้อยกว่า 40 นาที

  ปานกลาง ใช้เวลาพัน 40 - 60 นาที

   ยุ่งยาก ใช้เวลาพัน 60 - 85 นาที

    ยุ่งยากมาก ใช้เวลาพัน 85 - 115 นาที

7.1.3.5 ผลการทดสอบเมื่อมีการใส่วงจรสับเบอร์

ผลการทดสอบเมื่อใส่วงจร R-C-D สับเบอร์พร้อมตัวสวิตช์มอสเฟต โดยการทดสอบนั้นได้ทำการเลือกเฉพาะรูปแบบการพันขดลวด ที่มีผลการทดสอบแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่สูงที่สุดคือมีแรงดัน 206 โวลต์ และที่ต่ำที่สุดที่ 92 โวลต์ คือในการพันขดลวดแบบที่ 2 และแบบที่ 12 ตามลำดับ มาใช้ในการทดสอบเท่านั้น ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าการใส่วงจรสับเบอร์นั้น ส่งผลให้ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมตัวสวิตช์มอสเฟตลดลง รวมถึงส่งผลให้ระดับของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำมีระดับที่ลดลงด้วยเช่นกัน ดังแสดงไว้ในหัวข้อที่ 6.4 อย่างละเอียดแล้ว

ดังนั้นจากข้อมูลที่ได้นำเสนอในหัวข้อ 7.1.3 สามารถสรุปเป็นหัวข้อได้ดังนี้

- ความยาวรวมของลวดที่ใช้พันหม้อแปลงนั้นจะมีความยาวที่ใกล้เคียงกัน เมื่อมีรูปแบบขดลวดในการพันที่เหมือนกัน ไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนรูปแบบหลักในการพันขดลวดทั้ง 3 แบบคือการพันแบบธรรมดา แบบแซนด์วิช หรือแบบอินเตอร์ลีฟ ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าการเปลี่ยนรูปแบบการพันหลักทั้ง 3 แบบของขดลวดนั้นไม่ส่งผลกระทบต่อในด้านความยาวของลวดที่เพิ่มขึ้น
- น้ำหนักของหม้อแปลงที่ไม่เท่ากัน ก็เนื่องจากความยาวของลวดที่ใช้พันขดลวดนั้นไม่เท่ากันเพราะว่าแกนแม่เหล็กนั้นมีน้ำหนักที่คงที่ โดยจะพบว่ารูปแบบการพันขดลวดที่ใช้ลวดเส้นที่มีขนาดโตกว่าก็จะมีน้ำหนักที่มากกว่า ดังนั้นสรุปได้ว่าน้ำหนักของหม้อแปลงจะแปรผันตรงกับขนาดของลวดที่ใช้พันเมื่อมีจำนวนรอบในการพันเท่ากัน
- การพันที่มีจำนวนชั้นของขดลวดเพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนรอบในการพันขดลวดนั้นเท่าเดิม จะส่งผลให้ค่า SRF ของหม้อแปลงนั้นมีค่าสูงขึ้น เช่นในแบบที่ 9 และแบบที่ 10 ซึ่งมีจำนวนรอบในการพัน 20 รอบเท่ากันแต่แบบที่ 10 นั้นมีจำนวนชั้นในการพันที่มากกว่า 2 ชั้น จะทำให้ได้ค่า SRF ที่สูงกว่าแบบที่ 9 ถึง 0.6 MHz แต่ก็ต้องใช้ลวดที่มีความยาวเพิ่มขึ้นเช่นกัน รวมถึงความยุ่งยากในการพันขดลวดที่เพิ่มขึ้น
- ในด้านความซับซ้อนในการพันขดลวดนั้น รูปแบบการพันขดลวดที่มีจำนวนชั้นในการพันที่มากกว่าจะทำให้เกิดความยุ่งยากที่มากกว่า และเมื่อเปรียบเทียบการพันทั้ง 3 รูปแบบหลักแล้ว การพันแบบอินเตอร์ลีฟจะซับซ้อนที่สุดเนื่องจากต้องมีการพันขดลวดสลับชั้นกันระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิ ซึ่งถ้ามีจำนวนชั้นของขดลวดเพิ่มขึ้นการพันแบบอินเตอร์ลีฟนั้นก็ยิ่งยุ่งยากมากยิ่งขึ้น โดยการพันแบบธรรมดาจะเป็นรูปแบบการพันขดลวดที่ง่ายที่สุด

- การใส่วงจรสับเบอร์ในวงจรนั้นสามารถทำให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสูงสุดลดลงได้ ซึ่งได้ทำการทดสอบกับรูปแบบการพันที่ 2 และรูปแบบการพันที่ 12 นอกจากนั้นการใส่สับเบอร์ยังสามารถลดระดับของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดขึ้นได้เช่นกัน แต่การใส่วงจรสับเบอร์ก็เป็นการเพิ่มจำนวนของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรจึงทำให้เกิดการสูญเสียที่วงจรสับเบอร์ด้วยเช่นกัน ดังนั้นจึงทำให้ประสิทธิภาพรวมของวงจรนั้นต่ำลงด้วยเช่นกัน

จากผลการทดสอบและการวัดค่าในด้านอื่นๆ นั้นสามารถนำมาสรุปรวมเพื่อใช้ในการตัดสินใจเลือกรูปแบบการพันที่เหมาะสมนั้น ซึ่งแสดงไว้ในตารางที่ 7.4

ตารางที่ 7.4 แนวทางในการเลือกใช้รูปแบบการพันโดยพิจารณาเงื่อนไขในด้านอื่นๆ

รูปแบบการพัน	ความยาวลวดที่ใช้ในการพันหม้อแปลง	อุณหภูมิขณะใช้งาน	ค่า SRF ของหม้อแปลง	ความยุ่งยากในการพันขดลวด
แบบธรรมดา	ใกล้เคียงกัน	สูงที่สุด	ต่ำที่สุด	ง่าย
แบบแซนด์วิช		ใกล้เคียงกัน	ปานกลาง	ปานกลาง-ยาก
แบบอินเตอร์ลิฟ			สูงที่สุด	ยาก-ยากมาก

ในหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการพันทั้ง 12 แบบนั้น หม้อแปลงรูปแบบที่ 12 นั้นจะดีที่สุดในด้านของประสิทธิภาพรวมของวงจร และในด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ แต่ผลที่ตามมาคือการพันขดลวดที่มีความยุ่งยากและซับซ้อนมากกว่าแบบอื่นๆ ดังแสดงในตารางที่ 7.3 จึงต้องมีการเปรียบเทียบว่า การเสียเวลาและต้นทุนที่เพิ่มขึ้นในการพันหม้อแปลงที่ซับซ้อน กับผลของประสิทธิภาพที่ได้กลับมานั้นคุ้มกันหรือไม่ ซึ่งผู้ออกแบบนั้นจะต้องเป็นผู้พิจารณาในด้านต่างๆ โดยสามารถนำผลของการวิจัยนี้ไปประยุกต์ใช้ได้ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะสรุปผลในด้านไฟฟ้ากำลังและผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมไว้เพียงเท่านี้ และคาดว่าจะนำประเด็นนี้ไปศึกษาวิเคราะห์และหาคำอธิบายที่ชัดเจนขึ้นของการเกิดสัญญาณรบกวนในโหมดผลต่าง และโหมดผลรวม ของรูปแบบการพันขดลวดแบบต่างๆ ในอนาคตต่อไป

7.2 ข้อเสนอแนะ

ประเด็นต่างๆ ที่จะเป็นแนวทางในการวิจัยและข้อเสนอแนะต่างๆ มีดังต่อไปนี้

(ก) แนวทางในการวิจัยต่อไป

1. วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรง ที่มีการใช้งานหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงนั้น นอกจากวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์แล้ว ยังมีวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรง แบบอื่นที่นิยมใช้เช่น วงจรพุก-พูล วงจรฮาร์ฟบริดจ์ และวงจรฟูลบริดจ์ ซึ่งหม้อแปลงจะทำงานในโหมดที่ต่างกัน เมื่อมองในด้านของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิดังนั้นจึงอาจมีความแตกต่างกันในด้านของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้น

2. การศึกษาถึงการสร้างโมเดลของตัวเก็บประจุแผ่นต่างๆ ของหม้อแปลงเช่น ตัวเก็บประจุแผ่นระหว่างรอบต่อรอบ ขดต่อขด เป็นต้น

3. การเพิ่มกำลังไฟฟ้าด้านออกให้สูงขึ้น ก็อาจทำให้รูปแบบของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเปลี่ยนไป

4. การทดสอบและวิเคราะห์เพื่อศึกษาและอธิบายผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง และโหมดผลรวม ของรูปแบบการพันขดลวดแบบต่างๆ

5. การศึกษาถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายผ่านทางอากาศ ของรูปแบบการพันขดลวดแบบต่างๆ

(ข) ข้อเสนอแนะอื่นๆ

1. รูปแบบการพันหม้อแปลงความถี่สูงแบบต่างๆ ในงานวิจัยนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและลดสัญญาณรบกวนให้น้อยลงได้

2. เมื่อต้องเลือกรูปแบบการพันขดลวดที่มีสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นใกล้เคียงกัน ควรเลือกรูปแบบการพันขดลวดที่เกิดขดแรกของสัญญาณรบกวนที่มีความถี่ที่สูงกว่าเนื่องจากสามารถออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ให้มีขนาดที่เล็กลงได้

3. ในการนำรูปแบบการพันขดลวดไปใช้จริงในอุตสาหกรรมนั้น ต้องมีการศึกษาตัวแปรในด้านอื่นๆ ดังที่ได้กล่าวไว้แล้วเช่น ความยาวของลวดทั้งหมดที่ใช้ น้ำหนักที่อาจเพิ่มขึ้น รวมไปถึงความยุ่งยากในการพันขดลวด เป็นต้น ซึ่งทั้งหมดนี้จะส่งผลกระทบต่อต้นทุนในการผลิตโดยตรง

บรรณานุกรม

- [1] วีระเชษฐ์ จันเงิน, วุฒิพล ชาราธิ์เศรษฐ์, “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง”, พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพมหานคร: โรงพิมพ์ ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ.พรินติ้ง. 2547
- [2] สุวัฒน์ คั่น, “เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย”, พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพมหานคร: โรงพิมพ์ สหายบล็อกและการพิมพ์. 2537
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, “Power Electronics converters”, Applications, and Design, Third Edition”, John Wiley & Sons, Inc., 1989
- [4] Daniel W. Hart, “Introduction to Power Electronics”, Prentice-Hall, Inc., 1997
- [5] Abraham I. Pressman, “Switching Power Supply Design”, Second Edition 1999, The McGraw-Hill Companies, Inc., 1999
- [6] Robert W. Erickson, Dragan Maksimović, University of Colorado, “Fundamentals of Power Electronics”, Second Edition 2001, Kluwer academic Publishers.
- [7] Jean-Pierre Vandelac, Phoivos D. Ziogas, “A Novel Approach for Minimizing High-Frequency Transformer Copper Losses”, *IEEE Trans. Power Electronics.*, vol.3, No.3 July 1988
- [8] Mao Xinkui, Chen Wei, “More Precise Model for Parasitic Capacitances in High-frequency Transformer”, *IEEE PESC*, 2002, pp.1054-1057.
- [9] M.J. Prieto, A. Fernández, J.M. Diaz, J.M. Lopera, J. Sebastián, “Influence of Transformer Parasitics in Low-Power Applications”, *IEEE APEC*, 2002, pp.1175-1180.
- [10] H.Y. Lu, J.G. Zhu, S.Y.R. Hui, V.S. Ramsden, “Dynamic Circuit Modeling of a High Frequency Transformer”, *IEEE PESC*, 1998, pp.1479-1485.
- [11] J.G. Zhu, S.Y.R. Hui, V.S. Ramsden, “Discrete modeling of magnetic cores including hysteresis eddy current and anomalous losses”, *IEE Proceeding A*, Vol.140, No.4, July 1993, 317-322
- [12] H.Y. Lu, J.G. Zhu, V.S. Ramsden, S.Y.R. Hui, “Measurement and Modeling of Stray Capacitances in High Frequency Transformers”, *IEEE PESC*, 1999, pp.763-768
- [13] 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 Transformers”, *IEEE PESC*, 2000, pp.1645-1650.

- [14] 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
- [15] R. Prieto, J.A. Cobos, O. Gracia, R. Asensi, J. Uceda, "Optimizing The Winding Strategy of The Transformer in a Flyback Converter" *IEEE PESC*, 1996, pp.1456-1462.
- [16] R. Prieto, J.A. Cobos, O. Gracia, R. Asensi, J. Uceda, "Interleaving Techniques in Magnetic Components", *IEEE APEC*, 1997, pp.931-936.
- [17] R. Prieto, J.A. Cobos, O. Gracia, R. Asensi, J. Uceda, "Model of The Capacitive Effects in Magnetic Components", *IEEE PESC*, 1995, pp.678-683.
- [18] John A. Collins, "An Accurate Method for Modeling Transformer Winding Capacitances", *IEEE IECON*, 1990, pp.1094-1099.
- [19] Tihanyi, László., "Electromagnetic Compatibility in Power Electronics", IEEE Press, 1995.
- [20] Tim Williams and Keith Armstrong, "EMC for Systems and Installations", Oxford : Newnes. Inc., 2000
- [21] T. Williams, "EMC for Product Designers", Newnes, Second Edition, 1996
- [22] Redl, R. "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility", Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record, 27th Annual IEEE, Volume: 1,
- [23] John C.Fluke, "Controlling conducted emission by design", New York, VNR, 1991.
- [24] Colonel Wm., T.McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook", second edition, MARCEL DEKCEL, Inc 1988
- [25] Colonel Wm., T.McLyman, "Designing Magnetic Component for High Frequency DC-DC Converters", Kg Magnetic, Inc. 1993
- [26] Alex Van den Bossche, Vencislav Cekov Valchev, "Inductors and Transformers for Power Electronics", T&F informa plc. , 2005
- [27] Christophe P. Basso, "Switch-Mode Power Supply Spice Cookbook", McGraw-Hill, 2001
- [28] Marty Brown, "Practical Switching Power Supply Design", Academic Press, Inc., 1990
- [29] Marty Brown, "Power Supply Cookbook", Butterworth-Heinemann, 1994
- [30] Ron Lenk, "Practical Design of Power Supplies", Mcgraw-Hill, 1998
- [31] Keith H. Bilings, "Switchmode Power Supply Handbook", Mcgraw-Hill, 1999
- [32] George Chryssis, "High-Frequency Switching Power Supply: Theory and Design", Mcgraw-Hill, 1989
- [33] Issa Batarseh, "Power Electronic Circuits", John Wiley & Sons, Inc., 2004

ภาคผนวก ก

ข้อมูลแกนหลักและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้

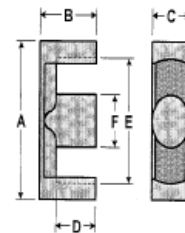
(ข้อมูลแกนหลักจะแสดงข้อมูลที่ใช้ออกแบบในบทที่ 4 เท่านั้น ส่วนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังจะแสดงเฉพาะหน้าแรกของอุปกรณ์เท่านั้น
เนื่องจากสามารถสืบค้นได้ที่ www.alldatasheet.com)

ข้อมูลของแกนแม่เหล็ก 6H20 ETD44/22/15 และ Bobbin

PHYSICAL DIMENSIONS

PART NUMBER	TYPE		A	B	C	D (min.)	E	F
*43434-EC	ETD34	in.	1.346 ± .030	.661 ± .008	.425 ± .012	.464	1.035 ± .027	.425 ± .012
		(mm.)	(34.2)	(17.3)	(10.8)	(11.8)	(26.3)	(10.8)
*43521-EC	EER-35L	in.	1.378 ± .020	.815 ± .008	.445 ± .010	.567	1.028 ± .020	.445 ± .010
		(mm.)	(35.0)	(20.7)	(11.3)	(14.4)	(26.1)	(11.3)
*43939-EC	ETD39	in.	1.539 ± .035	.779 ± .008	.492 ± .012	.560	1.185 ± .031	.492 ± .012
		(mm.)	(39.09)	(19.8)	(12.5)	(14.2)	(30.1)	(12.5)
*44216-EC	EER-42	in.	1.659 ± .032	.850 ± .008	.579 ± .012	.614	1.220 ± .023	.579 ± .012
		(mm.)	(42.1)	(21.6)	(14.7)	(15.6)	(31.0)	(14.7)
*44444-EC	ETD44	in.	1.732 ± .040	.878 ± .008	.583 ± .015	.635	1.311 ± .032	.583 ± .015
		(mm.)	(43.99)	(22.3)	(14.8)	(16.1)	(33.3)	(14.8)
*44949-EC	ETD49	in.	1.917 ± .031	.972 ± .008	.642 ± .015	.696	1.467 ± .035	.642 ± .015
		(mm.)	(48.89)	(24.7)	(16.3)	(17.7)	(37.0)	(16.3)
*45959-EC	ETD59	in.	2.354 ± .051	1.220 ± .008	.852 ± .018	.870	1.760 ± .043	.852 ± .018
		(mm.)	(59.8)	(31)	(21.65)	(22.1)	(44.7)	(21.65)
*47054-EC		in.	2.700 ± .060	2.125 ± .015	.787 ± .015	1.647	2.130 ± .050	.787 ± .015
		(mm.)	(68.58)	(54)	(20)	(41.8)	(54.1)	(20)

ETD and EER Cores



CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.589	mm ⁻¹
V_e	effective volume	17800	mm ³
l_e	effective length	103	mm
A_e	effective area	173	mm ²
A_{min}	minimum area	172	mm ²
m	mass of core half	≈ 47	g

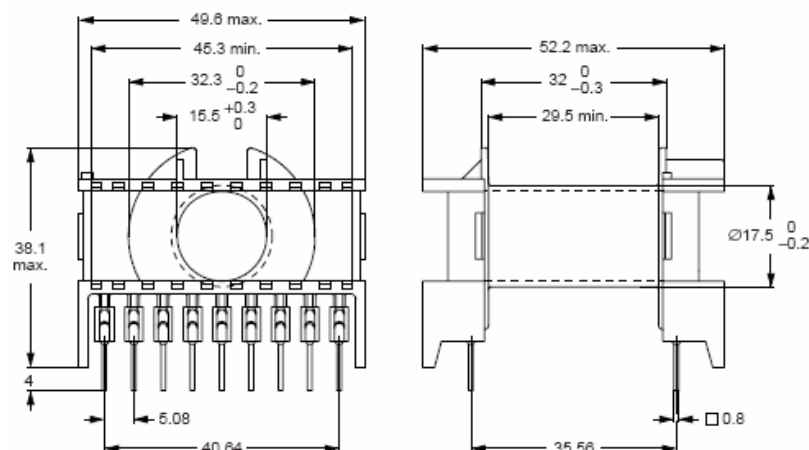
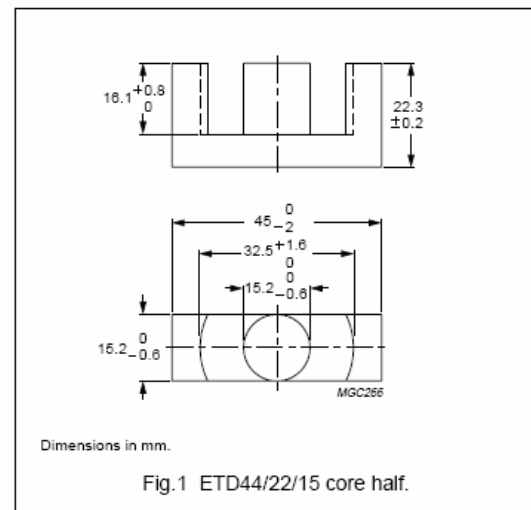


Fig.2 ETD44/22/15 coil former; 18-pins.

คุณสมบัติของเนื้อสาร 6H20 และข้อมูลอื่นๆ

FDK

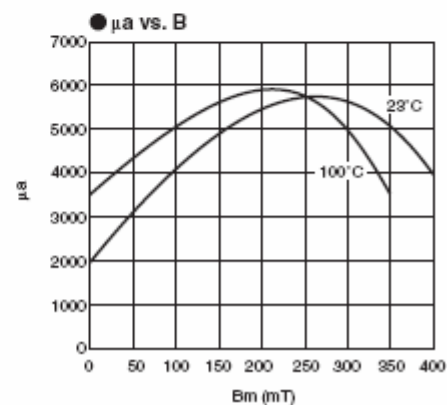
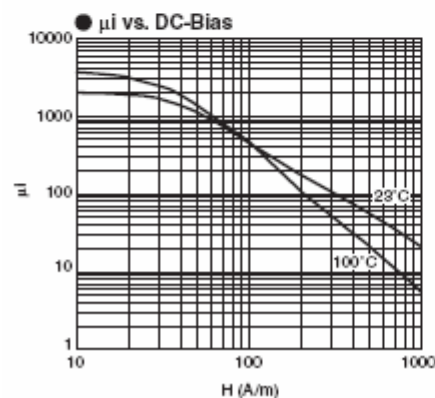
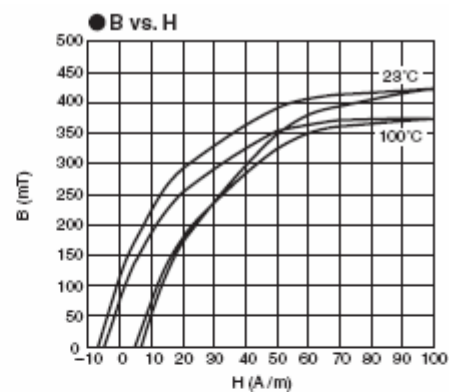
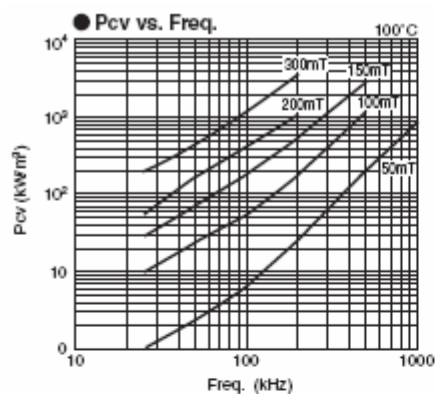
Standard material characteristics (Power material)

Property	Symbol	Condition	Unit	6H10	6H20	6H40	6H41	6H42	7H10	7H20
AC initial permeability	μ_i	0.1 MHz	—	2500	2300	2400	2500	3400	1500	1000
Saturation magnetic flux density	B_s (1000 A/m)	23 °C 100 °C	mT	510 390	510 390	530 430	530 430	530 430	480 380	480 380
Residual magnetic flux density	B_r	23 °C	mT	110	130	110	110	110	150	130
Coercivity	H_c	23 °C	A/m	13	13	10	10	10	30	25
Relative loss factor	$\tan \delta / \mu_i$	0.1 MHz	$\times 10^{-4}$	<5	<5	<3	<3	<3	<5	<4
Core loss	200 mT	25 kHz	kW/m ³	—	—	90	75	60	—	—
				—	—	75	60	50	—	—
				65	80	60	50	40	—	—
				55	65	50	40	45	—	—
		100 kHz	kW/m ³	80	55	40	45	55	—	—
				—	—	650	550	450	—	—
				—	—	550	450	350	—	—
				450	550	450	350	300	—	—
		500 kHz	kW/m ³	400	450	350	300	325	—	—
				500	400	300	325	375	—	—
				—	—	—	—	—	100	50
				—	—	—	—	—	80	40
Core loss	50 mT	1 MHz	kW/m ³	—	—	—	—	—	100	50
				—	—	—	—	—	400	200
				—	—	—	—	—	400	200
				—	—	—	—	—	500	250
Temperature coefficient	$\alpha_{\mu r}$	20 °C ~ 80 °C	$\times 10^{-4}$	8	8	8	8	8	8	8
Curie temperature	T_c	—	°C	>200	>200	>200	>200	>200	>200	>200
Resistivity	ρ	—	$\Omega \cdot m$	3	3	2	2	2	5	5
Apparent density	d	—	$\times 10^3 \text{ kg/m}^3$	4.8	4.8	4.9	4.9	4.9	4.8	4.8

Note: 1) The values were obtained with toroidal cores (FR25/15/5).

2) The values were obtained at 23 ± 2 °C unless otherwise specified.

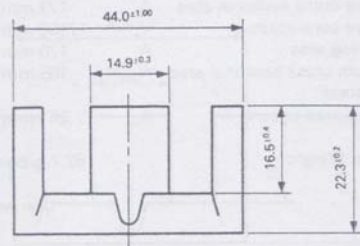
3) Initial permeability was measured at 10 kHz, 0.8 A/m.



กราฟ AL value ที่ใช้ กับระยะช่องอากาศ และ NI หรือ Ampere-Turn สูงสุดต่อค่า AL value

EER44/45 (ETD44)

EER CORE



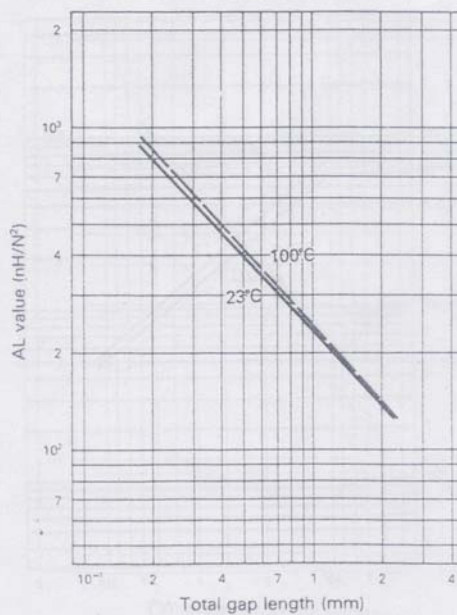
Magnetic Parameter

Core constant	C_1	0.59208 mm ⁻¹
Effective magnetic pass length	ℓ_e	103 mm
Effective cross sectional area	A_e	175 mm ²
Effective core volume	V_e	18100 mm ³
Center leg area	A_c	174 mm ²
Minimum cross sectional area (Back area)	A_{min}	173 mm ²
Winding area of core	A_w	304 mm ²
Approx. Weight		90.8 g/pair

Unit: mm

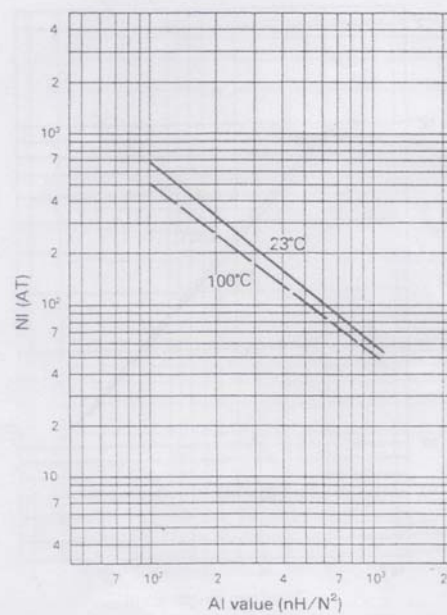
Product code	AL Value (nH/N ²)	Effective permeability μ_e	Air gap approx.	Core loss (Max.) 100kHz, 200mT (Watt)
6H20 EER44/45	4,000 $\pm$ 25% (3,000–5,000)	1,860	0	9.1

AL value vs. gap length



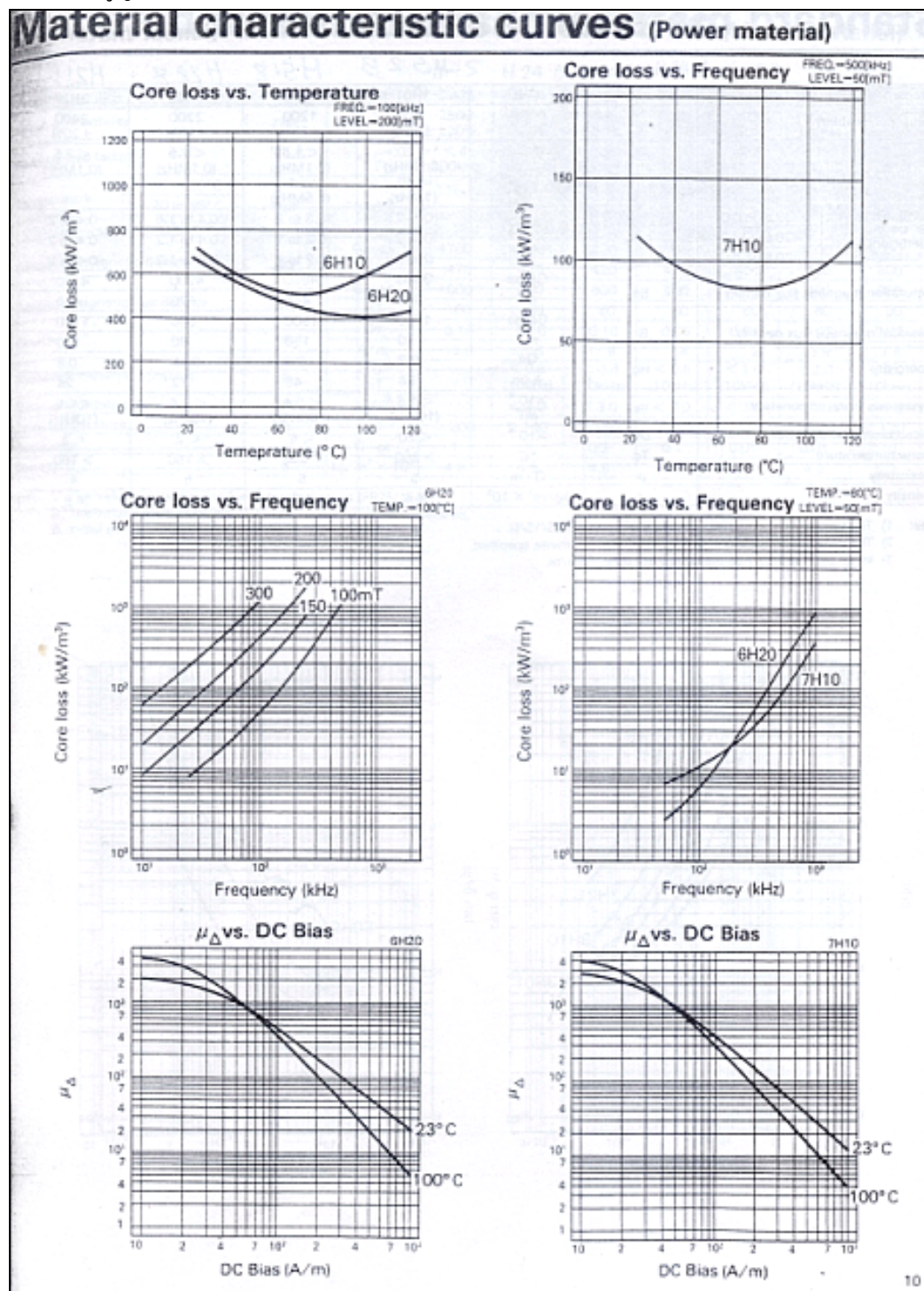
$$\begin{aligned}
 23^\circ\text{C} \quad & \text{AL} = 247.9 \times G^{-0.76216} \text{ (nH/N}^2\text{)} \\
 & G = 1151.2 \times \text{AL}^{-1.27849} \text{ (mm)} \\
 100^\circ\text{C} \quad & \text{AL} = 255.8 \times G^{-0.81304} \text{ (nH/N}^2\text{)} \\
 & G = 915.3 \times \text{AL}^{-1.22994} \text{ (mm)}
 \end{aligned}$$

NI vs. AL value



NI shows the point where the exciting current is 20% away from its extended linear part.

กำลังไฟฟ้าสูญเสียต่อปริมาตร ที่ความถี่ใช้งาน ของแกนเหล็ก 6H20 ETD44



สวิตช์มอสเฟตที่ใช้ IRFP460A

International
IOR Rectifier

SMPS MOSFET

PD- 91880
IRFP460A

HEXFET® Power MOSFET

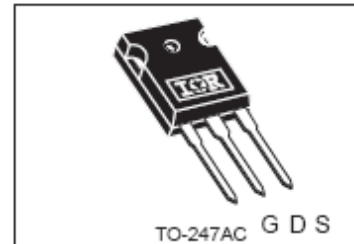
Applications

- Switch Mode Power Supply (SMPS)
- Uninterruptable Power Supply
- High speed power switching

V_{DSS}	$R_{ds(on)}$ max	I_D
500V	0.27 Ω	20A

Benefits

- Low Gate Charge Q_g results in Simple Drive Requirement
- Improved Gate, Avalanche and dynamic dv/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche Voltage and Current
- Effective C_{oss} specified (See AN1001)



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	20	A
I_D @ $T_C = 100^\circ\text{C}$	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10V	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
P_D @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/ $^\circ\text{C}$
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 30	V
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.8	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Typical SMPS Topologies:

- Full Bridge
- PFC Boost

ไดโอดกำลังด้านที่ต่อกับขดลวดทุติยภูมิ MUR1520

MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

Preferred Devices

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

These state-of-the-art devices are a series designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

Features

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- High Voltage Capability to 600 V
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures
- Pb-Free Packages are Available*

Mechanical Characteristics:

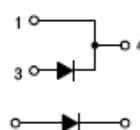
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 Grams (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds



ON Semiconductor®

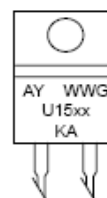
<http://onsemi.com>

ULTRAFAST RECTIFIERS 15 AMPERES, 100-600 VOLTS



TO-220AC
CASE 221B
PLASTIC

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
G = Pb-Free Package
U15xx = Device Code
xx = 10, 15, 20, 40 or 60
KA = Diode Polarity

ไอซีสร้างสัญญาณ PWM และควบคุมการทำงาน TL594

TL594

Precision Switchmode Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL594 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for Switchmode power supply control.

Features

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference, 1.5% Accuracy
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout
- Pb-Free Packages are Available*

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	42	V
Collector Output Current (Each Transistor) (Note 1)	I_{C1}, I_{C2}	500	mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42	V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Ambient (PDIP) Junction-to-Air (TSSOP) Junction-to-Ambient (SOIC)	$R_{\theta JA}$	80 140 135	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range TL594CD, CN, CDTB	T_A	-40 to 85	$^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45	$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

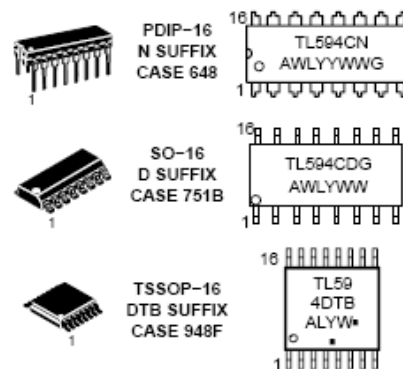
1. Maximum thermal limits must be observed.



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

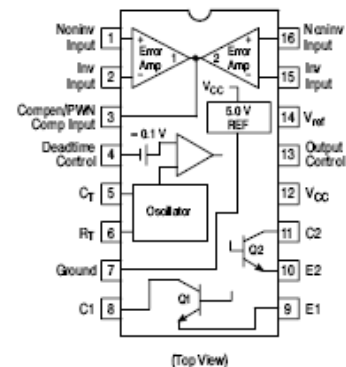
MARKING DIAGRAMS



A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week
G or * = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

PIN CONNECTIONS





2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

Technical Data

HCPL-3120
HCPL-J312
HCNW3120

Features

- 2.0 A Minimum Peak Output Current
- 15 kV/ μ s Minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500$ V
- 0.5 V Maximum Low Level Output Voltage (V_{OL}) Eliminates Need for Negative Gate Drive
- $I_{CC} = 5$ mA Maximum Supply Current
- Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis
- Wide Operating V_{CC} Range: 15 to 30 Volts
- 500 ns Maximum Switching Speeds
- Industrial Temperature Range: -40°C to 100°C
- Safety Approval
UL Recognized
2500 Vrms for 1 min. for HCPL-3120
3750 Vrms for 1 min. for HCPL-J312
5000 Vrms for 1 min. for HCNW3120

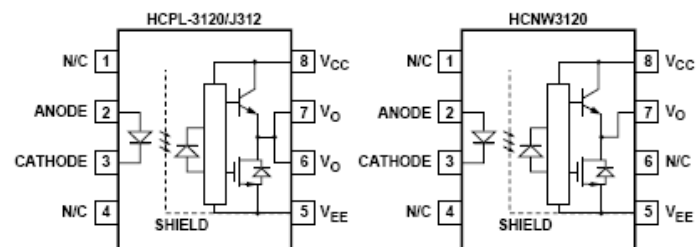
CSA Approval

VDE 0884 Approved
 $V_{IORM} = 630$ Vpeak for HCPL-3120 (Option 060)
 $V_{IORM} = 891$ Vpeak for HCPL-J312
 $V_{IORM} = 1414$ Vpeak for HCNW3120
BSI Certified (HCNW3120 only) (Pending)

Applications

- IGBT/MOSFET Gate Drive
- AC/Brushless DC Motor Drives
- Industrial Inverters
- Switch Mode Power Supplies

Functional Diagram



TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	$V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	V_O
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

ไอซีส่งผ่านสัญญาณด้วยแสง Optocoupler PC817

SHARP

PC817 Series

PC817 Series

High Density Mounting Type Photocoupler

- * Lead forming type (I type) and taping reel type (P type) are also available. (PC817/PC817P)
- ** TÜV (VDE0884) approved type is also available as an option.

■ Features

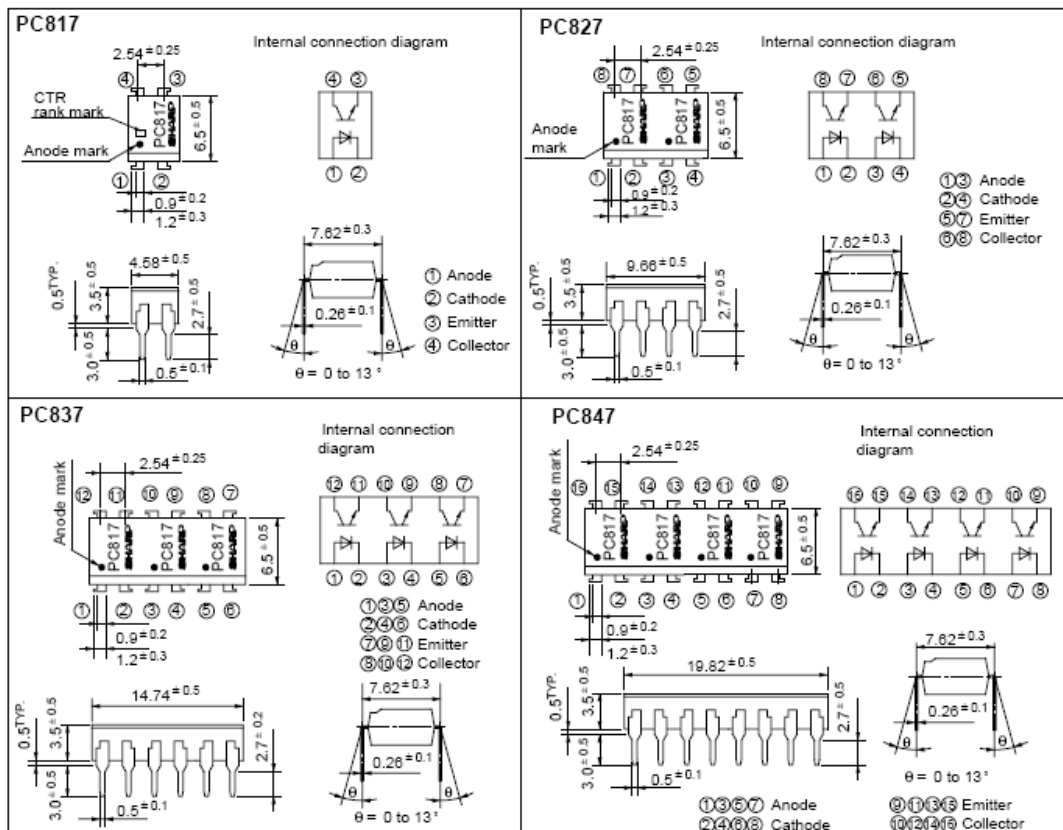
1. Current transfer ratio
(CTR: MIN. 50% at $I_F = 5\text{mA}$, $V_{CE} = 5\text{V}$)
2. High isolation voltage between input and output (V_{iso} : 5 000V_{rms})
3. Compact dual-in-line package
PC817 : 1-channel type
PC827 : 2-channel type
PC837 : 3-channel type
PC847 : 4-channel type
4. Recognized by UL, file No. E64380

■ Applications

1. Computer terminals
2. System appliances, measuring instruments
3. Registers, copiers, automatic vending machines
4. Electric home appliances, such as fan heaters, etc.
5. Signal transmission between circuits of different potentials and impedances

■ Outline Dimensions

(Unit : mm)



ไอซีควบคุมด้านพุตติขภูมิ TL431 (TO-92)

TL431, A, B Series, NCV431A

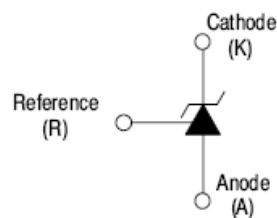
Programmable Precision References

The TL431, A, B integrated circuits are three-terminal programmable shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate as a low temperature coefficient zener which is programmable from V_{ref} to 36 V with two external resistors. These devices exhibit a wide operating current range of 1.0 mA to 100 mA with a typical dynamic impedance of 0.22 Ω . The characteristics of these references make them excellent replacements for zener diodes in many applications such as digital voltmeters, power supplies, and op amp circuitry. The 2.5 V reference makes it convenient to obtain a stable reference from 5.0 V logic supplies, and since the TL431, A, B operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

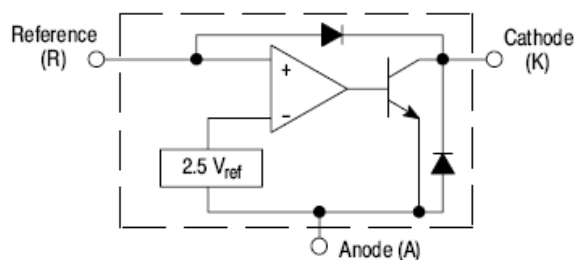
Features

- Programmable Output Voltage to 36 V
- Voltage Reference Tolerance: $\pm 0.4\%$, Typ @ 25°C (TL431B)
- Low Dynamic Output Impedance, 0.22 Ω Typical
- Sink Current Capability of 1.0 mA to 100 mA
- Equivalent Full-Range Temperature Coefficient of 50 ppm/°C Typical
- Temperature Compensated for Operation over Full Rated Operating Temperature Range
- Low Output Noise Voltage
- Pb-Free Packages are Available

Symbol



Representative Block Diagram



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>



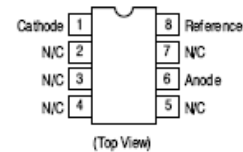
TO-92 (TO-226)
LP SUFFIX
CASE 29



PDIP-8
P SUFFIX
CASE 626



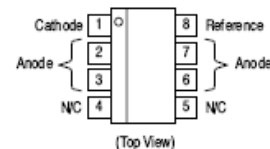
Micro8™
DM SUFFIX
CASE 846A



(Top View)



SOIC-8
D SUFFIX
CASE 751



(Top View)

เทปชนิด Polyester ที่ใช้รองแกนแม่เหล็กเพื่อให้เกิดช่องว่างอากาศ 1350-1

3M

1350-1, 1350-2 Tape

Flame-Retardant Tape with Polyester Film and Acrylic Pressure-Sensitive Adhesive

Data Sheet



Product Description

3M™ 1350 Tape is an electrical insulating polyester film tape, which meets the flame-retardancy requirements of UL 510. It consists of materials that are represented in many UL Recognized Insulation Systems and has a UI 130°C temperature rating. It also offers excellent flagging and solvent resistance; good wet grab; smooth, even unwind and is suitable for use on automated equipment.

- UL Recognized flame retardant
- UL Recognized Class 130°C/CSA
- Excellent Flagging Resistant
- Printable
- Solvent resistant without thermosetting
- Excellent shelf life

Colors

3M 1350 Tape is available in yellow, white and black.

Applications

3M 1350 Tape is especially suited for applications such as wrapping coils, capacitors, wire harnesses, transformers, shaded pole motors and fractional horsepower motors.

UL and CSA Component Recognition

UL Recognized for use at temperature not exceeding 130°C, flame retardant per UL Standard 510, UL File Number E17385, Product Category AOANZ2. Underwriters Laboratories (UL) Recognized products are evaluated for use as components of end-product equipment that is Listed or Classified by UL. To achieve Underwriters Laboratories Recognition, component construction must meet UL specifications and conditions of acceptability for proper and safe use of the component products, 3M Flame Retardant Tape with Polyester Film and Acrylic Pressure Sensitive Adhesive.

Typical Properties	1-mil Film	2-mil Film
Adhesive	Acrylic	Acrylic
Backing	Polyester Film	Polyester Film
Backing Thickness ¹	One mil (25 micron)	Two mils (50 micron)
Total Thickness ¹	2.5 mils / 0,063 mm	3.5 mils / 0,088 mm
Colors	Yellow, White, Black	Yellow, White, Black
Temperature Class	130°C (266°F)	130°C (266°F)
Dielectric Breakdown ¹	5500 Volts	7,000 Volts
Insulation Resistance ¹ (megohms)	>1 x 10 ⁶	>1 x 10 ⁶
Breaking Strength ¹	25 lbs. / in (44 N/10mm)	50 lbs. / in(88N/10mm)
Elongation ¹ (% at break)	100	110
Electrolytic Corrosion Factor ²	1.0	1.0
Adhesion to Steel ¹	30 oz/in (3,3N/10mm)	30 oz/in (3,3N/10mm)
UL 510 Flame Retardant ²	Yes	Yes
Printable	Yes	Yes

ตัวเก็บประจุที่ใช้ทางด้านพุดิยภูมิ 470 μ F

SPECIFICATIONS

Item	Performance Characteristic								
Operating Temperature Range	-55 to +100 °C								
Working Voltage Range	6.3 to 100 Vdc								
Capacitance Range	0.1 ~ 100 μ F								
Capacitance Tolerance	$\pm$ 20% (at 20°C 120Hz)								
Dissipation Factor (tan δ) (at 20°C 120Hz)	Rated Voltage (V)	6.3	10	16	25	35	50	63	100
	tan δ (Max)	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.10	0.08	0.07
Leakage Current	I = 0.01CV or 3 μ A, which is greater. I: Leakage current. (μ A) C: Rated capacitance. (μ F) V: Rated voltage. (V) The value after impress the rated voltage for 2 minutes.								
Load Life	The following requirements shall be satisfied when the capacitor are restored to 20°C after the rated voltage applied for 2,000 hours at 105°C: Capacitance change $\leq \pm$ 20% of the initial value Dissipation factor (tan δ) $\leq$ 200% of the specified value Leakage current $\leq$ specified value								
Shelf Life	The following requirements shall be satisfied when the capacitor are restored to 20°C after exposing them for 500 hours at 105°C without voltage applied. Capacitance change $\leq \pm$ 20% of the initial value Dissipation factor (tan δ) $\leq$ 200% of the specified value Leakage current $\leq$ 200% of the specified value								
Others	Satisfies characteristic W of JIS C-5141 (1991)								

RIPPLE CURRENT MULTIPLIERS

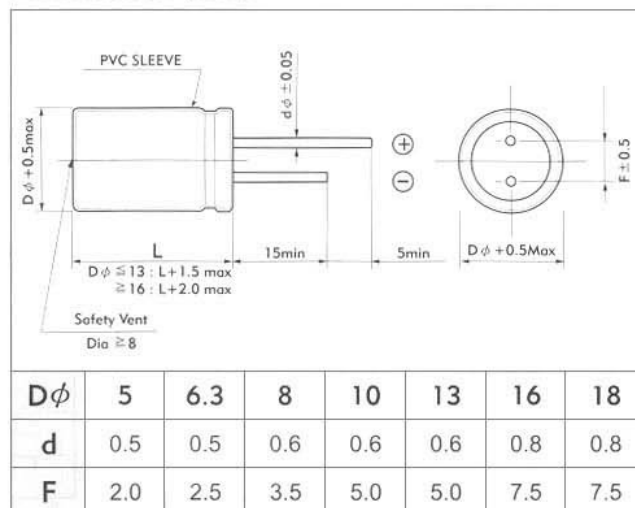
Frequency Multipliers

Cap. (μF) \ Freq. (Hz)	50(60)	120	300	1K	10K~
22 ~ 68	-----	0.17	0.40	0.65	1
100 ~ 220	0.3	0.50	0.65	0.80	1
330 ~ 680	0.57	0.71	0.82	0.90	1
1000 ~ 4700	0.75	0.87	0.96	0.98	1

Temperature Multipliers

Temp (°C)	40	60	70	85	95	105
Factor	2.1	1.9	1.65	1.4	1.25	1

DIMENSIONS (mm)



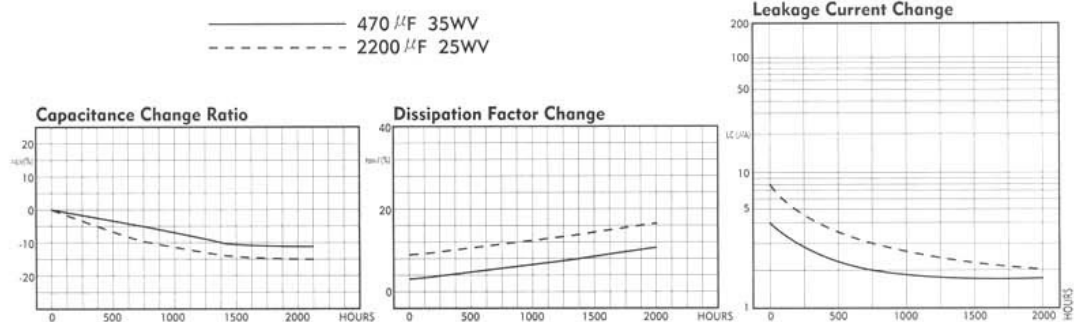
ตัวเก็บประจุที่ใช้ทางด้านวิทยุ 470 μ F (ต่อ)

Capacitance (μ F)	6.3V			10V			16V		
	Case size ϕ D $\times$ L (mm)	Max. Impd. @100kHz 20°C (Ω)	Max. ripple. Current @105°C 100kHz (mA rms)	Case size ϕ D $\times$ L (mm)	Max. Impd. @100kHz 20°C (Ω)	Max. ripple. Current @105°C 100kHz (mA rms)	Case size ϕ D $\times$ L (mm)	Max. Impd. @100kHz 20°C (Ω)	Max. ripple. Current @105°C 100kHz (mA rms)
100	5X11	1.3	154	6.3X11	0.91	210	6.3X11	0.58	260
220	6.3X11	0.61	260	8X12	0.48	300	8X12	0.33	400
330	8X12	0.40	350	8X12	0.33	400	10X13	0.23	500
470	10X13	0.28	510	10X13	0.24	500	8X20	0.18	650
1000	10X20	0.17	860	10X20	0.12	970	10X30	0.091	1150
2200	10X30	0.095	1150	13X25	0.073	1320	13X30	0.063	1540
3300	13X30	0.081	1280	13X35	0.052	1770	13X40	0.045	1980
4700	13X35	0.053	1770	16X32	0.054	1810	16X36	0.046	2030

Capacitance (μ F)	25V			35V			50V		
	Case size ϕ D $\times$ L (mm)	Max. Impd. @100kHz 20°C (Ω)	Max. ripple. Current @105°C 100kHz (mA rms)	Case size ϕ D $\times$ L (mm)	Max. Impd. @100kHz 20°C (Ω)	Max. ripple. Current @105°C 100kHz (mA rms)	Case size ϕ D $\times$ L (mm)	Max. Impd. @100kHz 20°C (Ω)	Max. ripple. Current @105°C 100kHz (mA rms)
47	6.3X11	1.20	155	6.3X11	0.87	210	8X12	0.52	275
100	8X12	0.38	350	8X12	0.32	400	8X20	0.20	635
220	10X13	0.23	500	8X20	0.18	650	10X25	0.11	1030
330	8X20	0.19	650	10X20	0.13	860	10X30	0.086	1150
470	10X20	0.14	860	10X30	0.089	1150	13X25	0.068	1320
680	10X30	0.09	1150	13X25	0.070	1320	13X35	0.048	1770
1000	13X25	0.071	1320	13X30	0.061	1540	16X32	0.050	1810
2200	13X40	0.044	1980	16X36	0.044	2030			
3300	16X36	0.045	2030	18X40	0.035	2460			
4700	18X40	0.036	2460						

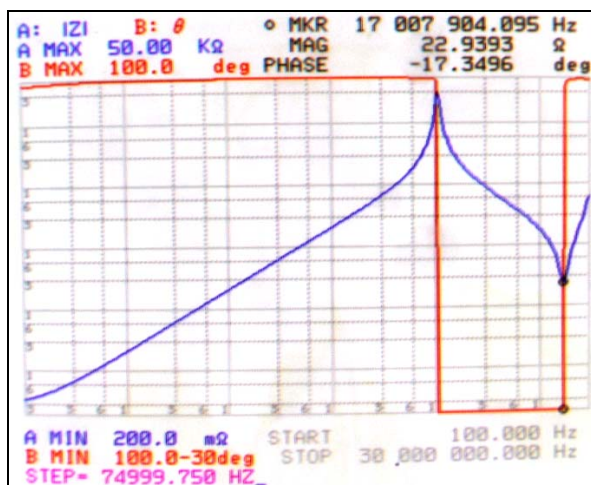
Capacitance (μ F)	63V			100V		
	Case size ϕ D $\times$ L (mm)	Max. Impd. @100kHz 20°C (Ω)	Max. ripple. Current @105°C 100kHz (mA rms)	Case size ϕ D $\times$ L (mm)	Max. Impd. @100kHz 20°C (Ω)	Max. ripple. Current @105°C 100kHz (mA rms)
22	6.3X11	2.8	105	8X12	0.53	305
33	8X12	1.1	195	10X16	0.35	500
47	8X12	0.56	305	10X20	0.30	600
68	10X16	0.35	500	10X20	0.19	795
100	10X16	0.31	550	10X30	0.15	955
220	13X20	0.16	890	13X35	0.087	1450
330	13X25	0.13	1320	16X32	0.062	1790
470	13X35	0.091	1450	16X40	0.047	2200
560	13X40	0.08	1610	18X36	0.053	2000
680	16X32	0.065	1790	18X40	0.043	2370

LOAD LIFE TEST

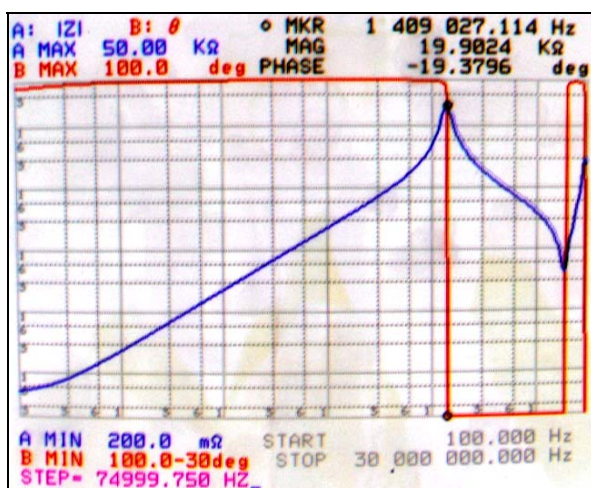


ภาคผนวก ข
ผลการวัดค่าอิมพิแดนซ์ของความเหนียวนำทำแม่เหล็กรวมของ
หม้อแปลงที่ใช้ในการวิจัย

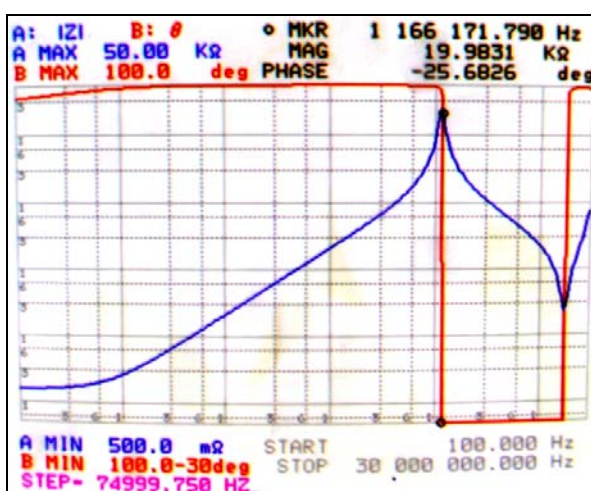
ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ของความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมของหม้อแปลงโดยใช้เครื่อง Impedance Analyzer ของหม้อแปลงทั้งหมด 12 แบบดังนี้



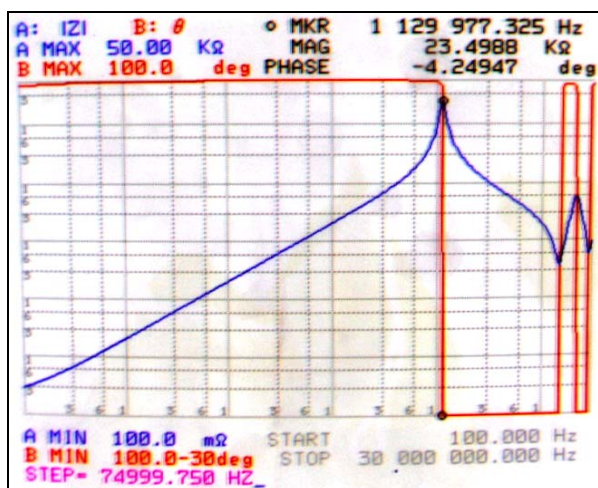
แบบที่ 1 การพันขดลวดแบบธรรมดา 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนำยาเบอร์ 23 AWG



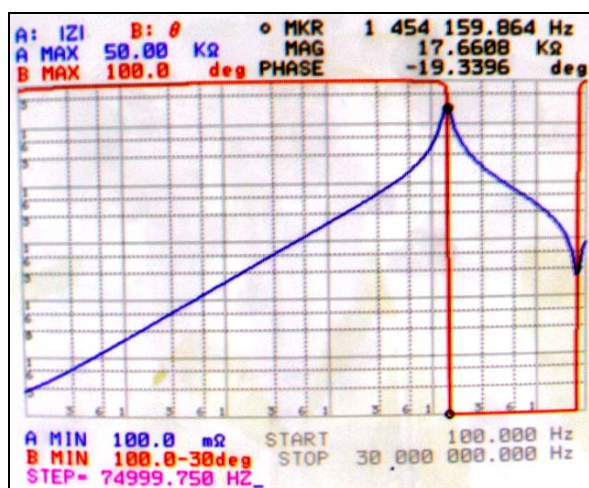
แบบที่ 2 การพันขดลวดแบบธรรมดา 4 ชั้น/4ชั้น ลวดทองแดงอาบนำยาเบอร์ 23 AWG



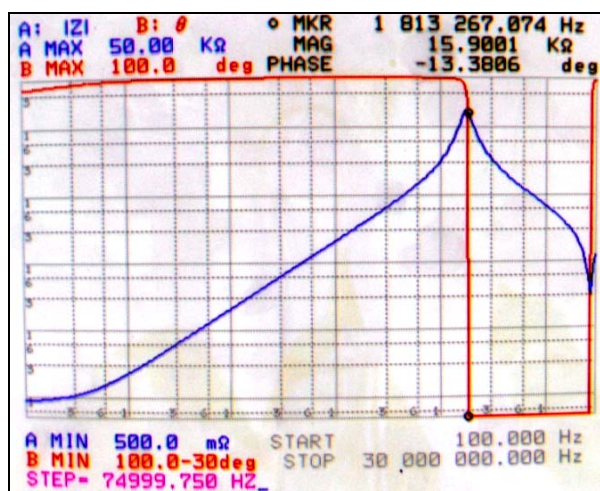
แบบที่ 3 การพันขดลวดแบบธรรมดา 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนำยาเบอร์ 17 AWG



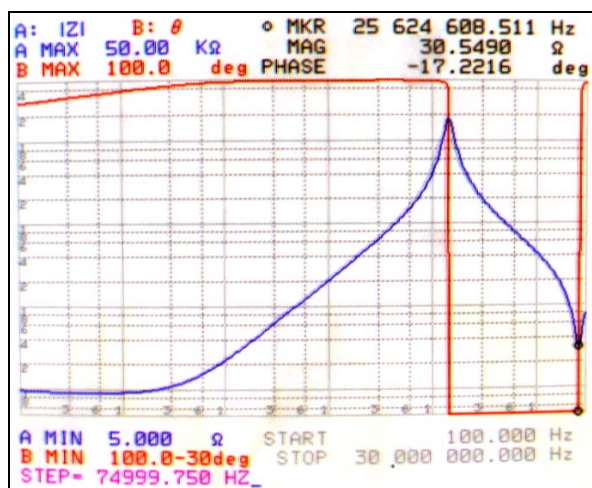
แบบที่ 4 การพันขดลวดแบบธรรมดา 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบน้ำยาเบอร์ 17 AWG
ระยะห่างระหว่างรอบ 1 มม.



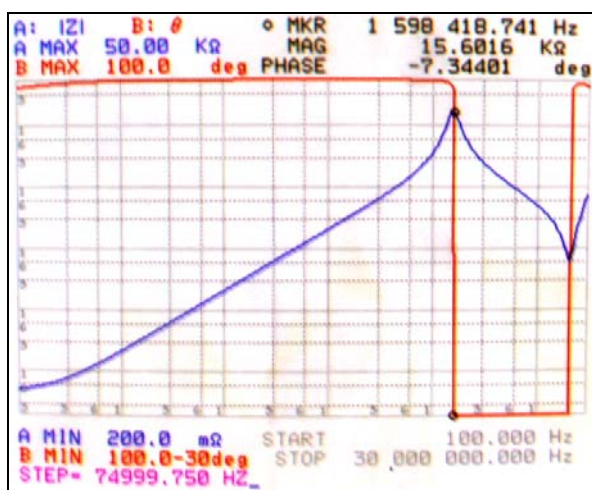
แบบที่ 5 การพันขดลวดแบบแซนดวิช 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบน้ำยาเบอร์ 23 AWG



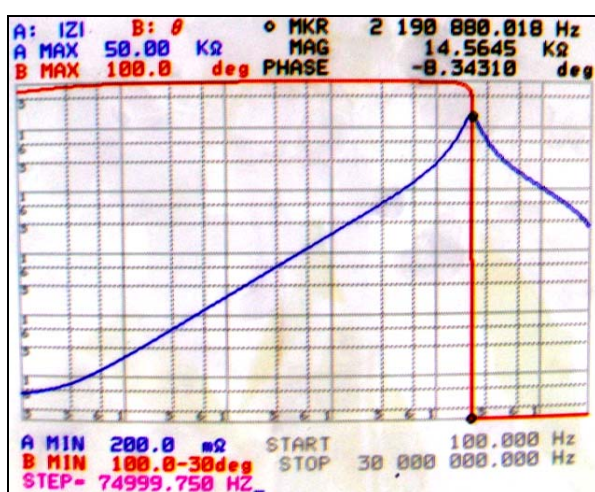
แบบที่ 6 การพันขดลวดแบบแซนดวิช 4 ชั้น/4 ชั้น ลวดทองแดงอาบน้ำยาเบอร์ 23 AWG



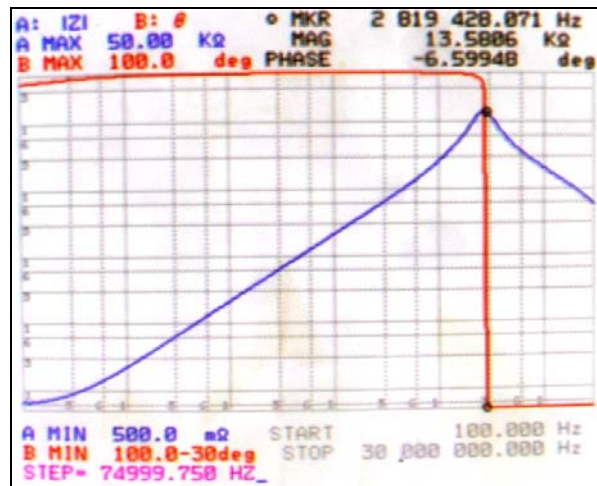
แบบที่ 7 การพันขดลวดแบบแซนดวิช 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG



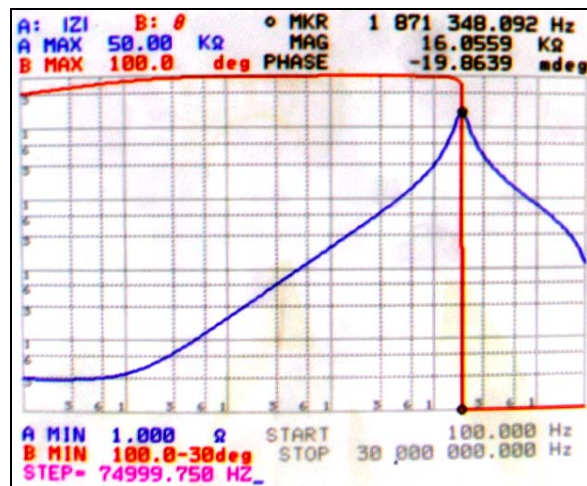
แบบที่ 8 การพันขดลวดแบบแซนดวิช 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 17 AWG
ระยะห่างระหว่างรอบ 1 มม.



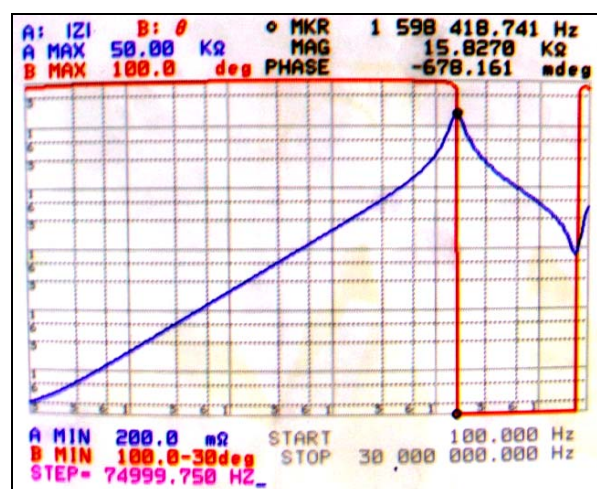
แบบที่ 9 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบนํ้ายาเบอร์ 23 AWG



แบบที่ 10 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ 4 ชั้น/4 ชั้น ลวดทองแดงอาบน้ำเบอร์ 23 AWG



แบบที่ 11 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบน้ำเบอร์ 17 AWG

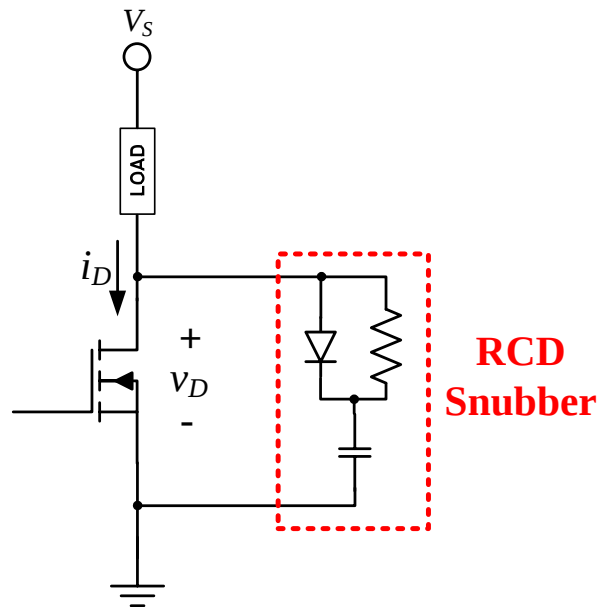


แบบที่ 12 การพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ 2 ชั้น/2 ชั้น ลวดทองแดงอาบน้ำเบอร์ 17 AWG ระยะห่างระหว่างรอบ 1 มม.

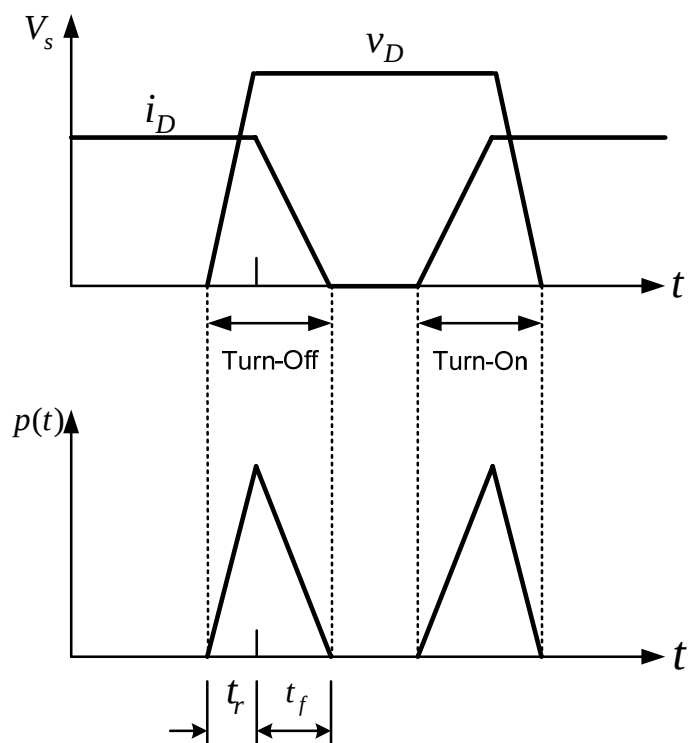
ภาคผนวก ค

การคำนวณค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรนับเบอร์

การคำนวณค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรสับเบอร์ชนิด R-C-D นั้นจะเป็นการประยุกต์มาจาก [4] และ [32] เนื่องจากในการวิจัยนี้ไม่ได้มุ่งเน้นในการออกแบบวงจรสับเบอร์ให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด จึงไม่ได้แสดงรายละเอียดในการคำนวณโดยละเอียด ซึ่งสามารถแสดงการคำนวณได้ดังนี้



การต่อวงจร R-C-D สับเบอร์ขนานกับสวิตช์มอสเฟต



รูปคลื่นแรงดันและกระแสสวิตช์ซิง(บน) ค่ากำลังไฟฟ้าชั่วขณะที่สวิตช์มอสเฟต(ล่าง)

จากรูปจะสามารถหาค่าพลังงานในช่วงเวลาที่สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสได้จากสมการ

$$P = \frac{CV_{DS}^2}{2} = \frac{I_D V_{DS} (t_r + t_f)}{2}$$

เมื่อ	i_D	คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟต (A)
	V_{DS}	คือ แรงดันตกคร่อมระหว่างขา Drain และขา Source (V)
	t_r	คือ ช่วงเวลาขาขึ้นสูงสุดของแรงดัน V_{DS} (μs)
	t_f	คือ ช่วงเวลาลงสูงสุดของกระแส i_D (μs)

จากสมการข้างต้นสามารถหาค่า C ได้คือ

$$C = \frac{I_D (t_r + t_f)}{V_{DS}}$$

การทำงานของตัวเก็บประจุนั้น จะทำการเก็บประจุผ่านไดโอดในช่วง Turn-Off และคายประจุผ่านตัวต้านทานในช่วง Turn-On ซึ่งการเลือกค่าความต้านทานที่เหมาะสมสำหรับตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์ที่เลือกนั้น จะพิจารณาจากค่าความต้านทานที่ทำให้ตัวเก็บประจุสามารถคายประจุได้หมดก่อนเวลาที่มอสเฟตจะเริ่มหยุดนำกระแสในคาบต่อไป โดยที่ช่วงเวลา 5 เท่าของค่าคงตัวเวลา (time constant, $\tau = RC$) ซึ่งถือว่าเป็นช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุได้หมด ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากเวลาในการนำกระแสของมอสเฟตจะเท่ากับ

$$t_{on} = 5RC$$

หรือ

$$R = \frac{t_{on}}{5C}$$

สุดท้ายเป็นการหาค่าการทนกำลังงานได้ของตัวต้านทาน เนื่องจากพลังงานโดยส่วนใหญ่จะถูกถ่ายเทไปยังตัวต้านทานสแน็บเบอร์ขณะที่มอสเฟตนำกระแส ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทานสแน็บเบอร์จะมีค่าเท่ากับ

$$P_R = \frac{\frac{1}{2} CV_{DS}^2}{T} = \frac{1}{2} CV_{DS}^2 f$$

นำค่ามาแทนในสมการจะได้ค่าของตัวเก็บประจุคือ

$$C = \frac{I_D(t_r + t_f)}{V_{DS}} = \frac{2(0.2 \times 10^{-6} + 0.5 \times 10^{-6})}{30} = 46 \text{ nF}$$

เลือกค่าตัวเก็บประจุที่ใช้จริงคือ 47 nF

จะได้ค่าตัวต้านทานคือ

$$R = \frac{t_{on}}{5C} = \frac{4.5 \times 10^{-6}}{5 \times 47 \times 10^{-9}} = 19 \Omega$$

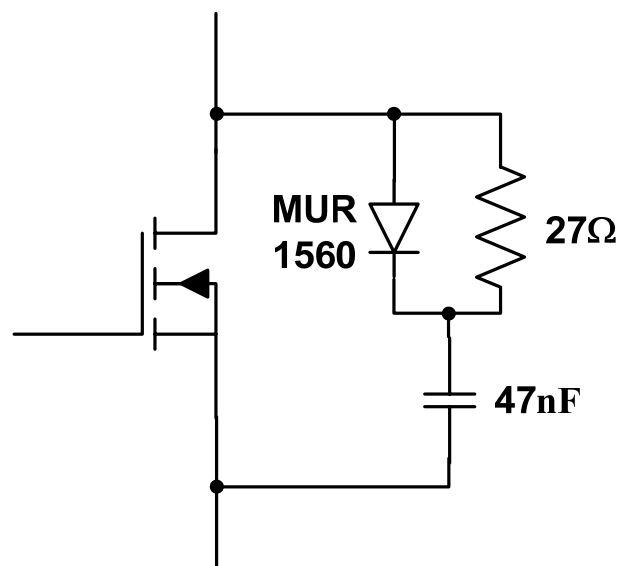
เลือกค่าตัวต้านทานที่ใช้จริงคือ 27 Ω

การคำนวณการทนกำลังงานของตัวต้านทานจะได้ดังนี้

$$P_R = \frac{1}{2} C V_{DS}^2 f = \frac{47 \times 10^{-9} \times 30^2 \times 100 \times 10^3}{2} = 2.2 \text{ W}$$

ดังนั้นในวงจรสับเบอร์จะใช้ตัวต้านทาน 27 Ω 5W ในการทดสอบ

ในการเลือกไดโอดนั้นก็จะเลือกไดโอดที่เป็นชนิด Ultrafast Recovery ดังนั้นจะสามารถแสดงค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรสับเบอร์ดังนี้



ภาคผนวก ง

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. ธนเทพ มณีนพผล วุฒิพล ชาราชธีรเศรษฐ์ และวีระเชษฐ์ ชันเงิน “ผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำกับรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27 (EECON 27), ขอนแก่น, 2547
2. T. Maneenopphon, V. Tarateeraseth and W. Khan-ngern, “**The Comparison of Conducted Electromagnetic Interference Effect on High Frequency Transformer Winding Techniques**”, Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-Pattaya-Thailand), 2005

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27
27th Electrical Engineering Conference

Volume I

สาขาบทความ

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

11-12 พฤศจิกายน 2547

โรงแรมโซฟิเทล ราชา ออคิด ขอนแก่น



ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยขอนแก่น



ผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำกับรูปแบบการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

The Conducted Electromagnetic Interference with High Frequency Transformer Winding Techniques

ชนเทพ มณีนพผล, วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์ และวีระเชษฐ์ จันทร์เงิน

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

2 หมู่ 3 ถ.ฉลองกรุง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

โทร. 02-7373000 ต่อ 3322 E-mail: tmn_ta@hotmail.ac.th, vuttiponnet@yahoo.com, kkveerac@kmitl.ac.th Website: www.kmitl.ac.th/emc

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอ ผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดขึ้น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบในการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ที่แตกต่างกัน 3 แบบ ได้แก่ การพันขดลวดแบบธรรมดา การพันขดลวดแบบแซนด์วิช และการพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ โดยกำหนดให้หม้อแปลงไฟฟ้ามีอัตราส่วนจำนวนรอบในการพันเท่ากับ 1 ในการทดลองได้มีการกำหนดตัวอุปกรณ์ในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ให้เหมือนกัน แต่จะแตกต่างกันเฉพาะรูปแบบในการพันหม้อแปลงไฟฟ้าเท่านั้น จากการทดลองพบว่า การพันแบบธรรมดาส่งผลให้เกิดแรงดันเกินตกคร่อมสวิตช์สูงที่สุด และอีก 2 แบบจะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน ส่วนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำจะมีผลที่แตกต่างกันในช่วงความถี่ที่เกิน 3 MHz ขึ้นไปเท่านั้น แต่ค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนยังคงมีค่าเท่าเดิม ซึ่งหมายถึงด้วยเทคนิคในการพันหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีความซับซ้อนสูง จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ค่าของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเท่านั้น

คำสำคัญ: สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ, การพันขดลวดของหม้อแปลง

Abstract

In this paper, the effect of conducted EMI via winding techniques such as conventional winding, sandwiched winding and interleaved winding are proposed. The flyback converter which has identically components, except the winding techniques of transformer, is verified by experiments. The experimental results show that the voltage stress at MOSFET is highest for the conventional winding case but other cases, the voltage stress are reduced by the same margin. The conducted EMI is different at frequency beyond 3 MHz only. However, the peak of conducted EMI is the same that means complicated winding techniques of transformer has the effect of conducted EMI on frequency response of the peak EMI.

Keywords: conducted EMI, transformer winding techniques

1. บทนำ

การทำงานของวงจรประเภทสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะถือว่าเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า เนื่องจากการทำงานของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ เช่น มอสเฟตกำลัง เมื่อทำงานที่ความถี่สูงจะทำให้เกิด dv/dt และ di/dt ในอัตราที่สูง ซึ่งถือว่าเป็นแหล่งกำเนิดหลักของการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ในวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีการทำงานเป็นแบบแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolated) จำเป็นที่จะต้องให้หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง เพื่อใช้ในการแยกสัญญาณทางด้านอินพุตและเอาต์พุตออกจากกัน และยังใช้ในการส่งผ่านพลังงานอีกด้วย ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่าหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงนั้น เป็นส่วนสำคัญส่วนหนึ่งในวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะมีรูปแบบที่ใช้ในการพันขดลวดที่แตกต่างกันหลายรูปแบบ โดยรูปแบบของการพันก็มีทั้งแบบที่ไม่ซับซ้อน เช่น การพันขดลวดแบบธรรมดา (conventional winding) และบางแบบก็ยุ่งยากและซับซ้อน เช่นการพันขดลวดแบบแซนด์วิช (sandwiched winding) และการพันขดลวดแบบอินเตอร์ลีฟ (interleaved winding) จุดประสงค์หลักของการพันขดลวดที่ซับซ้อนขึ้นก็เพื่อ ต้องการลดค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage Inductance: L_p) ที่เกิดจากการพันขดลวด เพื่อลดผลของแรงดันเกินตกคร่อมสวิตช์ในวงจร

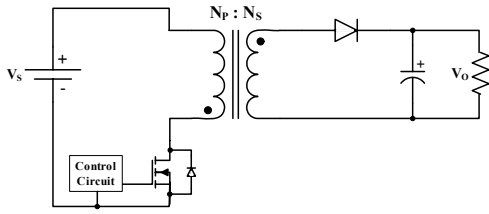
ดังนั้นในบทความนี้จะเป็นการเสนอผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดจากสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่มีการใช้หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยมีรูปแบบในการพันขดลวดที่แตกต่างกัน 3 แบบ และทำการเปรียบเทียบคุณสมบัติทางไฟฟ้า เช่น กำลังไฟฟ้าสูญเสีย ประสิทธิภาพ และแรงดันเกิน กับคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้า เช่น ความถี่ของการแกว่งสัญญาณไฟฟ้า (ringing frequency) และผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเนื่องจากการพันขดลวดทั้งสามแบบ

2. ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 1 เป็นวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแบบแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolated) โดยมีการนำหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงมาใช้ การทำงานของวงจรจะมี

สวิตช์ที่ทำงานด้วยความถี่สวิตช์ (switching frequency) และใช้หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงในการส่งถ่ายพลังงานจากอินพุตไปสู่เอาต์พุต โดยขณะที่สวิตช์นำกระแส หม้อแปลงไฟฟ้าจะสะสมพลังงานและขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแส หม้อแปลงไฟฟ้าจะถ่ายเทพลังงานไฟฟ้าจ่ายให้แก่โหลด



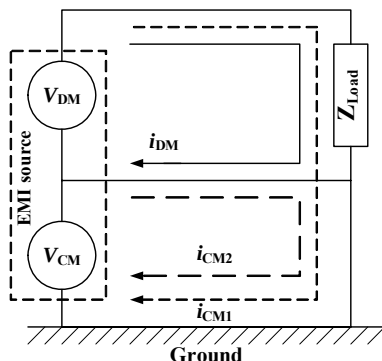
รูปที่ 1 วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.2 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ จะเกิดจากการทำงานของอุปกรณ์ในระบบที่ส่งผลสู่ระบบรวม โดยเฉพาะการทำงานของระบบที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์กำลังและทำงานที่ความถี่สูงนั้น จะทำให้เกิดการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเกิดจากการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งที่อยู่ภายในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นส่วนใหญ่ โดยการรบกวนนี้อาจทำให้เกิดผลกระทบกับอุปกรณ์ข้างเคียง ทำให้ทำงานผิดพลาดได้ โดยการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า จะเกิดจากการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของแรงดันไฟฟ้า (dv/dt) หรือกระแสไฟฟ้า (di/dt) ของอุปกรณ์ในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง [1] โดยทั่วไปจะสามารถแบ่งรูปแบบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเป็น 2 แบบดังนี้

- 1) Differential-mode (DM) หรือแบบสมมาตร (Symmetrical)
- 2) Common-mode (CM) หรือแบบไม่สมมาตร (Asymmetrical)

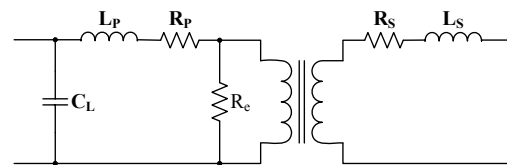
โดยแบบ Differential-mode จะนิยามว่าเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดอยู่ระหว่างสายตัวนำที่นำกระแสในวงจรนั้น เช่น ระหว่างสาย Line กับ Neutral หรือ วงจรสามเฟส เช่น Line กับ Line เป็นต้น ส่วนแบบ Common-mode จะเกิดระหว่างสายตัวนำกับ Ground เท่านั้น ซึ่งก็คือระหว่างสาย Line กับ Ground และสาย Neutral กับ Ground [2] ดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 นิยามสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำแบบ Differential-mode (DM) และ Common-mode (CM)

2.3 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

การใช้หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงในวงจรสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีจุดประสงค์หลักคือ เพิ่มหรือลดระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจร และเมื่อใช้กับความถี่สูงขึ้น ขนาดของหม้อแปลงไฟฟ้าก็มีขนาดเล็กลง ซึ่งมีข้อดีคือ ทำให้ขนาดโดยรวมของสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายมีขนาดเล็กลงในขณะที่จ่ายพลังงานได้เท่าเดิม แต่ในทางกลับกัน การทำงานที่ความถี่สูง ก็จะเป็นตัวสร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าขึ้นเช่นกัน นอกจากนี้ เมื่อพิจารณาวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้า [3] ดังแสดงในรูปที่ 3 จะได้ว่า ค่าความเหนี่ยวนำรีวไหล L_p และ L_s จะทำให้เกิดแรงดันเค้นที่ตัวสวิตช์ของวงจร ค่าความต้านทาน R_p , R_s และ R_c จะแทนการเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในหม้อแปลงไฟฟ้า ในขณะที่ C_L แทนค่าตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดจากการพันขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้า



รูปที่ 3 วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้า

และด้วยผลของ L_p และ C_L จะทำให้เกิดการแกว่งสัญญาณไฟฟ้า (ringing) ซึ่งจะสามารถหาค่าความถี่ดังกล่าวได้จากสมการที่ 1

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_L}} \quad (1)$$

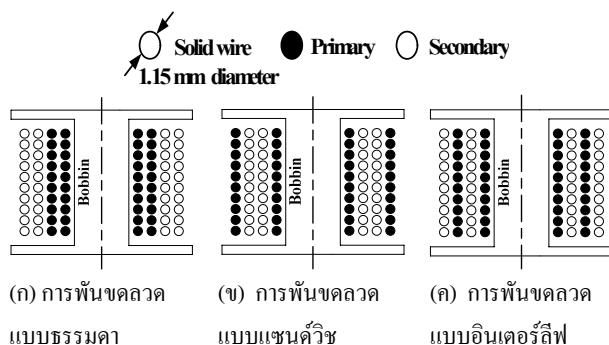
3. รูปแบบการพันหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและการทดลอง

3.1 รูปแบบการพันหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

ในวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองนี้ มีการใช้รูปแบบในการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ทั้งหมด 3 รูปแบบ ดังแสดงในรูปที่ 4 โดยหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ทดลอง ใช้แกนเฟอร์ไรต์ ETD 44 ชนิดของสารคือ 6H20 โดยในการทดลองใช้แกนตัวเดียวกัน แต่มีการเปลี่ยนเฉพาะรูปแบบในการพันดังนี้คือ การพันขดลวดแบบธรรมดา การพันขดลวดแบบแซนดวิช และการพันขดลวดแบบอินเตอร์ลิฟ ดังแสดงในรูปที่ 5 (ก) ถึง 5 (ค) ตามลำดับ โดยกำหนดให้หม้อแปลงไฟฟ้ามีช่องว่างอากาศ และลวดทองแดงที่ใช้ในการพันขดลวดเหมือนกันทั้งหมด โดยลวดทองแดงเป็นเบอร์ AWG 17 จำนวนทั้งหมด 20 รอบ และมีอัตราส่วน $N_p/N_s = 1$ โดยประเด็นสำคัญของการพันคือการวางตำแหน่งชั้นของขดลวดปฐมภูมิ (primary winding) กับขดลวดทุติยภูมิ (secondary winding) โดยการพันแบบธรรมดาขดปฐมภูมิอยู่ภายในสุด แบบแซนดวิชจะมีขดทุติยภูมิอยู่กลางระหว่างขดปฐมภูมิทั้งสอง ในขณะที่แบบอินเตอร์ลิฟจะมีขดปฐมภูมิและ ทุติยภูมิสลับกัน



รูปที่ 4 หม้อแปลงไฟฟ้าทั้ง 3 แบบที่ใช้ในการทดลอง



รูปที่ 5 การพันขดลวดทั้ง 3 แบบ

3.2 การทดลอง

ในการทดลองหาผลของคุณสมบัติทางไฟฟ้าและสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของการพันหม้อแปลงไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ มีการกำหนดเงื่อนไขดังแสดงในตารางที่ 1

เงื่อนไขที่ใช้ในการทดลอง	
แรงดันไฟฟ้าอินพุต	35 V _{DC}
แรงดันไฟฟ้าเอาท์พุต	20 V _{DC}
กระแสไฟฟ้าด้านเอาท์พุต	1A
ความถี่ (switching frequency)	100 kHz
รูปแบบการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง	TR1 พันขดลวดแบบธรรมดา TR2 พันขดลวดแบบเซนตวิซ TR3 พันขดลวดแบบอินเตอร์ลิฟ

ตารางที่ 1 เงื่อนไขที่ใช้ในการทดลอง

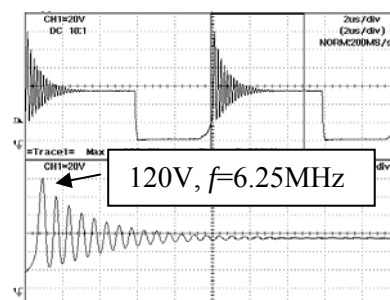
โดยค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล ของหม้อแปลงไฟฟ้าที่ได้จากการวัดหม้อแปลงไฟฟ้า TR1, TR2 และ TR3 คือ 4.45 μ H, 1.7 μ H และ 1.8 μ H ตามลำดับ

4. ผลการทดลอง

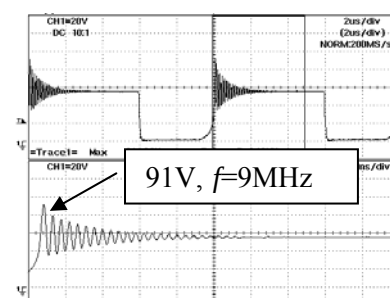
4.1 ผลของการวัดแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์ส (V_{DS}) และการแกว่งของสัญญาณไฟฟ้า (ringing) ในวงจร

ผลการทดลองในรูปที่ 6 ถึง 8 แสดงให้เห็นว่าการพันหม้อแปลงแบบธรรมดาจะมีแรงดันเค้น (V_{DS}) ตกคร่อมสวิตช์สูงที่สุดคือ 120V เมื่อเปรียบเทียบกับ การพันแบบเซนตวิซ และแบบอินเตอร์ลิฟซึ่งมี

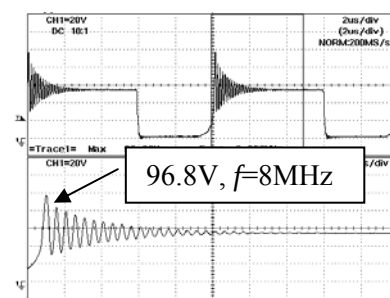
แรงดันเค้นเป็น 91V และ 96V ตามลำดับ ในขณะที่ความถี่เรโซแนนซ์ (f) ของการพันแบบเซนตวิซมีค่าสูงที่สุดคือ 9MHz และการพันแบบธรรมดา มีค่าต่ำที่สุด



รูปที่ 6 แรงดัน V_{DS} เมื่อใช้หม้อแปลงไฟฟ้าพันขดลวดแบบธรรมดา



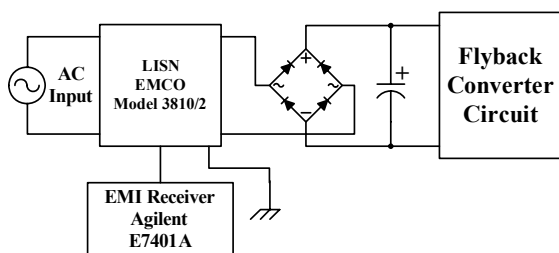
รูปที่ 7 แรงดัน V_{DS} เมื่อใช้หม้อแปลงไฟฟ้าพันขดลวดแบบเซนตวิซ



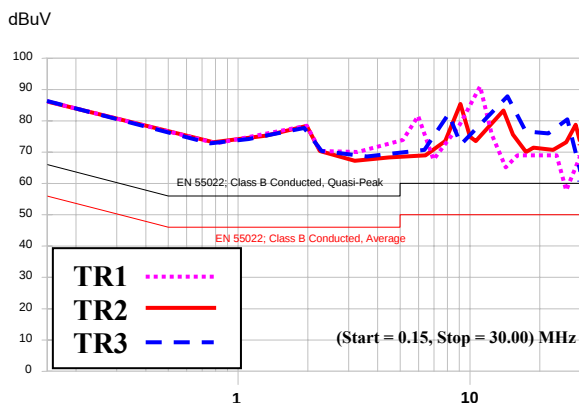
รูปที่ 8 แรงดัน V_{DS} เมื่อใช้หม้อแปลงไฟฟ้าพันขดลวดแบบอินเตอร์ลิฟ

4.2 ผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (Conducted Emission)

ผลการทดลองแสดงให้เห็นผลของ สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดจากการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ โดยในรูปที่ 9 แสดงรูปแบบการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ เมื่อมีการเปลี่ยนรูปแบบการพันขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง โดยใช้มาตรฐาน CISPR22 class B เป็นเส้นอ้างอิง ซึ่งจะพิจารณาความถี่ในช่วง 150kHz – 30MHz และสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำจากการวัดดังแสดงในรูปที่ 10 โดยผลของ EMI แสดงให้เห็นว่าจุดยอดแรกของ EMI สำหรับการพันแต่ละแบบจะตรงกับค่าความถี่ ringing ที่วัดได้จากแรงดัน V_{DS} เช่นการพันแบบธรรมดาจะมีจุดยอดแรกของ EMI ตรงกับความถี่ 6.25 MHz เป็นต้น โดยความถี่ค่ายอดของการพันแต่ละแบบจะห่างกันประมาณ 1 MHz และมีความสูงของแต่ละยอดใกล้เคียงกัน



รูปที่ 9 ระบบที่ใช้ทดลองในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า



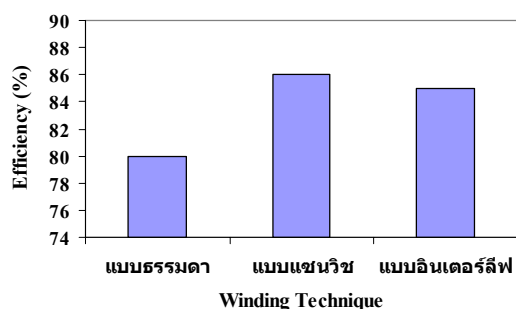
รูปที่ 10 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่กระแสด้านออก 1 แอมป์ และ Switching frequency 100kHz

4.3 ประสิทธิภาพ

จากการวัดประสิทธิภาพรวมของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองนั้น ทำโดยการวัดกำลัง ด้วยวิธีการวัดกระแสโดยใช้โพรบวัดกระแสแล้วนำมาคูณกับแรงดันด้านขาเข้า โดยผลการวัดค่าต่างๆ แสดงในตารางที่ 2 และการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการพันขดลวดแต่ละแบบ แสดงในรูปที่ 11 โดยการพันแบบธรรมดาจะมีประสิทธิภาพต่ำที่สุดคือ 80% และอีก 2 แบบมีประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกัน

	P_{in} (W)	P_{out} (W)	P_{loss} (W)	η (%)	V_{DS} (V _{max})	Ringing Frequency
TR1	25	20	5	80	120V	6.25 MHz
TR2	23	20	3	86	91V	9 MHz
TR3	23.5	20	3.5	85	96.8V	8 MHz

ตารางที่ 2 เปรียบเทียบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของการพันขดลวดทั้ง 3 แบบ



รูปที่ 11 เปรียบเทียบประสิทธิภาพของการพันขดลวดทั้ง 3 แบบ

5. สรุป

ด้วยเทคนิคในการพันหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงที่ได้นำเสนอทั้ง 3 แบบนั้น การพันแบบแซนวิช และการพันแบบอินเตอร์ลีฟ ที่มีความยุ่งยากและซับซ้อนในการพัน จะสามารถลดค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage Inductance) ซึ่งจะช่วยลดแรงดันคลื่นที่ตกคร่อมสวิตช์ และช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของ วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ได้อย่างชัดเจน แต่มีผลเล็กน้อยในการลดค่าของ EMI และความถี่คutoffของการเลื่อนไป โดยค่าของของการพันแบบธรรมดาจะมีความถี่ต่ำสุด และแบบแซนวิชจะมีความถี่ของจุดยอดสูงที่สุด นอกจากนี้ เทคนิคการพันทั้ง 3 แบบจะมีผลที่แตกต่างกันในช่วงความถี่ที่เกิน 3 MHz ขึ้นไปเท่านั้น ซึ่งที่ย่านความถี่ดังกล่าวถือว่าเป็นย่านความถี่ที่มีผลมาจากสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมเป็นหลักและมักจะเกิดจากผลของตัวเก็บประจุแฝงในวงจรเป็นส่วนใหญ่ [4] แต่เนื่องจากค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนยังคงมีค่าเท่าเดิม ซึ่งหมายถึง ด้วยเทคนิคในการพันหม้อแปลงไฟฟ้าที่มีความซับซ้อนสูง จะไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากกว่าการพันแบบธรรมดาแต่อย่างใด

เอกสารอ้างอิง

- [1] Tihanyi, László., "Electromagnetic Compatibility in Power Electronics", IEEE Press, 1995.
- [2] Redl, R. "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility" Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record, 27th Annual IEEE, Volume: 1,
- [3] Colonel Wm., T.McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook" second edition, MARCEL DEKCELE, Inc 1988
- [4] John C.Fluke, "Controlling conducted emission by design", New York, VNR, 1991.
- [5] 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



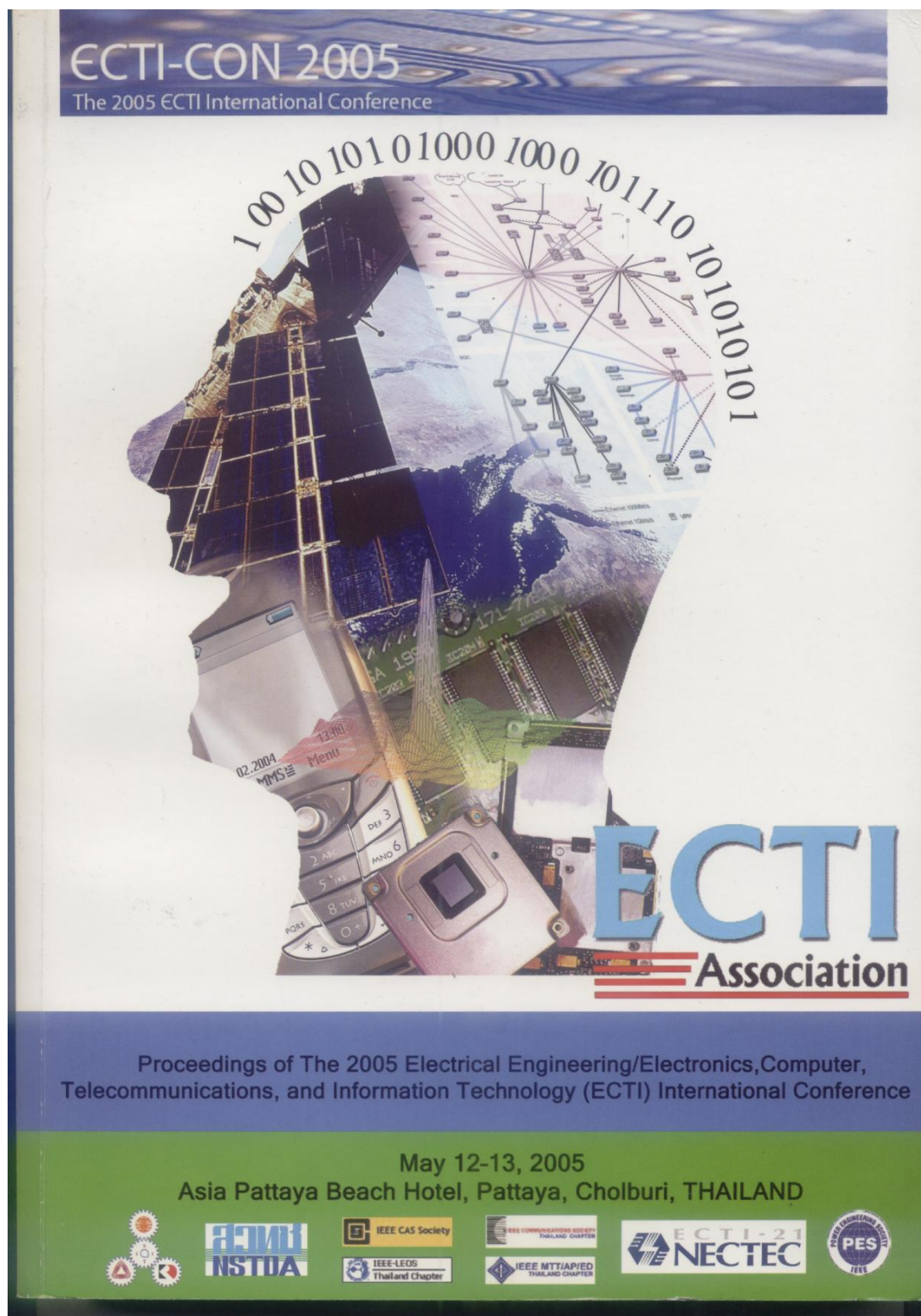
ธนเทพ มณีนพผล ปัจจุบันกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



วุฒิพล ธาราธิเรสรฐ์ จบการศึกษา วศ.บ (ไฟฟ้า), วศ.ม. (ไฟฟ้า) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นวิศวกรที่ปรึกษาด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า



วีระเชษฐ ชันเงิน จบการศึกษา วศ.บ (ไฟฟ้า), วศ.ม. (ไฟฟ้า) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, Ph.D.(Electrical Engineering) จาก Imperial College, University of London, UK. ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



The Comparison of Conducted Electromagnetic Interference Effect on High Frequency Transformer Winding Techniques

Tanathep Maneenopphon¹, Vuttipon Tarateeraseth², Werachet Khan-ngern¹

¹Faculty of Engineering and EMC Laboratory,

Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT)

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, 10520, Thailand

²Faculty of Engineering, Srinakharinwirot University, Ongkharak, Thailand

Phone/Fax: +662 737-3000 Ext. 3322, E-mail: tmn_ta@hotmail.com, vuttipon@swu.ac.th, kkveerac@kmitl.ac.th

ABSTRACT

This paper presents the comparison of conducted electromagnetic interference (EMI) emission effect on various high frequency transformer windings. The interested windings are conventional winding, sandwiched winding and interleaved winding techniques of the flyback converter. All techniques have a different in parasitic capacitance which can cause different in common mode emission of power converter system. The comparison is done based on the different winding techniques of transformer and verified by the experiment. The results are not only the conducted EMI aspect, but also the electrical performances such as efficiency and voltage stress. Finally, the Fourier transform is analyzed to confirm the measured conducted EMI.

Keywords: EMI, transformer winding techniques, flyback converter.

1. INTRODUCTION

The operation of the switching power supply can generate noises into the system in both conducted and radiated EMI emissions. Since the switching device such as MOSFET operating at high frequency, it leads to generate high dv/dt and di/dt which are the main caused of EMI emission.

The switching power supply normally uses high frequency transformer to step-down or step-up the input voltage, transferring energy from input to output and also the isolation. Therefore, the high frequency transformer play an important role in the switching power supply. There are many different techniques to wind the high frequency transformer, for example, the simple conventional winding, sandwiched winding and interleaved winding, respectively. The main objective of using the complicated techniques is to reduce the leakage inductance and to minimize the peak of voltage stress across the switching device.

The results of conducted EMI from diverse winding techniques of the flyback converter, which has identically components, are investigated. The winding techniques of high frequency transformer are compared in three different types: conventional, sandwiched and interleaved windings, respectively. The comparison of electrical characteristics such as power loss, efficiency, voltage stress across MOSFET and ringing frequency are verified by the experiments. Furthermore, the results of

conducted EMI from those techniques of high frequency transformer are also analyzed.

2. THEORY

2.1 Flyback converter

The conventional circuit of flyback converter is shown in Fig. 1. It is the simplest isolated switching power supply circuit that uses the high frequency transformer. There is a control circuit to control the duty cycle of a MOSFET operation while the high frequency transformer is used to transfer energy from input to output. When the switch is turn-on, the transformer stores the energy. On the other hand, when the switch is turn-off, the transformer then transfers the energy to the load.

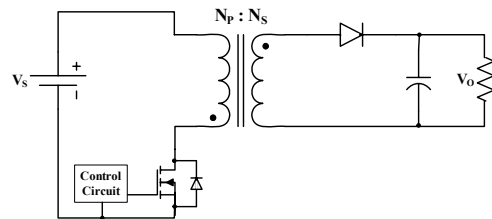


Fig. 1: The basic circuit of Flyback converter.

2.2 Conducted EMI

The operation of switching devices can generate both of dv/dt and di/dt . It is clarified that those phenomena can cause the EMI emission [1] which can affect to any systems. Two types of the conducted EMI are differential-mode and common-mode emission. The differential-mode propagation takes place between two conductors, e.g. line and neutral, while the common-mode propagation takes place between a group of conductors, i.e. line or neutral, and ground [2] as shown in Fig. 2.

2.3 High Frequency Transformer

The main objective of using the high frequency transformer in the switching power supply is to step-up or step-down the input voltage and to isolate the output from the input of the circuit. When the operating frequency of transformer is increased, it allows the transformer size to be smaller. However, the conducted EMI and their harmonics are increased when the components working at switching frequency. Moreover, the equivalent circuit of the transformer [3], as shown in Fig. 3, can be seen that the leakage inductance L_p and L_s

will cause the voltage stress across the switch. The R_p , R_s and R_e represent the power loss in the transformer. While C_L , composed of the lumped capacitance of the primary and secondary windings, is the total parasitic capacitance that occurs from the transformer winding.

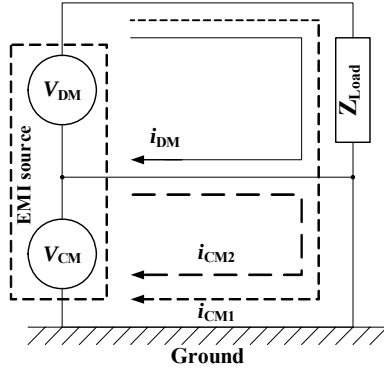


Fig. 2: Differential mode and common mode conducted EMI propagation.

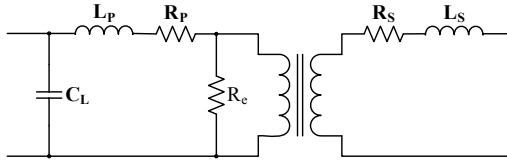


Fig. 3: The equivalent circuit of the high frequency transformer.

The voltage stress across the switching device, which relates to conducted EMI [4], is dominated and caused by C_L and L_p as shown in Eqn.(1).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_L}} \quad (1)$$

3. THE HIGH FREQUENCY TRANSFORMER WINDING TECHNIQUES AND THE EXPERIMENT

3.1 High frequency transformer winding techniques

Three types of high frequency transformer winding techniques are used for the flyback converter circuit in the experiment as shown in Fig. 4. Each transformer performs with the same Ferrite core 6H20 where the size is ETD44. The winding techniques are different, the conventional winding, the sandwiched winding and the interleave winding. The demonstrations are shown in Fig. 4 (a) to (c), sequentially. The transformers is arranged with the same air gap. The solid copper wire number is AWG17 with 20 turns winding, while the turn ration is equaled to 1 ($N_p/N_s = 1$).

The main different feature of the winding techniques is the position of a primary winding and a secondary winding. The conventional winding technique typically places the primary winding at inside where the secondary winding are wound at outside. The sandwiched winding technique places the secondary winding between separated primary windings. For the interleaved winding technique, the primary and the secondary winding are alternately located shown in Fig. 4 (c).



Three types of flyback transformers used in the

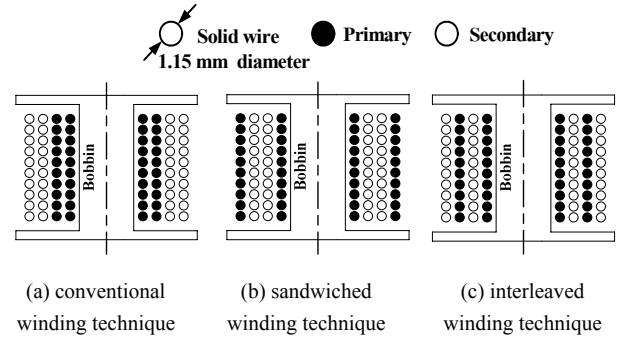


Fig. 4: Three types of winding techniques.

3.2 The experimental conditions

The experimental conditions are setup to verify the electrical performance and conducted EMI of those different winding techniques as shown in Table 1.

Table 1: The operating conditions of the experiment.

Conditions of the experiment	
Input voltage	35 V _{DC}
Output Voltage	20 V _{DC}
Output current	1A
Switching frequency	100 kHz
Type of winding techniques	TR1 Conventional Winding TR2 Sandwiched Winding TR3 Interleaved Winding

The value of a leakage inductance from the three transformers TR1, TR2, and TR3 are measured. The measured results equal to 4.45μH, 1.7 μH and 1.8 μH, respectively.

4. THE EXPERIMENTAL RESULTS

4.1 The results of the voltage stress across switch and the ringing of the circuit

The experimental results, shown in Figs. 5 – 7, verify that the conventional winding technique is the highest peak of voltage stress (V_{DS}), equal to 120V. While, the peak of voltage stress of sandwiched and interleaved winding techniques are equal to 91V and 96.8 V, respectively.

The frequency domains, shown in Figs. 8 – 10, support the conducted EMI results as shown in Fig. 12.

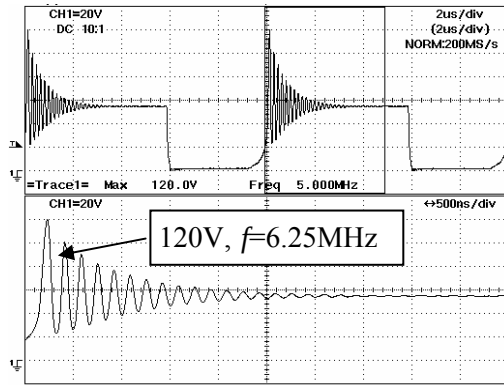


Fig. 5: Voltage stress of conventional winding technique.

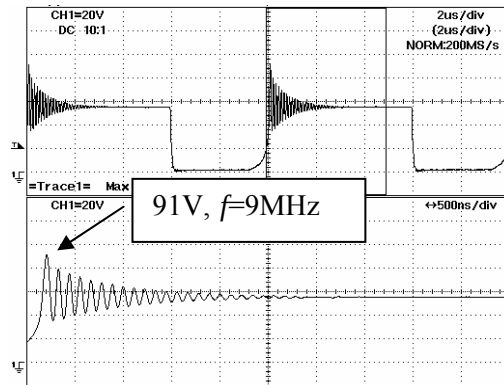


Fig. 6: Voltage stress of sandwiched winding technique.

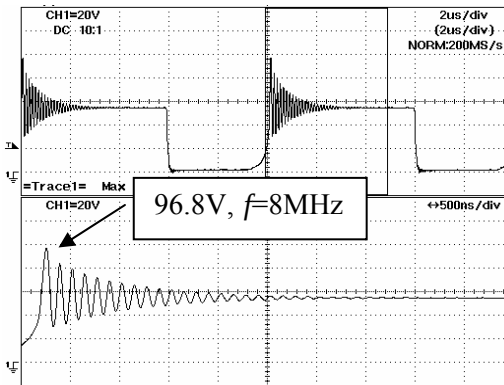


Fig. 7: Voltage stress of interleaved winding technique

The ringing frequency (f_r) of the sandwiched winding technique is highest around 9 MHz while the conventional winding technique is lowest at 6.25 MHz. The ringing frequency, f_r , can be predicted by Eqn. (1). The comparison between calculated results and measured results are proved. For instance, conventional winding technique, 4.5 μ H leakage inductance, results the lowest ringing frequency, 6.5 MHz. The sandwiched winding technique results the highest ringing frequency, 9 MHz, due to the smallest leakage inductance, 1.7 μ H. The time domain, as shown in Figs. 5 – 7, can be analyzed and transformed using Fast Fourier Transform (FFT) in MATLAB program.

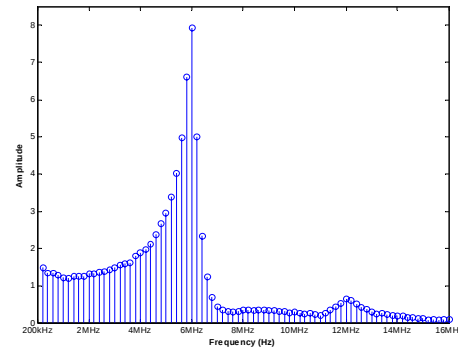


Fig. 8: TR1: FFT of conventional winding technique

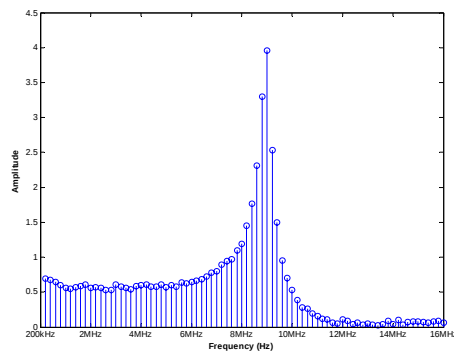


Fig. 9: TR2: FFT of sandwiched winding technique

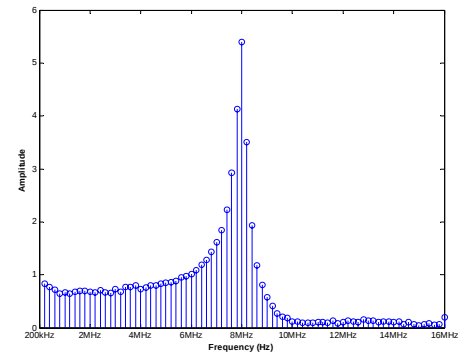


Fig. 10: TR3: FFT of interleave winding technique

4.2 The results of Conducted EMI

The conducted EMI measurement is setup as shown in Fig. 11. The CISPR22 class B standard is taken as a reference line which considers the frequency between 150 kHz to 30 MHz. The measured conducted EMI, as shown in Fig. 12, indicates that the second peak of conducted EMI for each winding techniques is correspondent with the ringing frequency of voltage stress (V_{DS}). For example, the second peak of conducted EMI of conventional winding technique, shown in Fig. 12, is 6.25 MHz which nearly equals to ringing frequency as shown in Fig. 5 and Fig. 8. The second peak of conducted EMI, from low to high

frequency, is generated by ringing frequency of conventional, sandwiched and interleaved winding techniques as shown in Fig. 12. The second peak of those techniques result EMI level about 82 dB μ V. The conventional winding technique, high leakage inductance, not only provides the lowest second peak response, but also results a higher EMI peak level at 91 dB μ V which is 3 dB μ V and 8 dB μ V greater than those of sandwiched and interleaved winding techniques, respectively. Moreover, the first peak is identical appeared at all types of winding techniques because of a self resonant frequency (SRF) of the flyback converter.

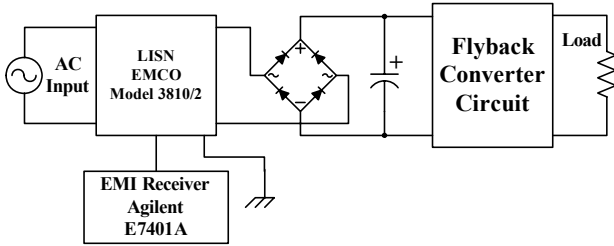


Fig. 11: EMI emission measurement setup

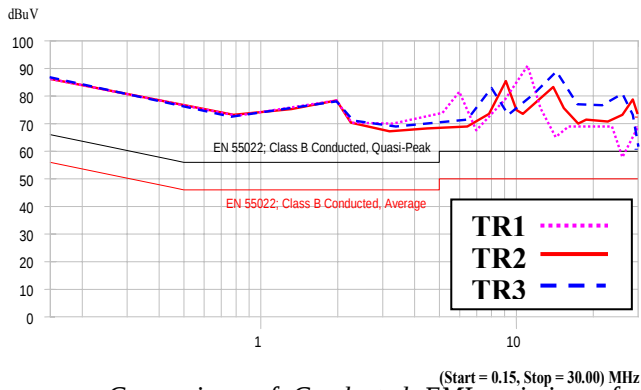


Fig. 12: Comparison of Conducted EMI emission of three types of winding technique.

4.3 The Efficiency

The efficiency of flyback converter is calculated by measured both input power and output power. The power is investigated by measured current, using current probe, multiplied by measured input voltage. The measured results are presented in Table 2. The conventional winding technique has the lowest efficiency at 80% and the others have similar efficiency at 85%. The sandwiched winding technique results the lowest voltage stress while the conventional winding technique results the highest voltage stress across MOSFET as shown in Table 2.

Table 2: Comparison of electrical characteristic of each winding technique by the experiment.

	P_{in} (W)	P_{out} (W)	P_{loss} (W)	η (%)	V_{DS} (V _{max})	Ringing Frequency
TR1	25	20	5	80	120V	6.25 MHz
TR2	23	20	3	86	91V	9 MHz
TR3	23.5	20	3.5	85	96.8V	8 MHz

5. CONCLUSION

The comparison between electrical performance and conducted EMI on those high frequency winding techniques are mentioned. The sandwiched and the interleaved winding techniques that are more complicated method of winding techniques can competently decrease the leakage inductance and the voltage stress. Although, the efficiency of the flyback converter circuit is obviously increased, it only has a little effect to the conducted EMI reduction. With the complicated winding techniques, the experiment proving that it is not only effect to shift the peak of conducted EMI but also effect to slightly reducing the EMI magnitude. The peak of conducted EMI conventional winding technique is appearing at the lowest frequency and the sandwiched winding technique has the highest frequency. However, the different among all mentioned techniques can be only observed at the frequency beyond 3MHz. The frequency range of conducted EMI beyond 3 MHz, almost affected from the common mode propagation and normally caused by parasitic capacitance [5-6]. The analysis of FFT on ringing waveform confirmed the EMI results.

Although, the complicated winding techniques have the better efficiency improvement and voltage stress reduction, they can not expect to reduce the peak of conducted EMI emission.

6. REFERENCES

- [1] Shao, J; Lin, R.L.; Lee, F.C.; and Chan, D.Y. "Characterization of EMI Performance for Hard and Soft-Switched Inverters" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000 APEC2000. Fifteenth Annual IEEE, Volume: 2, 2000, pp. 1009-1014.
- [2] Redl, R. "Power Electronics and Electromagnetic Compatibility" Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record, 27th Annual IEEE, Volume: 1, 1996, pp. 15-21.
- [3] Colonel Wm., T.McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook" second edition, MARCEL DEKCEL, Inc 1988.
- [4] J. Arthittang, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern, S. Nitta., "The Relationship among Damped Oscillation, f-z characteristics and Conducted EMI of an Induction Cooking," EMC'04 Sendai., vol. 2, pp. 865-868, 2004.
- [5] John C.Fluka, "Controlling conducted emission by design", New York, VNR, 1991.
- [6] 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.

ประวัติผู้เขียน

นายชนเทพ มณีนพผล เกิดเมื่อวันที่ 24 มิถุนายน พ.ศ.2518 สำเร็จการศึกษามัธยมศึกษาที่ โรงเรียนปิ่นสรวงย์วิทยาลัย จากนั้นเข้าศึกษาในระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ สาขาไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ และระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาไฟฟ้ากำลัง จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปริญญาตรีวิทยาศาสตร์บัณฑิต สาขาวิทยาการคอมพิวเตอร์ คณะวิทยาศาสตร์ประยุกต์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในปีการศึกษา 2541 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2544 และทำงานในห้องปฏิบัติการแผนกประลองไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาไฟฟ้า วิทยาลัยเทคโนโลยีอุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในปี 2540 - 2548

ในปี พ.ศ. 2546-2547 ได้เข้าร่วมเป็นคณะทำงาน ในตำแหน่ง ผู้ช่วยนักวิจัย โครงการศึกษาวิจัยการใช้ Technology Foresight เพื่อกำหนดเทคโนโลยีเป้าหมายและวางแผนสำหรับอุตสาหกรรมเครื่องใช้ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ โดยสถาบันไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ เสนอสำนักงานเศรษฐกิจอุตสาหกรรม กระทรวงอุตสาหกรรม

ในปี พ.ศ. 2547-2548 ได้เข้าร่วมเป็นคณะทำงาน ในตำแหน่ง ผู้ช่วยนักวิจัย โครงการศึกษาภาพรวมและจัดทำเส้นทางเทคโนโลยีของชาติ ชุดโครงการวิจัยแห่งชาติ ด้านพลังงานทดแทนและการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ โดยมี รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงินเป็นหัวหน้าโครงการ ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยเพื่อพัฒนาเศรษฐกิจและสังคม ด้านวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี จากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ