

วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงแบบใหม่ที่ใช้เทคนิค
การสวิตชิงแบบสมดุลเพื่อลดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำโดยลดผลร่วม
ด้วยหม้อแปลงความถี่สูง

A NEW BALANCED SWITCHING WITH HIGH-FREQUENCY
TRANSFORMER FOR COMMON MODE EMI REDUCTION IN
HIGH STEP-UP DC/DC CONVERTER

ธนกนิศ ดำรงกิตติกุล
TANAKANIT DUMRONGKITTIKULE

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2741-1

วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงแบบใหม่ที่ใช้เทคนิค
การสวิตชิงแบบสมดุลเพื่อลดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำโหมดผลรวม
ด้วยหม้อแปลงความถี่สูง

**A NEW BALANCED SWITCHING WITH HIGH-FREQUENCY
TRANSFORMER FOR COMMON MODE EMI REDUCTION IN
HIGH STEP-UP DC/DC CONVERTER**

ธนคณิต ดำรงกิตติกุล

TANAKANIT DUMRONGKITTIGULE

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2549

ISBN 974-15-2741-1

**A NEW BALANCED SWITCHING WITH HIGH-FREQUENCY
TRANSFORMER FOR COMMON MODE EMI REDUCTION IN
HIGH STEP-UP DC/DC CONVERTER**

TANAKANIT DUMRONGKITTIGULE

**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 974-15-2741-1

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงแบบใหม่ที่ใช้เทคนิคการสวิตชิงแบบสมดุเพื่อลดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำโหมคผลร่วมด้วยหม้อแปลงความถี่สูง
นักศึกษา	นายธนคณิต ดำรงกิตติกุล
รหัสนักศึกษา	46060301
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2549
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงแบบใหม่ ที่ได้ประยุกต์ใช้เทคนิคการสวิตชิงแบบสมดุและเทคนิคการรวมแกนความถี่สูง ข้อดีของวงจรนี้คือลดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำโหมคผลร่วม ซึ่งทำได้โดยการนำเทคนิคการสวิตชิงแบบสมดุมาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูง การนำวิธีการนี้มาใช้กับวงจรดังกล่าวทำให้ต้องใช้แกนความถี่สูงในวงจรเพิ่มขึ้นจากวงจรแบบทั่วไป ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอ วิธีการรวมแกนความถี่สูง เพื่อรวมแกนความถี่สูง จากสองแกนให้เป็แกนเดียว โดยที่ข้อดีของวงจรคือ ลดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำโหมคผลร่วมโดยใช้แกนความถี่สูงเพียงแกนเดียว ขนาดเท่ากับแกนความถี่สูงของวงจรแบบทั่วไป ข้อดีดังกล่าว มีการยืนยันด้วยผลการทดลองจริงของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงแบบใหม่ดังกล่าวเปรียบเทียบกับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงแบบทั่วไป ในการทดลองได้ออกแบบที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 70 วัตต์ ได้ผลการลดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์สูงสุด 10 เดซิเบลไมโครโวลต์ ในช่วงความถี่ประมาณ 17 เมกะเฮิรตซ์ ถึง 24 เมกะเฮิรตซ์ ในกรณีที่น่าแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และไม้ใส่ตัวเก็บประจุช่วย

Thesis Title	A New Balanced Switching with High-Frequency Transformer for Common Mode EMI Reduction in High Step-Up DC/DC Converter
Student	Mr. Tanakanit Dumrongkittigule
Student ID.	46060301
Degree	Master of Engineering (Electrical Engineering)
Program	Electrical Engineering
Year	2006
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern

ABSTRACT

This thesis proposes a new balanced switching with high-frequency transformer in high step-up dc/dc converter. The advantage of the proposed converter is to reduce the common mode conducted EMI using balanced switching technique. This step-up converter requires more magnetic components than of that a conventional converter. Therefore, the integrated magnetic technique is proposed to reduce two magnetic components into a single core. Finally, the benefit of proposed converter, by reducing common mode conducted EMI with small amount of magnetic components, is confirmed by the experimental results of the proposed converter comparing to of that the conventional converter. The proposed converter is operated up to 70 W that results a significant reduction of total common mode conducted EMI up to 10 dBuV at the frequency range 17 MHz – 24 MHz for the operating condition of the heat sink connected to ground without auxiliary capacitances.

คำสำคัญของวิทยานิพนธ์

วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูง, เทคนิคการสวิตชิ่งแบบสมดุล, เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง, กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมหรือสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปแบบของกระแสไฟฟ้า, สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำโหมดผลรวม

Keywords

High Step-Up DC/DC Converter, Balanced Switching Technique, Integrated Magnetic Technique, Common Mode Noise Current, Common Mode Conducted EMI

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ จาก รศ.ดร.วีระเชษฐ ชันเงิน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้ให้โอกาสผมได้มีประสบการณ์หลายๆ ด้าน รวมถึงโอกาสที่ได้รับคำแนะนำจาก ศ.ดร.ชูอิชิ นิตตะ แม้ว่าจะเป็นช่วงเวลาที่สั้นมาก เมื่อครั้งที่ท่านกลับมาเยี่ยมชมห้องปฏิบัติการวิจัยความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับอาจารย์ที่ปรึกษา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า รวมถึงทุกๆ ท่านในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตศึกษา บัณฑิตวิทยาลัย องค์การ JICA และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ

ขอขอบคุณผู้เชี่ยวชาญ คณะทำงานทุกๆ ท่าน นายชนเทพ มณีนพพล นายปฏิวัติ บุญมารุ่นพี่ และน้องๆ ทุกคน ที่ผมได้เคยร่วมงานในโครงการ TRM ซึ่งอาจารย์วีระเชษฐเป็นหัวหน้าโครงการ

ขอขอบคุณชมรมพุทธศาสตร์และประเพณี ซึ่งผมได้เคยเข้าร่วมอยู่ด้วยแม้เพียงเวลา 1 ปี ในช่วงที่ผมยังเรียนระดับปริญญาตรี ขอขอบคุณที่ให้โอกาสผมได้บวชอย่างสงบ ได้ทำกิจกรรมที่เป็นประโยชน์ และได้รู้จักหลายๆ คนที่นั่น รวมถึงอาจารย์จักรกฤษณ์ อาทิตย์ตั้ง และลุงขายน้ำที่ทำให้ผมสนุกกับหมากกระดานอีกครั้ง

ขอขอบคุณอาจารย์วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์ อาจารย์ประชา คำภักดี รุ่นพี่ที่คอยให้คำแนะนำ และกระตุ้นเตือน รวมถึงการเป็นตัวอย่างที่ดีในหลายๆ

ขอขอบคุณ พี่ๆ และน้องๆ ในห้องวิจัยความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทุกๆ คน ที่เคยร่วมทุกข์ร่วมสุขกันมา ทำให้ผมได้เห็นพลังซึ่งผมคนเดียวไม่อาจทำได้เมื่อยามที่ร่วมมือกันทำงานที่หนักให้สำเร็จด้วยดี

ขอบคุณ คุณชุตินา ดาวเรือง ผู้ที่เข้าใจและให้กำลังใจ

ขอบคุณทุกท่านที่ให้กำลังใจและความช่วยเหลือ ซึ่งไม่อาจกล่าวถึงได้หมดคนที่นี่

สุดท้ายนี้ผมขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ผู้มีพระคุณยิ่ง ผู้ให้กำลังใจ สนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ให้ความรัก ความเชื่อใจและเข้าใจ รวมถึงทุกๆ คนในครอบครัวที่คอยให้กำลังใจและเข้าใจผม และอย่าผู้ซึ่งผมนับถือและเสียใจที่ไม่ได้อยู่ด้วยในวินาทีสุดท้ายของท่าน

ชนคณิต คำรงกิตติกุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
คำสำคัญของวิทยานิพนธ์.....	III
กิตติกรรมประกาศ.....	IV
สารบัญ.....	V
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน.....	5
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	6
1.7 ขั้นตอนการศึกษา.....	7
บทที่ 2 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	9
2.1 รูปแบบการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า นิยามและที่มาของการรบกวนทางสายตัวนำ.....	9
2.1.1 รูปแบบการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	9
2.1.2 นิยามและที่มาของการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	10
2.2 มาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	14
2.3 การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำและเครื่องมือวัด.....	16
2.3.1 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้า.....	16
2.3.2 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้า.....	20
2.3.3 การวัดและเครื่องมือวัดที่ใช้ในงานวิจัยนี้.....	24
2.4 แนวทางการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	25
บทที่ 3 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกกระดบแรงดันได้สูงแบบใหม่ที่มีการสวิตชิงแบบสมมูล ด้วยหม้อแปลงความถี่สูง.....	27

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1 หลักการทั่วไปของเทคนิคต่างๆ ที่นำมาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้.....	27
3.1.1 เทคนิคการสวิตชิงแบบสมดุล.....	27
3.1.2 เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง.....	30
3.2 โหมดการทำงานในแต่ละช่วงคาบเวลาของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรง ชนิดยกระดับแรงดันได้สูงที่นำเสนอ.....	32
3.3 การวิเคราะห์โดยใช้หลักการรวมแกนความถี่สูง.....	38
3.3.1 แกนที่ใช้และวงจรแม่เหล็ก.....	38
3.3.2 การวิเคราะห์โหมดการทำงานในสภาวะอยู่ตัวของวงจรแม่เหล็ก.....	42
3.3.3 การวิเคราะห์การกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนต่างๆ.....	50
3.3.4 การวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงแรงดันไฟฟ้าหรือดัชนีทรานเฟอร์ฟังก์ชัน.....	55
3.4 กลไกการลดลงของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของวงจรที่นำเสนอ.....	56
3.4.1 ตำแหน่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของวงจรแบบทั่วไป	57
3.4.2 กลไกในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของวงจรแบบที่นำเสนอ.....	59
บทที่ 4 การออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงแบบใหม่.....	62
4.1 การออกแบบวงจรไฟฟ้าและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้ในวงจร.....	62
4.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงโดยใช้เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง.....	86
4.3 วงจรควบคุมที่ใช้ในงานวิจัยนี้.....	104
4.4 การออกแบบวงจรและองค์ประกอบแม่เหล็กโดยใช้โปรแกรม MATLAB	105
บทที่ 5 การทดลอง.....	114
5.1 วัตถุประสงค์.....	114
5.2 ขอบเขตของการทดลอง.....	114
5.3 รูปแบบต่างๆ ที่ทำการทดลอง.....	114
5.3.1 การทดสอบด้านไฟฟ้ากำลัง.....	114
5.3.2 การทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	116
บทที่ 6 ผลการทดลองและการวิเคราะห์.....	126
6.1 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ด้านไฟฟ้ากำลัง.....	126

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.1.1 การทดสอบวัดรูปคลื่นสัญญาณทางไฟฟ้าที่สำคัญ.....	126
6.1.2 การทดสอบวัดอัตราขยายแรงดันไฟฟ้า.....	135
6.1.3 การทดสอบวัดประสิทธิภาพและแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออก.....	138
6.2 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	147
6.2.1 การทดสอบเพื่อพิสูจน์หลักการสวิตซ์แบบสมมูลในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์.....	148
6.2.2 การทดสอบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์ ในสภาวะที่สอดคล้องกับกรณีปัญหาที่เกิดขึ้นจริง.....	167
6.2.3 การทดสอบวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่างและสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมตามนิยาม.....	172
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	178
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	179
7.1.1 สรุปผลการวิจัยด้านไฟฟ้ากำลัง.....	179
7.1.2 สรุปผลการวิจัยด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	182
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	189
บรรณานุกรม.....	191
ภาคผนวก.....	194
ภาคผนวก ก. ข้อมูลแกนความถี่สูงที่ใช้และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	194
ภาคผนวก ข. โปรแกรม MATLAB ที่ใช้ออกแบบวงจรไฟฟ้าและวงจรแม่เหล็ก.....	204
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	214
ประวัติผู้เขียน.....	235

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 พิกัดของวงจรที่ทำการทดสอบ.....	7
4.1 พิกัดเป้าหมายของวงจรที่ต้องการออกแบบ.....	65
4.2 ค่าต่างๆ ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้กับวงจรควบคุม.....	105
4.3 ข้อมูลที่เลือกออกแบบและข้อมูลแกน EE42/42-20W.....	107
4.4 ผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบวงจรไฟฟ้าด้วยโปรแกรม MATLAB และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือค่าต่างๆ ที่เลือกใช้ในงานวิจัยนี้.....	110
4.5 ผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบวงจรแม่เหล็กที่ใช้แกนความถี่สูงแบบรวมด้วยโปรแกรม MATLAB และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือค่าต่างๆ ที่เลือกใช้ในงานวิจัยนี้.....	111
6.1 ผลการทดสอบวัดอัตราขยายแรงดันไฟฟ้า.....	136
6.2 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรแบบทั่วไป.....	140
6.3 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรแบบที่นำเสนอ.....	141
6.4 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าริปเปิ้ลด้านออกของวงจรแบบทั่วไป.....	144
6.5 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าริปเปิ้ลด้านออกของวงจรแบบที่นำเสนอ.....	144
7.1 สรุปผลการทดสอบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์กรณีต่างๆ.....	184
7.2 สรุปผลการทดสอบเพิ่มเติมเพื่อหากรณีที่เหมาะสมในการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไป.....	187

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกกระดบแรงดันได้สูงแบบทั่วไป.....4
1.2	แนวคิดในการปรับโครงสร้างของวงจรให้มีการสวิตซิ่งแบบสมมูลในวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกกระดบแรงดันได้สูง.....4
1.3	วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกกระดบแรงดันได้สูงที่นำเสนอใหม่โดยมีการประยุกต์ใช้เทคนิคการสวิตซิ่งแบบสมมูลและเทคนิคการรวมแกนความถี่สูง.....4
1.4	ขั้นตอนการศึกษาวิจัย.....8
2.1	เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....9
2.2	นิยามของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....11
2.3	ตัวอย่างเส้นมาตรฐานของมาตรฐาน VDE, FCC และ EN.....14
2.4	ตัวอย่างผลการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....15
2.5	รูปแสดงการต่อวงจรของอุปกรณ์และเครื่องมือวัดต่างๆ เพื่อวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้า.....16
2.6	ตัวอย่าง LISNs และกราฟคุณลักษณะอิมพีแดนซ์กับความถี่.....17
2.7	การตรวจจับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของเครื่องวัด Spectrum Analyzer.....18
2.8	การติดตั้งวางอุปกรณ์เพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....19
2.9	รูปแสดงการติดตั้งเพื่อวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปกระแสไฟฟ้าเป็นรูปของมาตรฐาน CISPR16.....20
2.10	รูปแสดงการวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปกระแสไฟฟ้า.....21
2.11	กลไกการวัดกระแสไฟฟ้าด้วยโพรบวัดกระแสไฟฟ้า.....21
2.12	กลไกการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม โหมดผลต่างและโหมดผลรวมโดยใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้า.....22
2.13	ตำแหน่งที่ใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์.....24
2.14	เครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....25
3.1	เปรียบเทียบวงจรที่ใช้และไม่ใช้เทคนิคการสวิตซิ่งแบบสมมูล.....28
3.2	แรงดันระหว่างขาแคเรนเทียบกราวด์ (Voltage of CS1) และชอร์ตเทียบกราวด์ (Voltage of CS2) ของวงจรในรูปที่ 3.1 (ข).
3.3	ตัวอย่างเปรียบเทียบวงจรที่ใช้เทคนิคการสวิตซิ่งแบบสมมูลแล้วต้องมีการเพิ่มอุปกรณ์ไฟฟ้า (ก) และวงจรที่ไม่ต้องมีการเพิ่มอุปกรณ์ไฟฟ้า (ข)30
3.4	ตัวอย่างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการประยุกต์ใช้เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง.....31

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.5 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกกระดบแรงดันไฟฟ้าได้สูง.....	32
3.6 รูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่ส่วนต่างๆ ของวงจรตามหลักการทางทฤษฎี.....	33
3.7 โหมดการทำงานที่ 1 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_0, t_1]$	33
3.8 โหมดการทำงานที่ 2 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_1, t_2]$	34
3.9 โหมดการทำงานที่ 3 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_2, t_3]$	35
3.10 โหมดการทำงานที่ 5 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_3, t_4]$	36
3.11 โหมดการทำงานที่ 5 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_4, t_5]$	37
3.12 โหมดการทำงานที่ 6 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_5, t_6]$	37
3.13 สัญลักษณ์แทนแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า เส้นแรงแม่เหล็กในส่วนต่างๆ ของวงจรและสัญลักษณ์ต่างๆ สำหรับการวิเคราะห์วงจร.....	38
3.14 สัญลักษณ์แทนระยะและพื้นที่หน้าตัดของแกนที่ใช้ที่ตำแหน่งต่างๆ.....	39
3.15 โครงสร้างวงจรจริงกับวงจรแม่เหล็กในขณะที่สวิตช์มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า (Switch: ON, [0-DT]) เมื่อคิดเส้นแรงแม่เหล็กไว้หล.....	40
3.16 โครงสร้างวงจรจริงกับวงจรแม่เหล็กในขณะที่สวิตช์มอสเฟตไม่นำกระแสไฟฟ้า (Switch: OFF, [DT-T]) เมื่อคิดเส้นแรงแม่เหล็กไว้หล.....	41
3.17 วงจรแม่เหล็กที่ลดรูปจากรูปที่ 3.16 (ข) เมื่อกระแสไฟฟ้าปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์.....	41
3.18 รูปสำหรับการวิเคราะห์การทำงานในโหมดที่ 1 (Switch: ON, [0-DT]).....	43
3.19 รูปสำหรับการวิเคราะห์การทำงานในโหมดที่ 2 (Switch: OFF, [DT-T]).....	46
3.20 กระแสไฟฟ้าปฐมภูมิเฉลี่ยเฉพาะช่วงที่มีการเก็บพลังงาน $I_{P(ON)}$	52
3.21 ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เวลาต่างๆ.....	53
3.22 ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในแกนต่างๆ.....	55
3.23 ตำแหน่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของวงจรแบบทั่วไป.....	57
3.24 กลไกการลดลงของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของวงจรแบบที่นำเสนอ.....	60
4.1 วงจรไฟฟ้าที่จะทำการออกแบบในบพนี้.....	62
4.2 โหมดขั้นตอนการออกแบบวงจรไฟฟ้า.....	64
4.3 โหมดแผนภูมิแสดงแรงดันไฟฟ้าด้านออกในอุดมคติที่อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิต่อขดลวดปฐมภูมิและเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าต่อคาบเวลาค่าต่างๆ.....	68
4.4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิในช่วงเวลาต่างๆ.....	73

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5	ขอบเขตระหว่างโหมตกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง.....75
4.6	รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิในโหมตกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง.....78
4.7	การออกแบบตัวเก็บประจุสำหรับวงจรแบบทั่วไป.....81
4.8	การออกแบบตัวเก็บประจุสำหรับวงจรแบบที่นำเสนอ.....85
4.9	กระบวนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงชนิดรวมแกน.....86
4.10	ลักษณะการพันขดลวดและวงจรไฟฟ้าขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า.....88
4.11	โหมตกราฟ B-H จริงจากผู้ผลิตแกนในรูป (ก) ซึ่งเห็นเฉพาะช่วงที่ค่า B และ H เป็นบวกและกราฟที่เขียนขึ้นเมื่อใส่ช่องอากาศในรูป (ข).....89
4.12	ข้อมูลจากผู้ผลิตแกนสำหรับเลือกใช้ค่า AL_Value และระยะช่องอากาศ.....93
4.13	อัตราส่วน R_{AC} / R_{DC} ที่เกิดจากผลของ Skin Effect ที่ค่า d / S ใดๆ.....95
4.14	การพันขดลวดในช่องหน้าต่างการพันของแกนความถี่สูงของทั้งสองวงจร.....97
4.15	การพันขดลวดจริงบนแกนความถี่สูงแบบรวมและแบบทั่วไป.....97
4.16	กำลังไฟฟ้าสูญเสียของแกนความถี่สูงต่อหนึ่งหน่วยปริมาตรที่ความถี่ต่างๆ.....99
4.17	ปรากฏการณ์ความใกล้เคียง (Proximity Effect) ของวงจรที่นำเสนอ.....100
4.18	อัตราส่วน R_{AC} / R_{DC} ที่เกิดจากผลของ Proximity Effect.....102
4.19	กราฟสำหรับประมาณค่าอุณหภูมิที่สูงขึ้นของตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลงโดยพิจารณาจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียและพื้นที่ในการระบายความร้อน.....103
4.20	วงจรไฟฟ้าที่ต่อกับสัญญาณขาออกของ IC รุ่น SG3524 เพื่อเพิ่มความสามารถในการควบคุมการสวิตช์ของมอสเฟต.....104
4.21	ภาพรวมของขั้นตอนและระบบการคำนวณเพื่อออกแบบด้วยโปรแกรม MABLAB.....106
4.22	กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิที่พิคกำลังไฟฟ้าด้านออก 70 W เมื่อใช้ระยะช่องอากาศ 0.2 มม.....109
4.23	ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวม (Magnetizing Inductance) หรือค่าความเหนี่ยวนำรวมของขดลวดปฐมภูมิ ในช่วง 100 Hz – 30 MHz ซึ่งเป็นรูปถ่ายผลจากการวัดจริงด้วยเครื่อง Impedance Analyzer.....112
4.24	ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) และเฟส (Phase) ของความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมหรือค่าความเหนี่ยวนำรวมของขดลวดปฐมภูมิ ในช่วง 100 Hz – 30 MHz ซึ่งเป็นรูปถ่ายผลจากการวัดจริง ด้วยเครื่อง Impedance Analyzer.....113
5.1	แผนภูมิแสดงประเด็นหรือรูปแบบที่จะทำการทดลองทางด้านไฟฟ้ากำลัง.....115

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.2 การติดตั้งวงจรเพื่อทำการทดสอบด้านไฟฟ้ากำลัง.....	115
5.3 แผนภูมิแสดงประเด็นหรือรูปแบบที่จะทำการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวน แม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	117
5.4 การติดตั้งเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้โพรบวัด กระแสไฟฟ้า (High Frequency Current Probe).....	118
5.5 การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำกรณีที่ไม่ใส่ ตัวเก็บประจุช่วย $C_{PG}, C_{P1G}, C_{P2G}, C_{SG}, C_{S1G}$ และ C_{S2G}	120
5.6 การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย $C_{PG}, C_{P1G}, C_{P2G}, C_{SG}, C_{S1G}$ และ C_{S2G}	121
5.7 รูปถ่ายการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้า โดยใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้า.....	122
5.8 กรณีต่างๆ ที่ทำการทดสอบแบ่งตามลักษณะที่มีการเชื่อมต่อกับกราวด์.....	123
5.9 แผนภูมิการทดสอบเพื่อสรุปหากรณีที่มีความเหมาะสมในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมด ผลรวมเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่สุดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไป.....	124
6.1 ตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต.....	126
6.2 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต.....	127
6.3 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสำหรับการวิเคราะห์.....	127
6.4 ตำแหน่งที่ทำการวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ.....	130
6.5 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ (Current Probe: 0.1 V/ 1A และเครื่องวัด มีการขยาย 10 เท่า ดังรูป DC 10:1 ทำให้ค่าจริงเป็น 2 A/div).....	130
6.6 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิ (Current Probe: 0.1 V/ 1A และเครื่องวัดมีการขยาย 10 เท่า ดังรูป DC 10:1 ทำให้ค่าจริงเป็น 2 A/div).....	131
6.7 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิทั้งสองขดและกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิ ทั้งสองขดของวงจรแบบที่นำเสนอ (Current Probe: 0.1 V/ 1A และเครื่องวัดมีการขยาย 10 เท่า ดังรูป DC 10:1 ทำให้ค่าจริงเป็น 5 A/div และ 1 A/div).....	131
6.8 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิสำหรับการวิเคราะห์ (Current Probe: 0.1 V/ 1A และเครื่องวัดมีการขยาย 10 เท่า ดังรูป DC 10:1 ทำให้ค่าจริงเป็น 2 A/div).....	132
6.9 ตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออกเพื่อตรวจสอบอัตราขยายแรงดันไฟฟ้า.....	135
6.10 แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ค่า D เท่ากับ 0.1 ถึง 0.4.....	137

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.11 ตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า และ กำลังไฟฟ้า ทั้งด้านเข้าและด้านออก...	138
6.12 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า v_i (50 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า i_i (5 A/div) และ กำลังไฟฟ้า ด้านเข้า ที่เวลาใดๆ $p_i = v_i \times i_i$ ในแกนเวลา 5 us/div.....	139
6.13 แรงดันไฟฟ้าด้านออก v_o (50 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านออก i_o (0.5 A/div) และกำลังไฟฟ้า ด้านออก ที่เวลาใดๆ $p_o = v_o \times i_o$ ในแกนเวลา 5 us/div.....	139
6.14 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอเมื่อแกนความถี่สูงใช้ ระยะช่องอากาศ 0.4 มิลลิเมตร ที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 10 W ถึง 70 W และประสิทธิภาพที่ พิกัด 50 W เมื่อแกนความถี่สูงใช้ระยะช่องอากาศ 0.2 มิลลิเมตร.....	142
6.15 แรงดันไฟฟ้าริปีเปิดด้านออก.....	143
6.16 เปรียบเทียบ แรงดันไฟฟ้าริปีเปิดด้านออก.....	145
6.17 กรณีต่างๆ ที่ทำการทดสอบแบ่งตามลักษณะที่มีการเชื่อมต่อกับกราวด์.....	147
6.18 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตกรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์และ ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 1) วัดที่จุด P กับ Q, P1 กับ P2 ในรูปที่ 5.5.....	149
6.19 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตกรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์แต่ ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2) วัดที่จุด P กับ Q, P1 กับ P2 ในรูปที่ 5.5.....	149
6.20 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตกรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3) วัดที่จุด P กับ Q, P1 กับ P2 ในรูปที่ 5.6.....	149
6.21 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตกรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และ ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4) วัดที่จุด P กับ Q, P1 กับ P2 ในรูปที่ 5.6.....	150
6.22 แรงดันไฟฟ้าที่ขาเดรน (จุด P, P1) และขาซอร์ส (จุด Q, P2) เทียบกราวด์ ดังรูปที่ 5.5 ไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 1).....	151
6.23 แรงดันไฟฟ้าที่ขาเดรน (จุด P, P1) และขาซอร์ส (จุด Q, P2) เทียบกราวด์ ดังรูปที่ 5.6 ไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2).....	151
6.24 แรงดันไฟฟ้าที่ขาเดรน (จุด P, P1) และขาซอร์ส (จุด Q, P2) เทียบกราวด์ ดังรูปที่ 5.5 นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3).....	151
6.25 แรงดันไฟฟ้าที่ขาเดรน (จุด P, P1) และขาซอร์ส (จุด Q, P2) เทียบกราวด์ ดังรูปที่ 5.6 นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4).....	152
6.26 แรงดันไฟฟ้าที่จุด S, S1 และ S2 เทียบกับกราวด์ (V_{SG} , V_{S1G} และ V_{S2G}) ดังรูปที่ 5.5 ไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 1).....	153

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.27 แรงดันไฟฟ้าที่จุด S, S1 และ S2 เทียบกับกราวด์ (V_{SG} , V_{S1G} และ V_{S2G}) ดังรูปที่ 5.6 ไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2).....	153
6.28 แรงดันไฟฟ้าที่จุด S, S1 และ S2 เทียบกับกราวด์ (V_{SG} , V_{S1G} และ V_{S2G}) ดังรูปที่ 5.5 นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3).....	153
6.29 แรงดันไฟฟ้าที่จุด S, S1 และ S2 เทียบกับกราวด์ (V_{SG} , V_{S1G} และ V_{S2G}) ดังรูปที่ 5.6 นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4).....	154
6.30 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากขาเดรนสู่กราวด์และขาซอร์สสู่กราวด์ ดังรูปที่ 5.6 กรณี แผ่นระบายความร้อนไม่ต่อลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2).....	155
6.31 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากขาเดรนสู่กราวด์และขาซอร์สสู่กราวด์ ดังรูปที่ 5.6 กรณี แผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4).....	155
6.32 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากจุด S, S1 และ S2 สู่กราวด์ (i_{SG} , i_{S1G} และ i_{S2G}) ดังรูปที่ 5.6 แผ่นระบายความร้อนไม่ต่อลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2).....	156
6.33 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากจุด S, S1 และ S2 สู่กราวด์ (i_{SG} , i_{S1G} และ i_{S2G}) ดังรูปที่ 5.6 แผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4).....	156
6.34 ผลรวมของกระแสไฟฟ้าสองสาย ที่มีทิศทางตรงกันข้าม ทำให้เกิดการหักล้างกันของ กรณีการทดลองแบบที่ 2 แกนเวลา 10 us/div ทั้งสองรูป.....	156
6.35 ผลรวมของกระแสไฟฟ้าสองสาย ที่มีทิศทางตรงกันข้าม ทำให้เกิดการหักล้างกันของ กรณีการทดลองแบบที่ 4 แกนเวลา 10 us/div ทั้งสองรูป.....	157
6.36 โหมดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อน ลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 1) ดังรูปที่ 5.5.....	157
6.37 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์ แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2) ดังรูปที่ 5.6.....	159
6.38 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3) ดังรูปที่ 5.5.....	159
6.39 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4) ดังรูปที่ 5.6.....	159
6.40 แถบความถี่อ้างอิงจากการวัดสัญญาณ ในขณะที่ยังไม่จ่ายไฟให้วงจรที่ทำการทดสอบ.....	160
6.41 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ กรณี ไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 1).....	161

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.42	หน้า
6.42	หน้า
6.43	หน้า
6.44	หน้า
6.45	หน้า
6.46	หน้า
6.47	หน้า
6.48	หน้า
6.49	หน้า
6.50	หน้า
6.51	หน้า
6.52	หน้า
6.53	หน้า
6.54	หน้า

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.55 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในนิวทรอล ($i_{Total, N}$) ในโดเมนความถี่กรณีนำ ผ่านระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4)	175
6.56 ผลรวมกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างที่ไหลในไลน์และนิวทรอล ($2i_{DM}$) ในโดเมนเวลา.....	176
7.1 เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ของวงจร แบบทั่วไปในกรณีต่างๆ ที่วงจรมีการเชื่อมต่อกับกราวด์.....	185
7.2 เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ของวงจร แบบที่นำเสนอในกรณีต่างๆ ที่วงจรมีการเชื่อมต่อกับกราวด์.....	185
7.3 สรุปวงจรแบบที่นำเสนอกรณีที่สามารถนำมาใช้แก้ปัญหาสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม ในกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไป.....	188

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในช่วง 2-3 ปีที่ผ่านมาจนถึงปัจจุบันในปี พ.ศ. 2548 มีการพัฒนาและการประยุกต์ใช้งาน วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูง (High Step-up DC/DC Converters) อย่างหลากหลาย เช่น ใช้เชื่อมต่อที่ปลายด้านหน้า (Front-end Stage) สำหรับ แหล่งจ่ายแบตเตอรี่, ใช้เชื่อมต่อที่ปลายด้านหน้าของแหล่งจ่ายไฟสำรอง (UPS), ใช้เชื่อมต่อที่ ปลายด้านหน้าของแหล่งพลังงานจากแสงอาทิตย์ (Solar Energy), ใช้กับหลอดไฟดิสชาร์จความ เข้มสูง (High Intensity Discharge Lamp ballast: HID Lamp) ในระบบรถยนต์ และใช้งานเป็น วงจรแปลงผันกำลังชนิดยกระดับแรงดันได้สูงต่างๆ ไป [1]-[5] ซึ่งแนวโน้มด้านหนึ่งที่สำคัญใน การพัฒนาวงจรถูกกล่าวและวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังอื่นๆ รวมทั้งระบบขนาดใหญ่ที่มีการทำงาน ร่วมกันหลายๆ วงจร คือ การทำให้ขนาดทางกายภาพโดยรวมของวงจรมีขนาดเล็กลง ทำให้มี การศึกษาเทคโนโลยีในการรวม (Integrating Technologies) และการพัฒนาอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ สามารถเปลี่ยนสถานะในการนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ที่มีความถี่สูงขึ้น หรือที่เรียกว่าการ สวิตซ์ที่ความถี่สูงขึ้นอย่างต่อเนื่อง [6] การสวิตซ์ที่ความถี่สูงเป็นที่ทราบกันดีในทางด้าน ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าว่า ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่มาจากสายตัว นำ ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 โหมด ได้แก่ สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม (Common Mode Emission: CM) และสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (Differential Mode Emission: DM) [7]-[9] โดยสัญญาณ รบกวนโหมดผลรวม คือ สัญญาณรบกวนที่ไปรบกวนระบบหรือวงจรอื่นๆ โดยผ่านทางกราวด์ ส่วนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง คือ สัญญาณรบกวนที่ไปรบกวนระบบหรือวงจรอื่นๆ โดยผ่าน ทางสายไลน์หรือนิวทรอล โดยไม่ผ่านทางกราวด์ ซึ่งหากมองในเชิงพาณิชย์ การนำวงจร อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการสวิตซ์ไปใช้ในเชิงพาณิชย์ในประเทศใด ก็จะต้องมีการตรวจสอบ และได้รับการรับรองว่า ไม่เกินเงื่อนไขขีดจำกัดทางด้านสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทาง สายตัวนำของประเทศนั้น เงื่อนไขดังกล่าวส่วนมากจะกำหนดว่า สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม (Total Mode) ในรูปของแรงดันไฟฟ้าจะต้องไม่เกินเงื่อนไขขีดจำกัดที่ประเทศนั้นๆ กำหนด โดย ที่สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม คือ ผลรวมทางเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมและ สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง [10]

อย่างไรก็ตามแม้ว่าวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะนำไปสู่เชิงพาณิชย์ และเป็นไปตามเงื่อนไข ขีดจำกัดได้ แต่ก็ไม่ได้หมายความว่าวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังนั้นๆ จะไม่รบกวนวงจรหรือ ระบบอื่นๆ ที่ใช้งานร่วมกันซึ่งจากแนวโน้มการพัฒนาที่มุ่งเน้นให้วงจรหรือระบบอิเล็กทรอนิกส์

กำลังต่างๆ มีขนาดเล็กกลงส่งผลให้ตัวเก็บประจุแผ่ระหว่างตัวนำในส่วนต่างๆ ของวงจรหรือระบบดังกล่าวกับกราวด์ มีขนาดใหญ่ขึ้น ทำให้มีโอกาสเกิดสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมสูงขึ้น เนื่องจากตัวเก็บประจุแผ่ เป็นเส้นทางเดินที่สำคัญของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมสู่กราวด์ ดังนั้นในงานวิจัยนี้ จึงมุ่งเน้นไปที่การลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วม ที่เกิดจากวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงซึ่งจัดเป็นประเด็นปัญหาหลักในงานวิจัยนี้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังที่จะนำเสนอวิธีการหนึ่ง ที่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมดผลร่วมได้อย่างมีประสิทธิภาพที่เรียกว่า “เทคนิคการสวิตซ์แบบสมดุล (Balanced Switching Technique)” [11]-[16] โดยนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูง อย่างไรก็ตาม การศึกษาเทคนิคการสวิตซ์แบบสมดุล จะช่วยให้เข้าใจถึงการเกิดสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและเส้นทางเดินของสัญญาณดังกล่าว ซึ่งเป็นความมุ่งหวังที่แท้จริงในการศึกษานี้ รวมทั้งความเข้าใจในสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างและสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมที่จะได้กล่าวถึงในงานวิจัยนี้ด้วย โดยความเข้าใจดังกล่าวมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อผู้ออกแบบวงจรของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (EMI filter) ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน หรือแม้กระทั่งผู้ที่ต้องการจะคิดค้นหาวิธีการใหม่ๆ ในการกำจัดสัญญาณรบกวนดังกล่าวที่น่าจะมีมากขึ้นในอนาคตเนื่องด้วยแนวโน้มการพัฒนาวงจรให้เล็กลง

นอกจากนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังว่าจะสามารถเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่ต้องการนำเทคนิคการรวมแกนความถี่สูง (Integrated Magnetic Technique) [17]-[20] มาประยุกต์ใช้และผู้ที่ต้องการวิเคราะห์ ออกแบบ ทำความเข้าใจและการอธิบายในรูปสมการของวงจรแม่เหล็กดังกล่าว เนื่องจากในงานวิจัยนี้ได้มีการประยุกต์ใช้เทคนิคดังกล่าว กับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงเพื่อลดขนาดและจำนวนของวงจรแม่เหล็ก

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

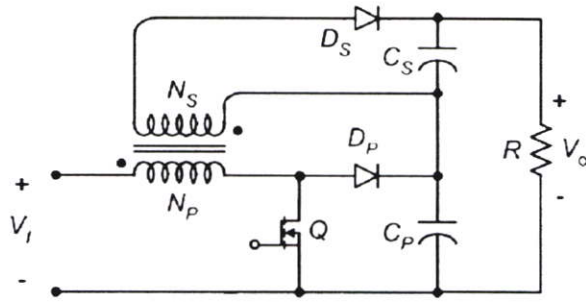
สำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการสวิตซ์ในงานวิจัยนี้ ได้แก่ วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอซึ่งรูปที่ 1.1 และ 1.2 วงจรแบบทั่วไปในรูปที่ 1.1 ในขณะที่มีการสวิตซ์ แรงดันไฟฟ้าระหว่างขาเดรน (Drain) ของสวิตช์ MOSFET เทียบกับกราวด์ และแรงดันไฟฟ้าระหว่างขั้วแอโนดของไดโอด D_S เทียบกับกราวด์จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว (dv/dt) ทำให้มีสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมในรูปของกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วม (Common Mode Current: i_{CM}) ไหลผ่านตัวเก็บประจุแผ่

(C_{PARA}) ที่อยู่ระหว่างขาเดรนของมอสเฟตกับกราวด์ และกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมอีกสายไหลผ่านตัวเก็บประจุแผ่นระหว่างขั้วแอโนดของ ไดโอด D_S กับกราวด์ ลงสู่กราวด์

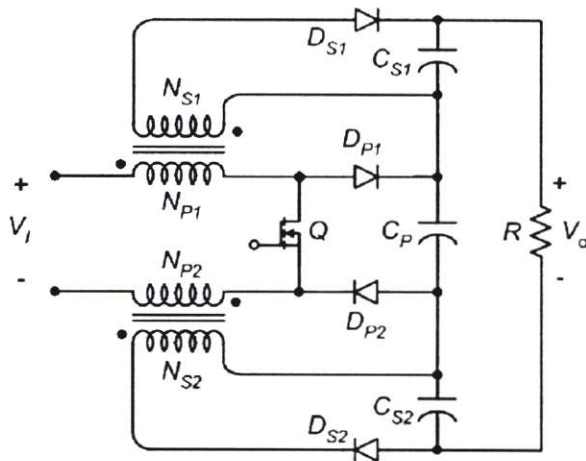
โดยที่สมมติฐานคือ เมื่อนำเทคนิคการสวิตชิ่งที่สมคูลมาใช้ ด้วยการปรับโครงสร้างของวงจรเป็นดังรูปที่ 1.2 โดยทำให้ dv/dt ระหว่างขาซอร์สกับกราวด์และ dv/dt ระหว่างขาเดรนกับกราวด์ เกิด dv/dt โดยพร้อมเพรียงกันและมีขนาดเท่ากัน แต่มีทิศทางตรงกันข้าม ก็จะทำให้เกิด i_{CM} สองสาย ไหลจากขาเดรนสู่กราวด์สายหนึ่งและขาซอร์สสู่กราวด์อีกสายหนึ่ง โดยผ่านทาง C_{PARA} ที่จุดนั้นๆ กับกราวด์ โดยหาก C_{PARA} มีขนาดเท่ากัน ก็จะทำให้ i_{CM} ทั้งสองสายมีขนาดเท่ากัน แต่มีทิศทางตรงกันข้าม ส่งผลให้เกิดการหักล้างของกระแสไฟฟ้าทั้งสอง และเมื่อปรับโครงสร้างให้แรงดันไฟฟ้าที่ขั้วแคโทดของไดโอด D_{S2} กับ ขั้วแอโนดของไดโอด D_{S1} มี dv/dt เทียบกับกราวด์โดยพร้อมเพรียงกันและมีขนาดเท่ากัน แต่มีทิศทางตรงกันข้ามก็จะทำให้มี i_{CM} อีก 2 สาย ไหลมาหักล้างกัน ทำให้สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ได้ อย่างไรก็ตาม เพื่อใช้เทคนิคการสวิตชิ่งแบบสมคูล ดังรูปที่ 1.2 มีการเพิ่มไดโอด 2 ตัว กับ แกนความถี่สูงอีก 1 แกน ส่งผลให้ขนาดของวงจรโดยรวมใหญ่ขึ้นรวมทั้งประสิทธิภาพที่อาจจะลดลง ดังนั้นหากนำเทคนิคการรวมแกนความถี่สูงมาใช้ เพื่อพ่นขดลวดทั้งหมด ให้พันร่วมอยู่บนแกนเดียวกันได้ ก็จะช่วยลดขนาดและจำนวนของแกนในวงจรที่มีการสวิตชิ่งแบบสมคูลได้ ทำให้แกนความถี่สูงที่ใช้มีจำนวน 1 แกนเท่ากับวงจรแบบทั่วไป ดังวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 1.3

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

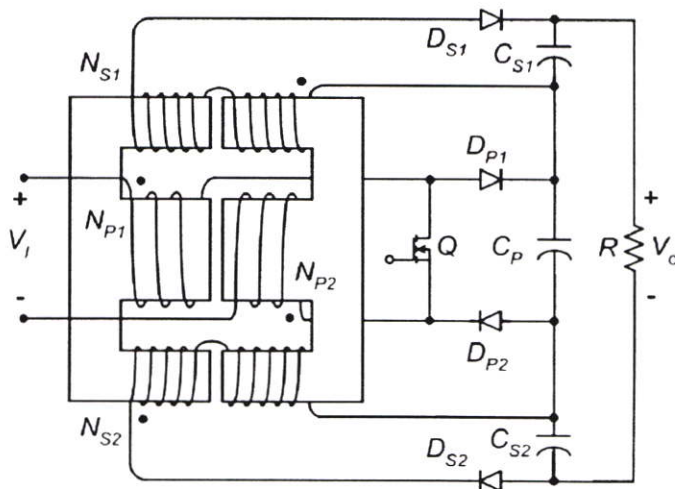
สำหรับทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เริ่มต้นจากการทบทวนบทความที่เกี่ยวข้องกับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูง [1]-[4] และบทความเกี่ยวกับเทคนิคต่างๆ ในการลดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลรวม [11]-[16], [21]-[24] ซึ่งเหตุผลที่ทำการทบทวนบทความเหล่านี้ก็ด้วยเหตุผลที่กล่าวไปแล้วในข้อที่ 1.1 หลังจากทบทวนบทความต่างๆ แล้วทำให้เกิดแนวคิดที่จะประยุกต์ใช้เทคนิคการสวิตชิ่งแบบสมคูล เพื่อลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในวงจรแบบทั่วไปดังรูปที่ 1.1 ส่วนวงจรที่มีการสวิตชิ่งแบบสมคูลได้นำเสนอแนวคิดดังรูปที่ 1.2 อย่างไรก็ตามแนวคิดในรูปที่ 1.2 มีการเพิ่ม ไดโอด ตัวเก็บประจุ และแกนความถี่สูง ซึ่งทำให้ขนาดโดยรวมของวงจรใหญ่กว่าวงจรแบบทั่วไปมาก และน่าจะมีความสูญเสียจากอุปกรณ์ที่เพิ่มขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งขนาดของแกนความถี่สูงที่เพิ่มขึ้น มีผลต่อขนาดของวงจรมาก อีกทั้งความสูญเสียที่น่าจะสูงขึ้นมากจากแกนความถี่สูงที่ใช้งานที่ความถี่สูงๆ ทำให้เกิดแนวคิดที่จะลดขนาดและจำนวนของแกนความถี่สูงดังกล่าว ซึ่งภายหลังจากการศึกษาเทคนิคการรวมแกนความถี่สูง จากหนังสือและบทความต่างๆ [17]-[20] จึงได้นำเสนอแนวคิดในการรวมแกนความถี่สูง ในวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงที่มีการสวิตชิ่งแบบสมคูลดังในรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.1 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงแบบทั่วไป [2]-[4]



รูปที่ 1.2 แนวคิดในการปรับโครงสร้างของวงจรให้มีการสวิตชิงแบบสมมูลในวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูง



รูปที่ 1.3 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงที่นำเสนอใหม่โดยมีการประยุกต์ใช้เทคนิคการสวิตชิงแบบสมมูลและเทคนิคการรวมแกนความถี่สูง

1.5 การเปรียบเทียบระหว่างวิธีการที่นำเสนอกับวิธีการแบบพื้นฐาน

วงจรและหลักการที่นำเสนอใหม่เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรเดิมมีรายละเอียด ดังต่อไปนี้

1.5.1 เปรียบเทียบโหมดการทำงานและโครงสร้างของวงจรแบบที่นำเสนอใหม่กับวงจรแบบทั่วไป

(ก) โหมดการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงแบบที่นำเสนอใหม่ในรูปที่ 1.3 ยังคงมีโหมดการทำงาน แบ่งได้เป็น 6 โหมด [2] หรือ 5 โหมด [3]-[4] เหมือนกับวงจรเดิมในรูปที่ 1.1 แต่จะต่างกันที่วงจรที่ได้นำเสนอนั้นจะมีการปรับโครงสร้างของวงจรดังแสดงในรูปที่ 1.3 ทำให้มีการแบ่งพลังงานไปเก็บและคายพลังงานในขดลวดเหนี่ยวนำ (N_{S2}) และ ตัวเก็บประจุ (C_{S2}) เพิ่มขึ้นมาในสภาวะการทำงานหรือโหมดการทำงานต่างๆ ซึ่งในวงจรเดิมจะมีการเก็บและคายพลังงานโดยใช้ ขดลวดเหนี่ยวนำ 1 ขด และใช้ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว เท่านั้น ในส่วนของอัตราส่วนการแปลงแรงดันไฟตรง (DC Transfer Function) ในอุดมคติจะคล้ายกับวงจรเดิมแต่วงจรแบบนำเสนอใหม่จะมีขดลวดเหนี่ยวนำ 2 ขดทำให้รูปสมการแตกต่างกัน

(ข) โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงแบบใหม่ที่นำเสนอเปรียบเทียบกับวงจรเดิม มีความแตกต่างกันคือ ในวงจรที่นำเสนอจะมีการปรับโครงสร้างให้วงจรมีการสวิตช์แบบสมมูล เพื่อให้เกิดการหักล้างของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม ซึ่งทำได้โดยการเพิ่มขดลวดเหนี่ยวนำ (N_{S2}) และพันขดลวดดังรูปที่ 1.3 เพิ่มตัวเก็บประจุ (C_{S2}) และ ไดโอด (D_{P2}) และ (D_{S2}) ลักษณะดังกล่าวจะทำให้แรงดันไฟฟ้าระหว่างขาแคทอเดอของมอสเฟตเทียบกับกราวด์ และแรงดันไฟฟ้าระหว่างขาซอร์ส (source) ของมอสเฟตเทียบกับกราวด์ รวมถึงแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วแคโทดของไดโอด D_{S2} กับ ขั้วแอโนดของไดโอด D_{S1} เทียบกับกราวด์มีลักษณะดังสมมติฐานในข้อที่ 1.3 ทำให้มีกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมไหลมาหักล้างกันในวงจรที่มีการสวิตช์แบบสมมูลส่งผลให้กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมมีขนาดลดลง

1.5.2 เปรียบเทียบวงจรแม่เหล็กของวงจรแบบที่นำเสนอใหม่กับวงจรแบบทั่วไป

(ก) วงจรแม่เหล็กของวงจรเดิม สำหรับวงจรแบบทั่วไป ของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูง ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้แกน EE42/42-20W โดยมีลักษณะการพันขดลวด คือ พันขดลวดปฐมภูมิที่แกนกลางจำนวน 12 รอบ แล้วพันขดลวดทุติยภูมิซึ่งในวงจรนี้มี 1 ขด จำนวน 60 รอบ ที่แกนกลางหับขดลวดปฐมภูมิ โดยแกนความถี่สูง มีช่องอากาศห่าง 0.4 มิลลิเมตรซึ่งทิศทางการพันขดลวดทั้งสองกำหนดดังรูปที่ 1.1

(ข) วงจรแม่เหล็กของวงจรใหม่ที่นำเสนอ จะใช้แกนความถี่สูง ชนิดเดียวกับวงจรแบบทั่วไปโดยมีลักษณะการพันเพื่อให้อายุการใช้งานยาวขึ้นดังรูปที่ 1.3 โดยที่หลักการคือ พันขดลวดปฐมภูมิให้มีความเหนี่ยวนำรวม (Primary Magnetizing Inductance) เท่ากับวงจรแบบ

ทั่วไป แต่ลักษณะการพันคือ พันแยกขดลวดปฐมภูมิเป็น 2 ขด ได้แก่ ขดลวดปฐมภูมิขดที่ 1 (N_{P1}) พัน 6 รอบและขดลวดปฐมภูมิขดที่ 2 (N_{P2}) พัน 6 รอบ โดยมีทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กเสริมกัน ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรวมของขดลวดปฐมภูมิต่ำเท่ากับวงจรแบบทั่วไป ส่วนขดลวดทุติยภูมิจะแบ่งเป็น 2 ขดโดยแต่ละขดพันอยู่บนแกนด้านข้างจำนวน 60 รอบ ดังในรูปที่ 1.3 ซึ่งต่างกับวงจรแบบทั่วไปที่พันบนแกนกลาง การพันเช่นนี้ทำให้พลังงานมีการส่งผ่านไปยังโหลดและตัวเก็บประจุ 3 ทาง ได้แก่ ผ่านทางขดลวดปฐมภูมิตัวเก็บประจุ C_p ผ่านทางขดลวดทุติยภูมิที่ 1 (N_{S1}) และตัวเก็บประจุ C_{S2} และผ่านทางขดลวดทุติยภูมิที่ 2 (N_{S2}) และตัวเก็บประจุ C_{S2} ลักษณะดังกล่าวทำให้วงจรมีการสวิตช์ที่สมดุลได้โดยใช้แกนความถี่สูง เพียงแกนเดียว

1.5.3 เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรที่นำเสนอใหม่กับวงจรเดิม

(ก) วงจรแบบที่นำเสนอใหม่

ข้อดี - ลดขนาดของกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์ในโดเมนเวลา ณ เวลาที่มีการสวิตช์เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบทั่วไป

- ลดสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมในย่านความถี่ต่างๆ ตลอดย่านความถี่ หรือเกือบตลอดย่านความถี่ในช่วง 150 kHz – 30 MHz เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบทั่วไป

ข้อเสีย - ประสิทธิภาพของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบที่นำเสนอ น้อยกว่าวงจรแบบทั่วไปเนื่องจากการเพิ่มอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังขึ้นมากกว่าวงจรเดิมได้แก่ ไดโอด 2 ตัว ตัวเก็บประจุ 1 ตัว

(ข) วงจรแบบทั่วไป

ข้อดี - ประสิทธิภาพของวงจรแบบทั่วไปสูงกว่าวงจรแบบที่นำเสนอเนื่องจากมีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังน้อยกว่าวงจรแบบที่นำเสนอ ได้แก่ ไดโอดน้อยกว่า 2 ตัว ตัวเก็บประจุน้อยกว่า 1 ตัว

ข้อเสีย - ขนาดของกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์ ในโดเมนเวลา ณ เวลาที่มีการสวิตช์จะสูงกว่าวงจรแบบที่นำเสนอ

- สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมในย่านความถี่ต่างๆ สูงกว่าตลอดย่านหรือเกือบตลอดย่านความถี่ในช่วง 150 kHz – 30 MHz เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบที่นำเสนอ

1.6 ขอบเขตการวิจัย

(ก) นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงแบบใหม่ที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบสมดุลและเทคนิคการรวมแกนความถี่สูง โดยทำการวิเคราะห์ ออกแบบ และทำการสร้างเพื่อนำมาทดสอบเปรียบเทียบกับวงจรแบบทั่วไป ทั้งในแง่ของประสิทธิภาพของวงจรและการทำงานของวงจรทั้งสองในส่วนองไฟฟ้ากำลัง

(ข) ทำการทดสอบและวิเคราะห์สัญญาณรบกวน โหมดผลรวม เพื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบที่นำเสนอและวงจรแบบทั่วไปเพื่อยืนยันหลักการสวิตซ์แบบสมมูลว่า สามารถลดสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมในวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงจริงหรือไม่ และทดสอบเพิ่มเติมในส่วนของสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างและโหมดผลรวม

(ค) พิกัดเป้าหมายของวงจรที่จะออกแบบเพื่อทำการทดสอบ ซึ่งใช้ในงานวิจัยนี้โดยอ้างอิงสัญลักษณ์ต่างๆ กับรูปที่ 1.3 แสดงในตารางที่ 1.1 โดยพิกัดเป้าหมายที่ออกแบบของวงจรมีไม่ได้เจาะจงว่าจะนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบหรืองานใดโดยตรง อย่างไรก็ตามวงจรมีสามารถนำไปใช้เป็นวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงที่ใช้งานทั่วๆ ไป

ตารางที่ 1.1 พิกัดของวงจรที่ทำการทดสอบ

ปริมาณทางไฟฟ้า	ขนาด/พิกัด	หน่วยวัด
แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (V_I)	24	โวลต์ (V)
แรงดันไฟฟ้าด้านออก (V_O)	100	โวลต์ (V)
กระแสไฟฟ้าด้านออก (I_O)	0.1-0.7	แอมแปร์ (A)
กำลังไฟฟ้าด้านออก (P_O)	10-70	วัตต์ (W)
ความถี่สวิตซ์ (f)	40	กิโลเฮิรตซ์ (kHz)

1.7 ขั้นตอนของการศึกษา

ขั้นตอนในการศึกษาวิจัยในงานวิจัยนี้แบ่งออกเป็น 5 ขั้นตอนหลัก ดังแผนภูมิในรูปที่ 1.4 โดยครอบคลุมเนื้อหาสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งมีทั้งหมด 7 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่เกิดจากการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง นิยามและที่มาของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โหมดผลต่างๆ เงื่อนไขจำกัดสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำและเครื่องมือวัด และแนวทางการแก้ปัญหา

บทที่ 3 นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงแบบใหม่ที่มีการประยุกต์ใช้เทคนิคการสวิตซ์แบบสมมูลและเทคนิคการรวมแกนความถี่สูง โหมดการทำงานของวงจรแบบที่นำเสนอ และการวิเคราะห์ โดยใช้เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง และการหาสมการอัตราส่วนการแปลงแรงดันไฟตรงของวงจรที่นำเสนอโดยวิเคราะห์จากวงจรแม่เหล็ก

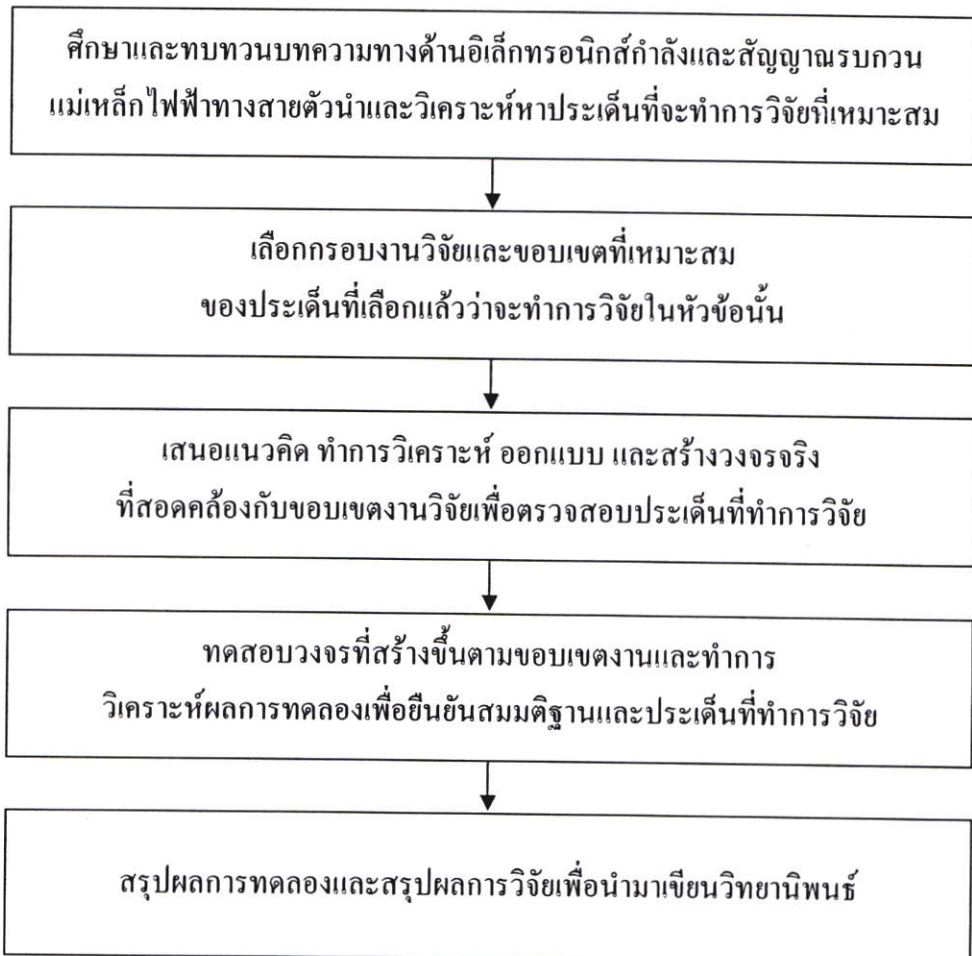
บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ทั้งการออกแบบทางไฟฟ้าและการออกแบบวงจรแม่เหล็ก

หลังจากนั้นจึงนำสมการสำคัญต่างๆ ในการออกแบบมาคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อเลือกอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ขนาด และแกนความถี่สูง ที่ใช้

บทที่ 5 กล่าวถึงวัตถุประสงค์และขอบเขตที่ทำการทดลอง โดยแบ่งเป็นการสรุปเงื่อนไขต่างๆ ที่จะทำการทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลังและการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

บทที่ 6 กล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลองทั้งทางด้านไฟฟ้ากำลังและทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยมีการเปรียบเทียบระหว่างวงจรแบบทั่วไปและวงจรที่นำเสนอใหม่

บทที่ 7 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



รูปที่ 1.4 ขั้นตอนการศึกษาวิจัย

บทที่ 2

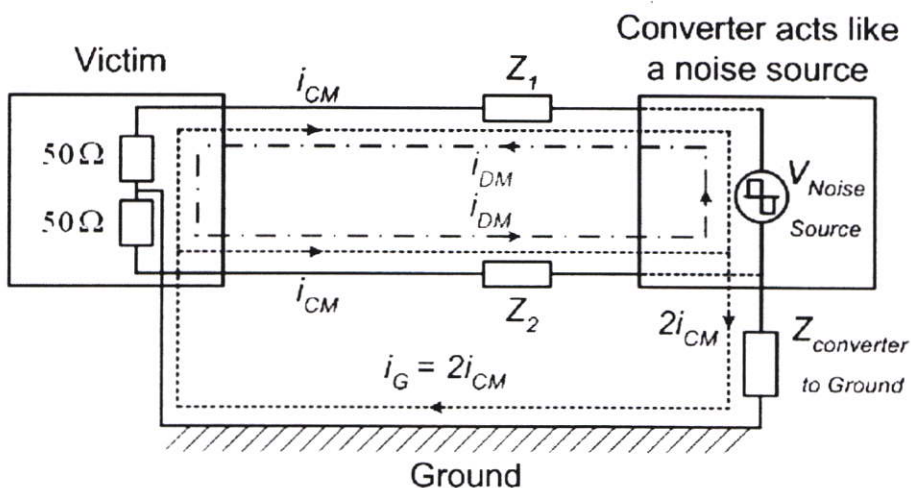
สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ในบทนี้จะกล่าวถึงสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่เกิดจากการทำงานของ วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง เพื่อให้เข้าใจถึงนิยามและที่มา รวมทั้งการวัดสัญญาณรบกวนดังกล่าว ซึ่งมีความสำคัญโดยตรงต่อปัญหาในงานวิจัยนี้ คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โดยแบ่ง ออกเป็น 4 หัวข้อหลัก ได้แก่ หัวข้อที่ 2.1 จะกล่าวถึงรูปแบบการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า นิยาม และที่มาของการรบกวนทางสายตัวนำ หัวข้อที่ 2.2 จะกล่าวถึงมาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ หัวข้อที่ 2.3 จะกล่าวถึงการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ทางสายตัวนำและเครื่องมือวัด และในหัวข้อที่ 2.4 จะกล่าวถึงแนวทางการแก้ปัญหาสัญญาณ รบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

2.1 รูปแบบการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า นิยามและที่มาของการรบกวนทางสายตัวนำ

2.1.1 รูปแบบการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดจากการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ กำลังหรือวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า (Converters) สามารถที่จะไปรบกวนวงจรไฟฟ้าหรือระบบ ไฟฟ้าที่มีการเชื่อมต่อถึงกันได้ โดยเส้นทางที่ใช้เป็นทางผ่านของสัญญาณรบกวนหรือรูปแบบ ของการรบกวนทางสายตัวนำ มี 2 รูปแบบ ซึ่งอธิบายได้โดยใช้รูปที่ 2.1 ดังต่อไปนี้

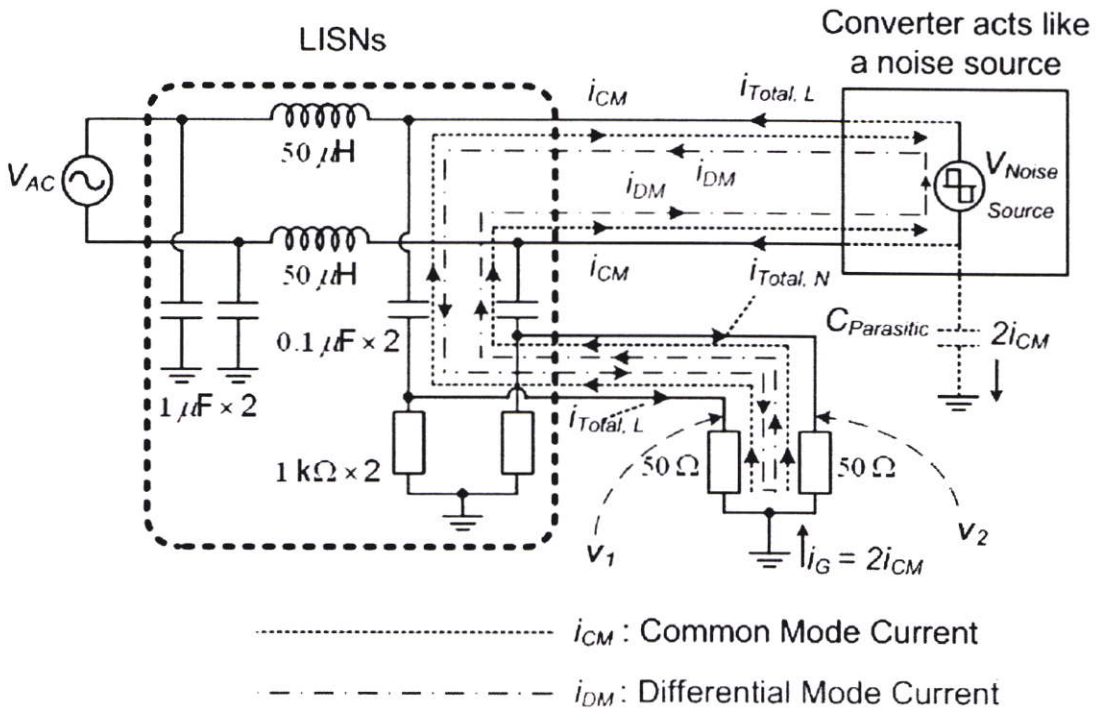


รูปที่ 2.1 เส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

จากรูปที่ 2.1 อธิบายได้ดังนี้คือ การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สูงเนื่องจากความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันและกระแสในส่วนต่างๆ ของวงจรอย่างรวดเร็ว (dv/dt และ di/dt) ส่งผลให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวน (Noise Source) [7] ส่วนโหลดของสัญญาณรบกวนหรือองค์ประกอบที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน (Victim) ในความเป็นจริงอาจเป็นวงจรไฟฟ้าหรือระบบไฟฟ้าอื่นๆ ที่เชื่อมต่อกัน ซึ่งในรูปที่ 2.1 จะแทนด้วยตัวต้านทาน 50Ω ตัว เนื่องจากในการวัดสัญญาณรบกวนตามมาตรฐานต่างๆ ส่วนใหญ่จะใช้ตัวต้านทานขนาด 50Ω เป็นโหลดของสัญญาณรบกวนเพื่อให้สามารถเปรียบเทียบกับเงื่อนไขขีดจำกัดได้ ซึ่งจะได้อีกกล่าวในรายละเอียดอีกครั้ง ในส่วนของนิยามของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ สำหรับเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนทั้งสองเส้นทางได้แก่สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ในรูปที่ 2.1 คือ กระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง (i_{DM}) ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวน ผ่านทางเส้นโลนและไหลกลับครบวงจรทางสายนิวทรอลโดยไม่ผ่านทางกราวด์ ส่วนเส้นทางเดินที่สองของสัญญาณรบกวนคือ สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม ในรูปที่ 2.1 คือ กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม (i_{CM}) ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวน ผ่านทางตัวเก็บประจุแผ่นลงสู่กราวด์หรือผ่านทางส่วนใดๆ ที่เชื่อมต่อระหว่างแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนกับกราวด์ แล้วไหลผ่านโหลดของสัญญาณรบกวนผ่านทางโลนและนิวทรอลวนกลับมาครบวงจรดังในรูปที่ 2.1 ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสโหมดรวมที่ไหลในกราวด์ ($i_G = 2i_{CM}$) จะเป็นผลรวมของกระแสโหมดรวมที่ไหลในโลนและนิวทรอล ส่วน $Z_{\text{Converter to Ground}}$, Z_1 และ Z_2 แทนอิมพีแดนซ์ ระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนกับกราวด์, อิมพีแดนซ์ระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนกับโหลดทางสายโลน และอิมพีแดนซ์ระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนกับโหลดทางสายนิวทรอลตามลำดับ

2.1.2 นิยามและที่มาของการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ทั้งเพื่อใช้ในการทดสอบอุปกรณ์ไฟฟ้าเพื่อให้ผ่านมาตรฐานและสามารถใช้ในเชิงพาณิชย์ตามลำดับ หรือเพื่อใช้เปรียบเทียบกับกรณีอื่นๆ ในส่วนของงานวิจัย จึงต้องมีการกำหนดเงื่อนไขเพื่อให้ผลการวัดเป็นที่เข้าใจตรงกันในระดับสากลจึงมีการกำหนดนิยามของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ [7], [10] ซึ่งจะอธิบายโดยใช้รูปที่ 2.2 ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.2 นิยามของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ในรูปที่ 2.2 มีอุปกรณ์ทางไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นจากในรูปที่ 2.1 อยู่ 2 ส่วน คือ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพของอิมพีแดนซ์ หรือ LISNs (Line Impedance Stabilization Networks) และ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ (AC Source: V_{AC}) โดยรายละเอียดของ LISNs จะกล่าวถึงอีกครั้งในหัวข้อที่ 2.3 แต่ในหัวข้อนี้จะอธิบายรูปที่ 2.2 ได้ว่า หากไม่มีวงจร LISNs และ ตัวต้านทาน 50Ω 2 ตัว แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับก็คือ โหลดของสัญญาณรบกวน ซึ่งในความเป็นจริงอาจจะเป็นแหล่งจ่ายไฟ 1 เฟส 50 Hz จากการไฟฟ้า แหล่งจ่ายดังกล่าวก็จะได้รับสัญญาณรบกวนความถี่สูงที่เกิดจากการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ดังนั้นเพื่อที่จะสามารถวัดสัญญาณรบกวนดังกล่าวได้และเป็นที่เข้าใจตรงกันเป็นสากล จึงต้องมีการกำหนดมาตรฐานในการวัดขึ้น โดยใช้วงจร LISNs ซึ่งจะเป็นอุปกรณ์ที่กรองสัญญาณความถี่ต่างๆ ที่มาจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อไม่ให้มารบกวนการวัด โดยสัญญาณความถี่สูงที่มาจากด้าน V_{AC} จะถูกตัวเหนี่ยวนำ $50 \mu H$ และ ตัวเก็บประจุ $1 \mu F$ ทั้งทางด้านไลน์และนิวทรัลกรองให้ไม่สามารถผ่านไปทางด้านที่ทำการวัดได้ นอกจากนั้น LISNs ยังมีหน้าที่รักษาอิมพีแดนซ์ระหว่างไลน์กับกราวด์ในย่านความถี่ที่จะวัดให้คงที่ที่ 50Ω และรักษาอิมพีแดนซ์ระหว่างนิวทรัลกับกราวด์ในย่านความถี่ที่จะวัดให้คงที่ที่ 50Ω ซึ่งเมื่อพิจารณารูปที่ 2.2 จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนความถี่สูงที่เกิดจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจะถูก LISNs กรองให้ผ่านตัวต้านทาน 50Ω เนื่องจากสัญญาณความถี่สูงจะมองเห็นตัวเก็บประจุมีอิมพีแดนซ์ต่ำเสมือนลัดวงจร ซึ่งก็คือวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.1 นั่นเอง ซึ่งนิยามของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้า ทั้งกระแสโหมดผลต่างและกระแสโหมดผลรวม ได้อธิบายไปแล้ว ในหัวข้อที่ 2.1 ส่วนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทาง

สายตัวนำในรูปของกระแสโหมดผลรวมและในรูปของแรงดันไฟฟ้า จะนิยามโดยอ้างอิงทิศทางของกระแสและแรงดันต่างๆ ของสัญญาณรบกวนในรูปที่ 2.2 ได้ดังนี้

กระแสโหมดผลรวมและกระแสโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์กำหนดได้ดังสมการที่ (2.1) – (2.3)

$$i_{Total, L} = -i_{CM} + i_{DM} \quad (2.1)$$

$$i_{Total, N} = -i_{CM} - i_{DM} \quad (2.2)$$

$$i_G = 2i_{CM} \quad (2.3)$$

เมื่อ $i_{Total, L}$ คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลในไลน์
 $i_{Total, N}$ คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลในนิวทรอล
 i_G คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านกราวด์

แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวต้านทาน 50Ω ทั้งแรงดันไฟฟ้า v_1 และ v_2 คำนวณได้จากกระแสโหมดผลรวมและกระแสโหมดผลต่างที่ไหลผ่านตัวต้านทานทั้งสองดังในสมการที่ (2.4) – (2.5) ซึ่งแรงดันไฟฟ้าทั้งสองก็คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปของแรงดันไฟฟ้า

$$v_1 = 50 \times (-i_{CM} + i_{DM}) \quad (2.4)$$

$$v_2 = 50 \times (-i_{CM} - i_{DM}) \quad (2.5)$$

เมื่อ v_1 คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปแรงดันไฟฟ้าด้านไลน์
 v_2 คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปแรงดันไฟฟ้าด้านนิวทรอล

สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมและโหมดผลต่างในรูปของแรงดันไฟฟ้า คำนวณได้ดังสมการที่ (2.6) – (2.7) โดยสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปของแรงดันไฟฟ้าคำนวณจากกระแสโหมดผลรวมที่ไหลผ่านตัวต้านทาน 50Ω ส่วนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างในรูปของแรงดันไฟฟ้าคำนวณจากกระแสโหมดผลต่างที่ไหลผ่านตัวต้านทาน 50Ω

$$v_{CM} = -50i_{CM} = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (2.6)$$

$$v_{DM} = 50i_{CM} = \frac{v_1 - v_2}{2} \quad (2.7)$$

เมื่อ v_{CM} คือ สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมในรูปแรงดันไฟฟ้า
 v_{DM} คือ สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างในรูปแรงดันไฟฟ้า

จากสมการที่ (2.6) และ (2.7) จะคำนวณแรงดัน v_1 และ v_2 ได้ดังสมการที่ (2.8) และ (2.9) และกล่าวได้ว่า สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมในรูปของแรงดันไฟฟ้าก็คือผลรวมหรือผลต่างของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมและโหมคผลต่างในรูปของแรงดันไฟฟ้า

$$v_1 = v_{CM} + v_{DM} \quad (2.8)$$

$$v_2 = v_{CM} - v_{DM} \quad (2.9)$$

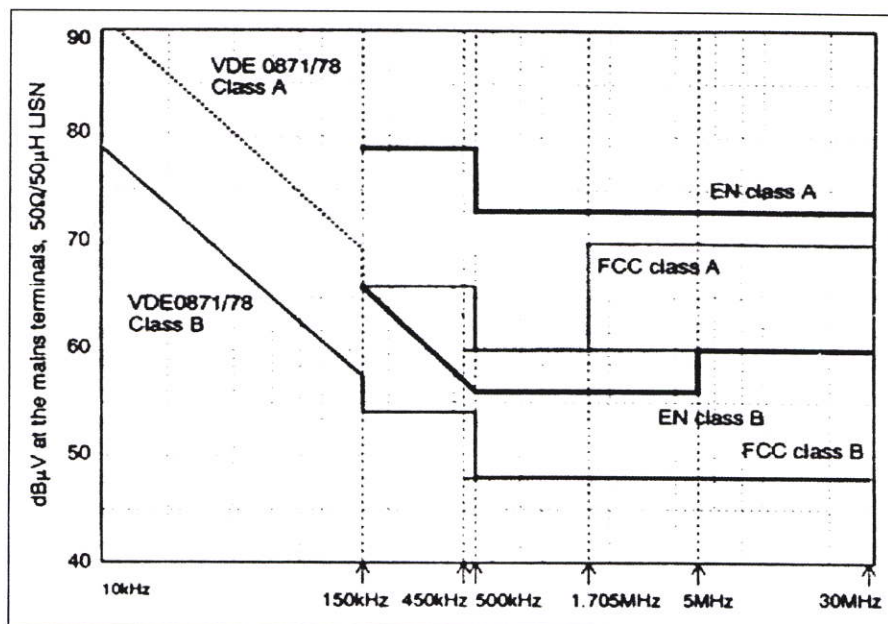
โดยที่ประเด็นสำคัญคือแรงดัน v_1 และ v_2 คือ สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมในรูปของแรงดันไฟฟ้าด้านไลน์และนิวทรัล ซึ่งแอมพลิจูดของสเปกตรัม (Spectrum) ของแรงดันทั้งสองในย่านความถี่ต่างๆ จะต้องไม่เกินเงื่อนไขขีดจำกัดของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (Limit Line) ที่แต่ละประเทศกำหนด จึงจะผ่านมาตรฐานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC Regulations) ในส่วนของสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ

สำหรับที่มาของการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่เกิดจากการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีการสวิตซ์ของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่สามารถนำกระแสไฟฟ้าและหยุดนำกระแสไฟฟ้าได้อย่างรวดเร็วด้วยความถี่สูงๆ ทำให้ในบางตำแหน่งของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้า (dv/dt) และการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้า (di/dt) เทียบกับเวลาอย่างรวดเร็ว ทำให้วงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทำตัวเป็นแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าดังที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 2.1.1 ในส่วนของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างอาจเกิดจาก dv/dt และ di/dt ในส่วนต่างๆ ของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ส่วนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมเกิดจากตำแหน่งต่างๆ ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มี dv/dt สูงๆ ทำให้แรงดันไฟฟ้าเทียบกับกราวด์มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วที่ตำแหน่งนั้น ส่งผลให้มีกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมไหลจากตำแหน่งที่มี dv/dt สูงกราวด์โดยผ่านทางตัวเก็บประจุแฝงที่ตำแหน่งนั้น ดังนั้นในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีขนาดเล็กลงๆ ทำให้ตัวเก็บประจุแฝงมีค่ามากๆ ส่งผลให้ปัญหาของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมเกิดขึ้น

2.2 มาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

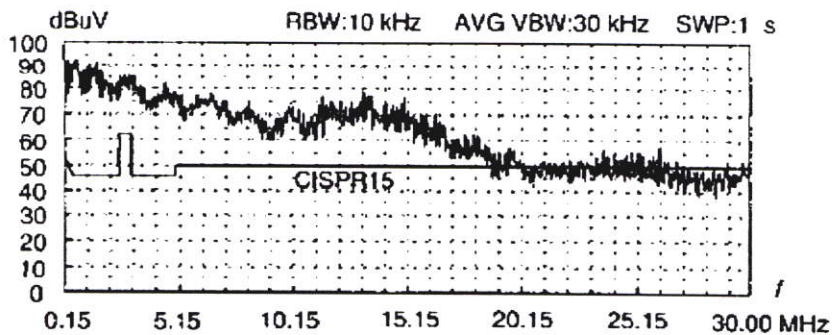
มาตรฐานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้นมีอยู่หลายด้าน ซึ่งล้วนแล้วแต่มีความสำคัญในการที่จะนำผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าไปสู่เชิงพาณิชย์ในประเทศต่างๆ เช่น มาตรฐานที่เกี่ยวข้องกับการปล่อยสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาทางสายตัวนำ (Conducted Emission) ซึ่งเกี่ยวข้องกับปัญหาของงานวิจัยนี้, มาตรฐานที่เกี่ยวข้องกับการปล่อยสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาโดยการแพร่กระจายคลื่นทางอากาศ (Radiated Emission), มาตรฐานเกี่ยวกับภูมิคุ้มกันต่อสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (Immunity), มาตรฐานเกี่ยวกับความอ่อนไหวต่อสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (Susceptibility) และอื่นๆ [25]-[27] ในส่วนนี้จะกล่าวถึงเฉพาะมาตรฐานที่เกี่ยวข้องกับการปล่อยสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาทางสายตัวนำเท่านั้น

มาตรฐานที่เกี่ยวข้องกับการปล่อยสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาทางสายตัวนำ เป็นส่วนหนึ่งในมาตรฐานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งแต่ละประเทศก็จะมีการกำหนดมาตรฐานตามความเหมาะสมของแต่ละประเทศทั้งในส่วนของคุณภาพทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าของผลิตภัณฑ์และกลไกทางเศรษฐศาสตร์ เช่น FCC เป็นมาตรฐานของประเทศสหรัฐอเมริกา, VDE ของประเทศเยอรมัน, CISPR ซึ่งเป็นมาตรฐานสากลที่ไม่ได้บังคับใช้แต่จะกล่าวถึงวิธีการวัดและขีดจำกัดของสัญญาณรบกวน ในย่านความถี่วิทยุสำหรับนานาชาติ, VCCI ของประเทศญี่ปุ่น, MILSTD ซึ่งเป็นมาตรฐานทางทหารของประเทศสหรัฐอเมริกา และมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม (มอก.) ของประเทศไทย [25] สำหรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่จะต้องทำการทดสอบคือ แรงดัน V_1 และ V_2 ในรูปที่ 2.2 ซึ่งได้กำหนดนิยามไว้อย่างชัดเจนในหัวข้อที่ 2.1 จะต้องไม่เกินเงื่อนไขขีดจำกัดดังตัวอย่างในรูปที่ 2.3 ซึ่งเป็นตัวอย่างเงื่อนไขขีดจำกัดของมาตรฐาน VDE, FCC และ EN

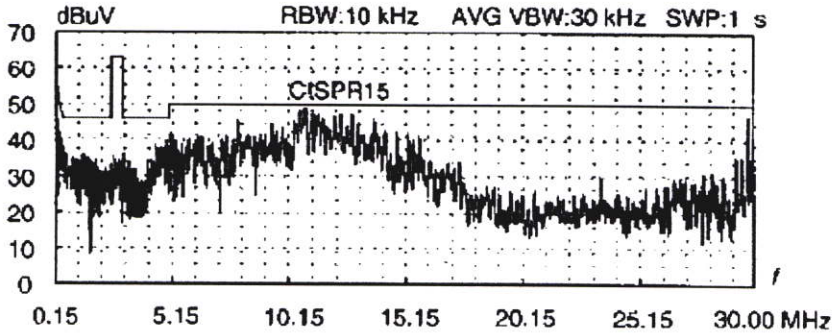


รูปที่ 2.3 ตัวอย่างเงื่อนไขขีดจำกัดของมาตรฐาน VDE, FCC และ EN

โดยสัญญาณ V_1 และ V_2 จะได้รับการแตกสัญญาณในโดเมนของความถี่ด้วยเครื่องวัด EMC Analyzer ซึ่งขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับเงื่อนไขขีดจำกัดและจะต้องไม่สูงเกินเงื่อนไขขีดจำกัดตลอดย่านความถี่ที่พิจารณา ผลลัพธ์ที่ผ่านมาตรฐานจะต้องมีการทดสอบผ่านทั้งแรงดัน V_1 ระหว่างไลน์กับกราวด์และ V_2 ระหว่างนิวทรัลกับกราวด์ ในรูปที่ 2.4 (ก) คือตัวอย่างของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวที่เกินเงื่อนไขขีดจำกัดและไม่ผ่านมาตรฐาน ส่วนรูปที่ 2.4 (ข) คือ กรณีที่สัญญาณรบกวนดังกล่าวต่ำกว่าเงื่อนไขขีดจำกัดและผ่านมาตรฐาน



(ก) สูงกว่าเงื่อนไขขีดจำกัด



(ข) ต่ำกว่าเงื่อนไขขีดจำกัด

รูปที่ 2.4 ตัวอย่างผลการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ [28]

โดยสรุปแล้วมาตรฐานต่างๆ มีความสำคัญต่อการนำผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าไปใช้ในเชิงพาณิชย์ อย่างไรก็ตาม ผลลัพธ์ที่ผ่านการทดสอบตามมาตรฐานต่างๆ ไม่ได้หมายความว่าไม่มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น เพียงแต่เป็นการจำกัดขนาดของสัญญาณรบกวนให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ตามมาตรฐานของประเทศนั้นๆ ซึ่งในงานวิจัยนี้มุ่งเน้นไปที่การลดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ไปรบกวนระบบไฟฟ้าหรือวงจรไฟฟ้าอื่นๆ โดยผ่านทางกราวด์ ซึ่งวิธีการวัดสัญญาณรบกวนในรูปของแรงดันไฟฟ้าและการวัดสัญญาณรบกวนในรูปของกระแสไฟฟ้า โดยเฉพาะกระแสไฟฟ้า

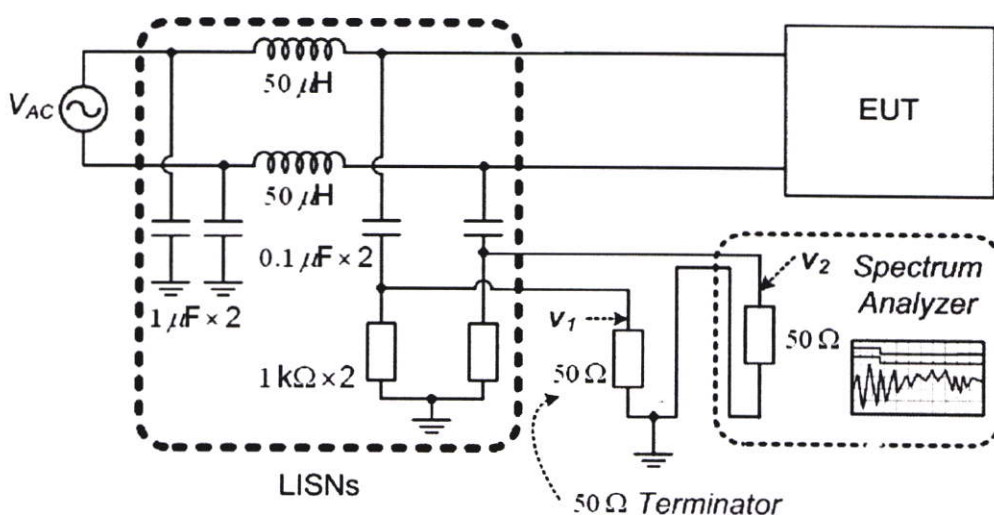
โหมคผลร่วมที่ไหลในกราวด์ ซึ่งเป็นประเด็นปัญหาหลักของงานวิจัยนี้จะได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

2.3 การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำและเครื่องมือวัด

ในส่วนนี้กล่าวถึงการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำและเครื่องมือวัดซึ่งจะกล่าวถึงการวัด 2 แบบ ได้แก่ การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้าในหัวข้อ 2.3.1 และ การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้าในหัวข้อ 2.3.2 โดยวิธีการวัดในหัวข้อที่ 2.3.2 นี้จะนำมาใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมซึ่งเป็นประเด็นปัญหาหลักในงานวิจัยนี้ และหัวข้อที่ 2.3.3 จะเป็นการสรุปถึงการวัดและเครื่องมือวัดที่ใช้ในงานวิจัยนี้

2.3.1 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้า

การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้าจำเป็นต้องมีอุปกรณ์หรือเครื่องมือต่างๆ และการต่อวงจรเพื่อทำการวัดดังแสดงในรูปที่ 2.5 ซึ่งอธิบายอุปกรณ์และหน้าที่ต่างๆ ได้ดังนี้

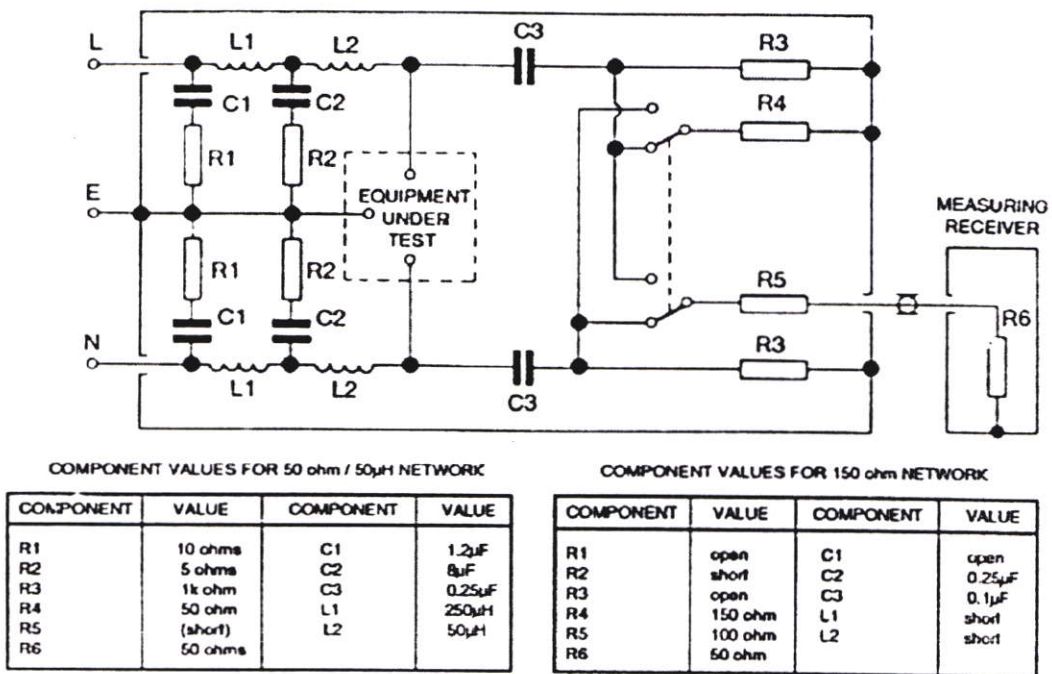


รูปที่ 2.5 รูปแสดงการต่อวงจรของอุปกรณ์และเครื่องมือวัดต่างๆ เพื่อวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้า

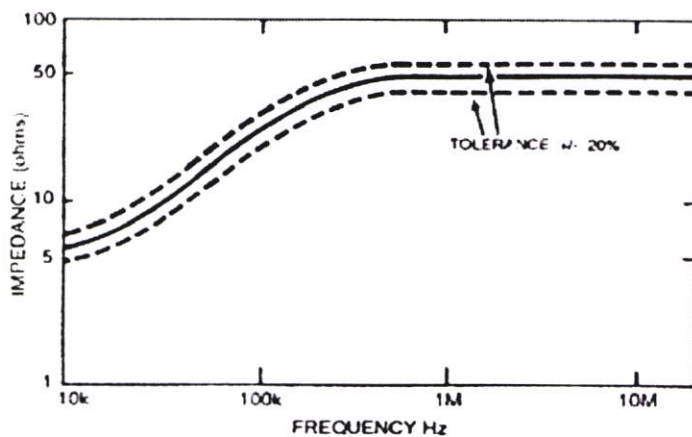
- EUT หรือ Equipment Under Test คือ วงจรหรืออุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของวงจรหรืออุปกรณ์ไฟฟ้านั้นๆ ซึ่งในรูปที่ 2.2 EUT ก็คือวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่เป็นต้นกำเนิดของสัญญาณรบกวนเป็นต้น

- LISNs หรือ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพของอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Networks) มีหน้าที่หลักอยู่ 3 ด้าน คือ กรองสัญญาณรบกวนที่มาจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสลับ

ไม่ให้มารบกวนการวัด, รักษาอิมพีแดนซ์ระหว่างไลน์กับกราวด์และนิวทรัลกับกราวด์ให้คงที่ที่ 50 Ω เพื่อให้สามารถเปรียบเทียบการวัดได้ โดย EUT จะมองเห็นโหลดเป็น 50 Ω ดังในรูปที่ 2.1 และทำหน้าที่เป็นทางเชื่อมต่อเพื่อส่งสัญญาณรบกวนที่จะวัดไปยังเครื่องวัดที่ใช้แสดงผล คือ Spectrum Analyzer ดังในรูปที่ 2.5 ในขณะที่กลไกการทำหน้าที่ของ LISNs และทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าทั้งโหมดผลรวม, โหมดผลต่างและผลรวมได้กล่าวไว้ชัดเจนแล้วในหัวข้อที่ 2.2.2 จึงไม่ขอกล่าวซ้ำในส่วนนี้ ในรูปที่ 2.6 (ก) คือตัวอย่างของ LISNs 50 Ω/50 μH ซึ่งใช้ได้ในช่วงความถี่ 9 kHz ถึง 30 MHz โดยที่ R6 ในรูปคือ ตัวต้านทาน 50 Ω ที่อยู่ในเครื่องวัด Spectrum Analyzer หรือ Measuring Receiver และในรูปที่ 2.6 (ข) คือ ตัวอย่างกราฟคุณลักษณะอิมพีแดนซ์กับความถี่ของ LISNs



(ก) LISNs 50 Ω/50 μH ความถี่ 9 kHz ถึง 30 MHz

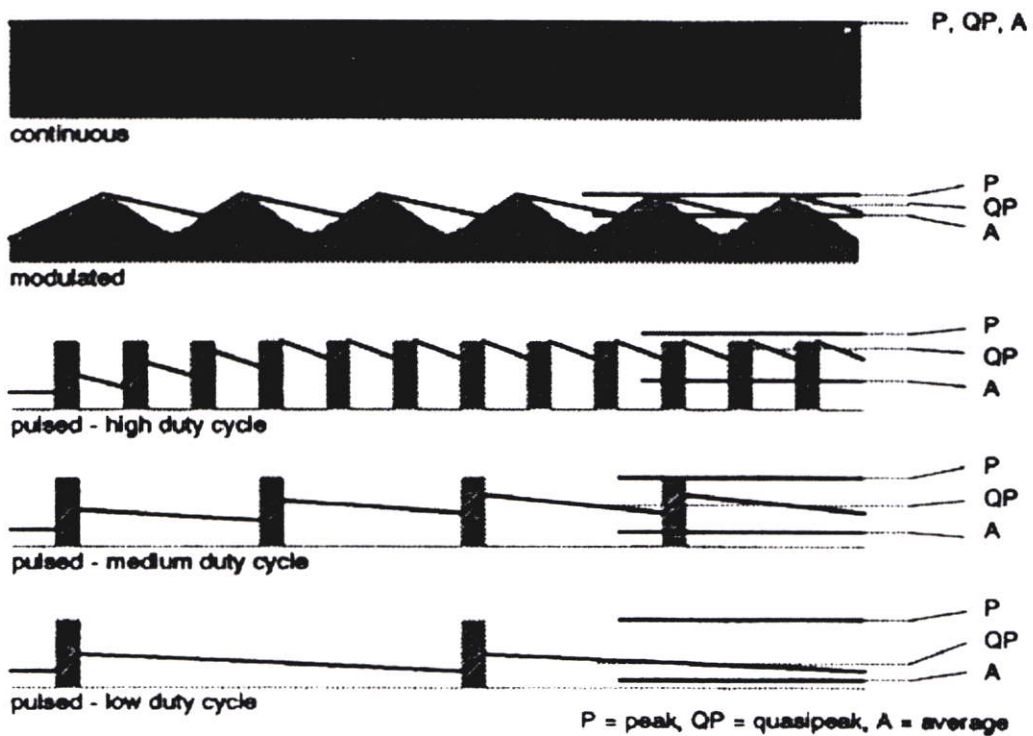


(ข) กราฟคุณลักษณะอิมพีแดนซ์กับความถี่

รูปที่ 2.6 ตัวอย่าง LISNs และกราฟคุณลักษณะอิมพีแดนซ์กับความถี่ [27]

- Spectrum Analyzer หรือ Measuring Receiver [26]-[27] คือ เครื่องมือที่ใช้วัดและแสดงผลของสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ต่างๆ ซึ่งจะทำการแสดงค่าขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนที่วัดได้ที่มีความถี่ต่างๆ ดังในรูปที่ 2.4 โดยสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่จะทำการวัดนั้นก็คือแรงดันไฟฟ้า V_1 และ V_2 ดังในรูปที่ 2.5 ดังที่ได้กล่าวไปในหัวข้อที่ 2.2 แล้วว่าแรงดันไฟฟ้าทั้งสองต้องไม่เกินเงื่อนไขขีดจำกัดจึงจะผ่านมาตรฐาน ดังนั้นในการวัดในรูปที่ 2.5 เมื่อจะทำการวัดค่าแรงดัน V_2 ตัวต้านทาน 50 Ω ที่อยู่ในเครื่องวัดจะถูกต่อเข้ากับ LISNs ในตำแหน่งด้านนิวทอรอลกับกราวด์ดังในรูป ในขณะที่ ตัวต้านทาน 50 Ω ที่แรงดันไฟฟ้า V_1 ตกคร่อมอยู่หรือด้านไลน์กับกราวด์ก็จะได้ถูกวัด ดังนั้นเมื่อจะทำการวัดค่าแรงดันไฟฟ้า V_1 ด้านไลน์กับกราวด์ ตัวต้านทาน 50 Ω ทั้งสองตัวจะต้องสลับตำแหน่งในการต่อกับ LISNs โดยที่ LISNs บางรุ่นดังเช่นในรูปที่ 2.6 (ก) จะมี ตัวต้านทาน 50 Ω 1 ตัว (R4) ต่ออยู่ภายในตัวของ LISNs แต่ในกรณีที่ไม่มี ตัวต้านทาน 50 Ω อยู่ภายในก็จะต้องมีการต่อตัวต้านทาน 50 Ω เข้าไปหรือที่เรียกว่า 50 Ω Terminator ดังในรูปที่ 2.5

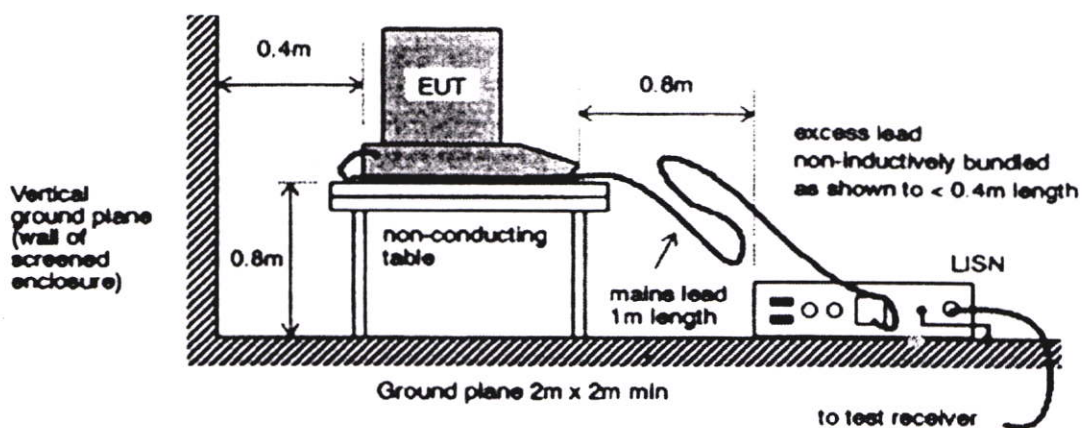
ในการวัดสัญญาณรบกวนด้วยเครื่องวัด Spectrum Analyzer จะมีการตรวจจับสัญญาณเพื่อทำการวัด (Detector Function) [26] ที่ใช้กันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่สามรูปแบบได้แก่ Peak (P), Quasi Peak (QP) และ Average (A) ซึ่งมีแต่ละแบบก็จะตรวจจับสัญญาณในรูปแบบที่แตกต่างกัน ดังรูปที่ 2.7 โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดโดยสรุปเท่านั้นส่วนรายละเอียดที่ครอบคลุมกว่านี้จะสามารถศึกษาจาก [26] และสรุปได้ดังนี้



รูปที่ 2.7 การตรวจจับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของเครื่องวัด Spectrum Analyzer [26]

การตรวจจับสัญญาณแบบ Peak หรือแบบ P ในรูปที่ 2.7 เป็นการตรวจจับค่าสูงสุดของสัญญาณ ดังจะเห็นได้จากรูปที่ 2.7 ว่าทุกกรณีที่ใช้การตรวจจับแบบ P จะตรวจจับค่าที่มากกว่าหรือสูงกว่าแบบ QP และ แบบ A เสมอ ยกเว้นกรณีที่สัญญาณที่ตรวจจับเป็นลักษณะของสัญญาณที่มีค่าคงที่ และเมื่อตรวจจับแล้วเครื่องวัดก็จะปล่อยสัญญาณนั้นอย่างรวดเร็วเพื่อตรวจจับใหม่ ทำให้การวัดแบบนี้จะมีความรวดเร็วในการวัดมากกว่าแบบ QP และแบบ A ในขณะที่แบบ A จะเป็นการวัดค่าเฉลี่ยของสัญญาณ ส่วนแบบ QP จะตรวจจับสัญญาณ โดยมีการชั่งน้ำหนักช่วงเวลาที่สัญญาณมีการ charge และ discharge หรือนำช่วงเวลาที่สัญญาณเพิ่มขึ้นและลดลงมาพิจารณาด้วย ทำให้การวัดแบบ A และ QP จะใช้เวลามากกว่าแบบ P และจากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่า ยิ่งสัญญาณมี duty cycle มาก การวัดแบบ A และ QP ก็จะสูงขึ้นและใกล้เคียงกับค่าสูงสุดมากขึ้นแต่ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณมี duty cycle ต่ำ การวัดแบบ A และ Q จะมีค่าต่ำกว่า P อย่างชัดเจน

โดยในงานวิจัยนี้จะทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้าซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดไป อย่างไรก็ตาม การวัดด้วยวิธีดังกล่าวจะนำผลการวัดของกระแสไฟฟ้ามาแสดงผลในโดเมนความถี่ ด้วยเครื่อง Spectrum Analyzer ซึ่งจะใช้การตรวจจับสัญญาณแบบ P เนื่องจากสามารถวัดได้อย่างรวดเร็ว และเป็นการเปรียบเทียบค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ต่างๆ ของวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอในย่านความถี่ที่พิจารณาคือ 150 kHz – 30 MHz สำหรับการติดตั้งอุปกรณ์ต่างๆ เพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ จะเป็นดังรูปที่ 2.8 ซึ่งจะกล่าวโดยสรุป คือ EUT จะวางอยู่บนโต๊ะฉนวนดังรูป และ LISN วางอยู่บนแผ่นกราวด์ขนาดกว้าง 2 เมตร ยาว 2 เมตร โดยในการวัดตามมาตรฐานจะต้องมีผนังหรือห้องที่สามารถกั้นสัญญาณรบกวนที่อาจแพร่กระจายมาทางอากาศเนื่องจากอุปกรณ์สวิตซ์อื่นๆ หรือสัญญาณรบกวนจากภายนอกต่างๆ แต่ในการวัดที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะเป็นการวัดโดยทั่วไปที่ไม่ได้มีผนังกั้นดังกล่าวเนื่องจากการวัดตามมาตรฐานจะมีศูนย์ทดสอบเฉพาะ ดังนั้นในการวัดในงานวิจัยนี้จะทำการวัดสัญญาณรบกวนในขณะที่ยังไม่จ่ายไฟให้กับวงจรที่ต้องการทดสอบเพื่อดูผลว่ามีสัญญาณรบกวนใดๆ จากภายนอกที่มารบกวนการวัดหรือไม่ และจะใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงก่อนทำการทดสอบ



รูปที่ 2.8 การติดตั้งวางอุปกรณ์เพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ [26]

2.3.2 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้า

การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้าโดยการศึกษาและอ้างอิงจาก [27] และมาตรฐาน CISPR16 โดยใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้า (Current Probe) ที่ใช้งานได้ในย่านความถี่สูง การวัดในแบบนี้สามารถวัดกระแสไฟฟ้าได้ทั้งโหมดผลรวม โหมดผลต่างและโหมดผลรวม ซึ่งมีประโยชน์ในการนำไปวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ หรือใช้ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนดังกล่าว [28] ในขณะที่การวัดสัญญาณรบกวนในรูปของแรงดันไฟฟ้าในหัวข้อ 2.3.1 ไม่สามารถวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมและโหมดผลต่างได้โดยตรงนอกจากจะมีวงจรแยกสัญญาณรบกวน (Noise Separator) [10] มาทำหน้าที่แยกสัญญาณดังกล่าว ในการต่อวงจรเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนในรูปกระแสไฟฟ้าทั้งสามโหมดแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งเป็นรูปจากมาตรฐาน CISPR16

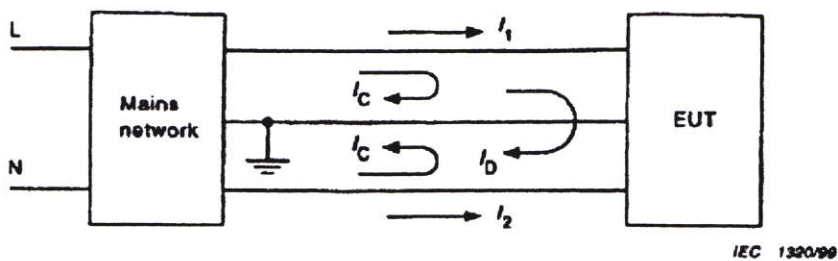
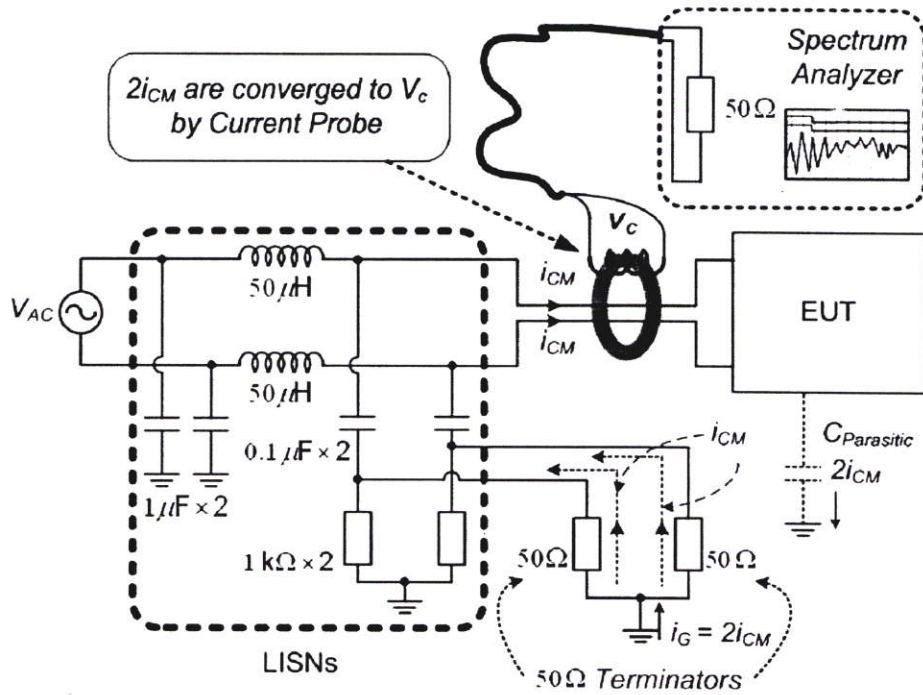


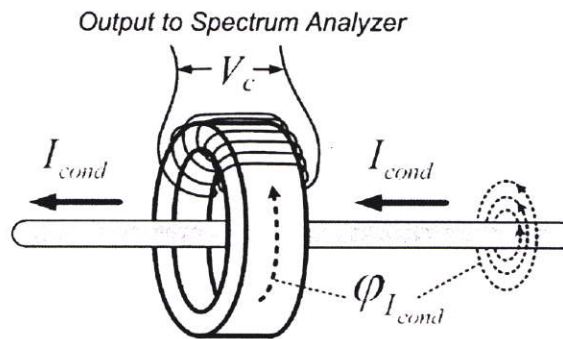
Figure 33a – CISPR test circuit with interference currents (see I.5.1)

รูปที่ 2.9 รูปแสดงการติดตั้งเพื่อวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปกระแสไฟฟ้าเป็นรูปของมาตรฐาน CISPR16

ในการวัดแบบนี้จะต้องมีวงจร Mains network หรือ LISNs (หัวข้อ 2.2.2 และ 2.3.1) เช่นเดียวกับการวัดแบบแรงดันไฟฟ้า สำหรับรูปเพื่อแสดงการวัดโดยละเอียดอยู่ในรูปที่ 2.10 ซึ่งมีอุปกรณ์หรือเครื่องมือที่เพิ่มขึ้นจากการวัดแบบแรงดันไฟฟ้าก็คือ โพรบวัดกระแสไฟฟ้า ในขณะที่อุปกรณ์อื่นๆ ก็ยังคงมี EUT, Spectrum Analyzer และจะเห็นได้ว่าการวัดสัญญาณรบกวนในรูปกระแสไฟฟ้ายังคงต้องมี LISNs และ ตัวต้านทาน 50 Ω (50 Ω Terminators) จะถูกต่อหรืออุดเข้าไปดังในรูป ซึ่งในกรณีของ LISNs ในรูปที่ 2.6 (ก) จะมีตัวต้านทาน 50 Ω อยู่ภายใน 1 ตัว (R4) ส่วนตัวต้านทาน 50 Ω (R6) ซึ่งอยู่ในเครื่องวัดจะไม่ได้นำมาต่อกับ LISNs ในการวัดแบบนี้ แต่จะใช้ตัวต้านทาน 50 Ω จากภายนอกต่อหรืออุดเข้าไปแทน ในขณะที่สัญญาณที่วัดได้จากโพรบวัดกระแสไฟฟ้าก็จะถูกส่งไปยังเครื่องวัด Spectrum Analyzer ในรูปของแรงดันไฟฟ้าและแสดงผลออกมาในย่านความถี่ต่างๆ รูปที่ 2.11 แสดงกลไกการวัดกระแสไฟฟ้าด้วยโพรบวัดกระแสไฟฟ้า จากรูปจะเห็นได้ว่าโครงสร้างของโพรบวัดกระแสไฟฟ้า ก็คือ หม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ตัวนำไฟฟ้าที่มีกระแสไฟฟ้าที่จะทำการวัดไหลอยู่เป็นขดลวดปฐมภูมิ ในขณะที่ขดลวดทุติยภูมิจะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าแล้วส่งสัญญาณในรูปของแรงดันไฟฟ้าไปยังเครื่องวัดต่อไป



รูปที่ 2.10 รูปแสดงการวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปกระแสไฟฟ้า



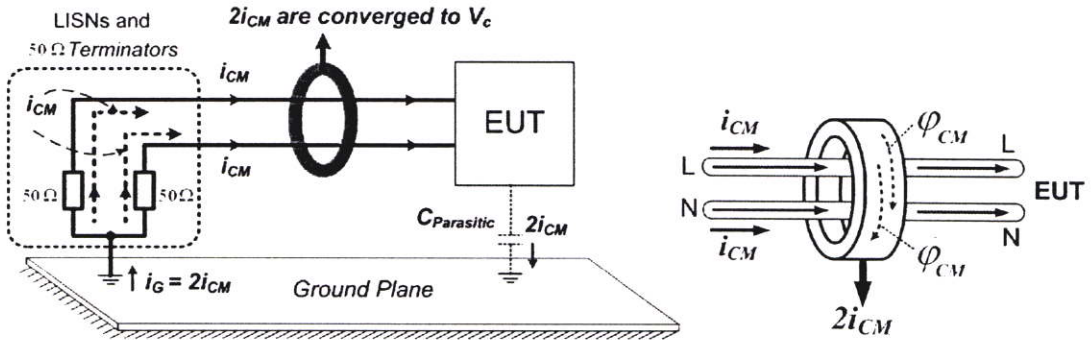
รูปที่ 2.11 กลไกการวัดกระแสไฟฟ้าด้วยโพรบวัดกระแสไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.11 เมื่อนำโพรบวัดกระแสไฟฟ้าไปคล้องตัวนำซึ่งมีกระแสไฟฟ้า I_{cond} ที่ความถี่ต่างๆ ไหลอยู่กระแสไฟฟ้า I_{cond} จะเหนี่ยวนำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก $\phi_{I_{cond}}$ ซึ่งฟลักซ์จะไหลวนในหัวโพรบดังในรูปเนื่องจากหัวโพรบที่ใช้วัดกระแสไฟฟ้า จะทำจากแกนที่มีค่าซึมซาบแม่เหล็กสูง (High Permeability) ในขณะที่ขดลวดทุติยภูมิก็จะถูกฟลักซ์แม่เหล็กเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันไฟฟ้า V_C ก่อนจะถูกส่งไปยังเครื่องวัดเพื่อแสดงผล ดังนั้นในการใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้า จะมีการกำหนดอัตราส่วนของ V_C / I_{cond} ซึ่งนิยามดังนี้ [27]

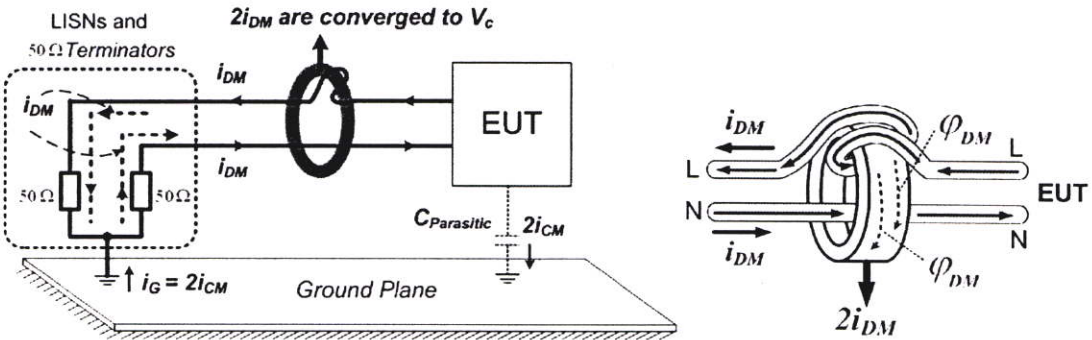
$$Z_T = \frac{V_C}{I_{cond}} \quad (2.10)$$

เมื่อ Z_T คือ ทรานส์เฟอร์ อิมพีแดนซ์ (Transfer Impedance)

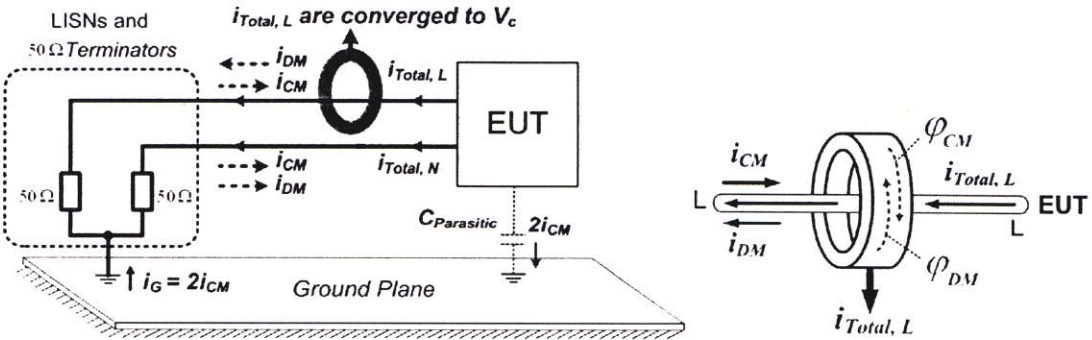
โพรบวัดกระแสไฟฟ้าจะถูกออกแบบให้มีค่าทรานส์เฟอร์อิมพีแดนซ์ คงที่หรือเกือบคงที่ ในย่านความถี่ที่ใช้งาน นอกจากนี้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าสามารถใช้คล้องตัวนำที่มีกระแสไฟฟ้าไหลพร้อมกันได้หลายๆ เส้น โดยผลรวมทางเวกเตอร์ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในตัวนำทั้งหมดคือ ผลลัพธ์ที่จะส่งผ่านทรานส์เฟอร์อิมพีแดนซ์ไปเป็นแรงดัน V_c ดังนั้นการวัดในรูปที่ 2.10 จึงสามารถทำได้และเป็นการคล้องสายไลน์และนิวทรัลพร้อมกันเพื่อวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม ซึ่งกลไกในการวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม อธิบายโดยอ้างอิงกับรูปที่ 2.12 ดังต่อไปนี้



(ก) วัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม



(ข) วัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง



(ค) วัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม

รูปที่ 2.12 กลไกการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม โหมดผลต่างและโหมดผลรวมโดยใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้า

การวัดค่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม

รูปที่ 2.12 (ก) โพรบวัดกระแสไฟฟ้าจะคล้องสายไลน์และนิวทรอลอยู่ ซึ่งการคล้องดังในรูปจะเห็นได้ว่าทิศทางของกระแสโหมดผลรวม i_{CM} ที่ไหลในไลน์และนิวทรอล จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก φ_{CM} จากกระแสไฟฟ้าทั้งสองเสริมกัน ทำให้ผลรวมของฟลักซ์แม่เหล็กที่ไปเหนี่ยวนำขดลวดทุติยภูมิมีค่าเป็น $2\varphi_{CM}$ ทำให้แรงดันไฟฟ้า V_C ที่วัดได้จะเป็นค่าที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าที่ทำการวัด $I_{cond} = 2i_{CM}$ คูณกับค่าทรานส์เฟอร์อิมพีแดนซ์ Z_T ในสมการที่ (2.10) ในขณะที่กระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างที่ไหลในไลน์และนิวทรอล (ทิศทางนิยามดังรูปที่ 2.2) จะทำให้เกิด ฟลักซ์แม่เหล็กที่หักล้างกันเมื่อทำการคล้องเพื่อวัดกระแสไฟฟ้าโหมดรวม เนื่องจากกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างจะมีทิศสวนทางกัน ดังนั้นผลการวัดที่ส่งไปยังเครื่องวัด Spectrum Analyzer คือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในไลน์กับนิวทรอล ($2i_{CM}$) ในรูปของแรงดันไฟฟ้า V_C

การวัดค่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง

รูปที่ 2.12 (ข) โพรบวัดกระแสไฟฟ้าจะคล้องสายไลน์และนิวทรอลอยู่ โดยสายไลน์จะมีทิศทางของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในสายตัวนำ กลับทิศทางกับการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม ส่วนสายนิวทรอลยังคงคล้องในลักษณะเดียวกับการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม ทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กของกระแสโหมดผลรวมหักล้างกัน ในขณะที่ฟลักซ์แม่เหล็กของกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง φ_{DM} เสริมกันดังในรูป ทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กรวมที่ไปเกี่ยวคล้องขดลวดทางด้านทุติยภูมิ มีขนาดเท่ากับ $2\varphi_{DM}$ ดังนั้นผลการวัดที่ส่งไปยังเครื่องวัด Spectrum Analyzer คือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างที่ไหลในไลน์กับนิวทรอล ($2i_{DM}$) ในรูปของแรงดันไฟฟ้า V_C

การวัดค่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม

เมื่อจะทำการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในไลน์ ($i_{Total,L}$) ทำได้โดยนำโพรบวัดกระแสไฟฟ้าไปคล้องสายไลน์เพียงสายเดียวดังรูปที่ 2.12 (ค) การคล้องลักษณะดังกล่าวจะเป็นการวัดผลรวมทางเวกเตอร์ของกระแสไฟฟ้าทั้งหมดที่ไหลในสายไลน์ ดังนั้นเมื่อพิจารณาค่ากระแสไฟฟ้าทั้งหมดที่ไหลในสายไลน์ดังในรูปที่ 2.12 (ค) ซึ่งอ้างอิงทิศทางตามที่นิยามในหัวข้อ 2.2.2 จะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมและกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างที่ไหลในไลน์จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กที่หักล้างกัน ฟลักซ์แม่เหล็กที่เหลือ ($-\varphi_{CM} + \varphi_{DM}$) จะไปเหนี่ยวนำขดลวดทุติยภูมิ ดังนั้นผลการวัดที่ส่งไปยังเครื่องวัด Spectrum Analyzer คือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมและโหมดผลต่างที่ไหลในไลน์ ($i_{Total,L} = -i_{CM} + i_{DM}$) หรือกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายไลน์ ในรูปของแรงดันไฟฟ้า V_C

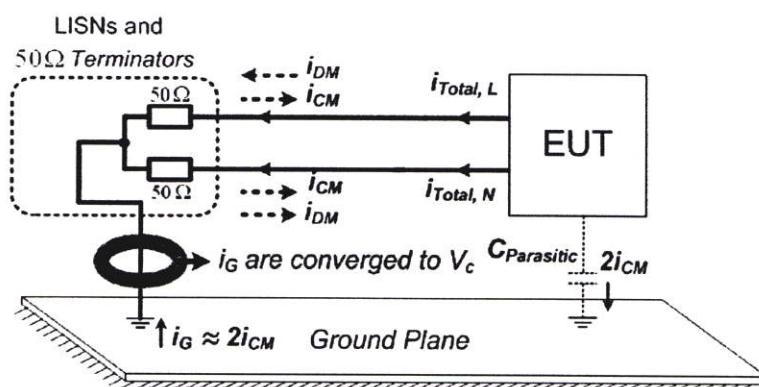
ในขณะที่การวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในนิวทรอล สามารถทำได้เช่นเดียวกับการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมในสายไลน์ ด้วยการคล้องโพรบวัดกระแสไฟฟ้าในสายนิวทรอลเพียงสายเดียว โดยผลการวัดที่ส่งไปยังเครื่องวัด Spectrum Analyzer คือ ผลรวมของ

กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมและโหมดผลต่างที่ไหลในนิวทรอล ($i_{Total, N} = -i_{CM} - i_{DM}$) หรือกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายนิวทรอล ในรูปของแรงดันไฟฟ้า V_C

การวัดทั้งสามแบบอ้างอิงจากมาตรฐาน CISPR16 [13], [27] และ [30] ส่วนตัวอย่างงานวิจัยที่มีการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้า เช่น [13], [30]

2.3.3 การวัดและเครื่องวัดที่ใช้ในงานวิจัยนี้

การวัดในงานวิจัยนี้ จะใช้วิธีการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้าในหัวข้อ 2.3.2 เป็นหลักเนื่องจากประเด็นปัญหาหลักของการวิจัยนี้คือการลดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ อย่างไรก็ตามวิธีการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดต่างๆ ในรูป 2.12 นั้น เป็นการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดรวมที่ไหลในไลน์กับนิวทรอลซึ่งมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าโหมดรวมที่ไหลในกราวด์ในทางทฤษฎี ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะทำการคลั่งโพรบวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในกราวด์จริงๆ (i_G) ดังในรูปที่ 2.13 ซึ่งเป็นตำแหน่งของกระแสไฟฟ้าที่สามารถไปรบกวนระบบไฟฟ้าหรือวงจรไฟฟ้าอื่นๆ ที่เชื่อมต่อถึงกันโดยผ่านทางกราวด์



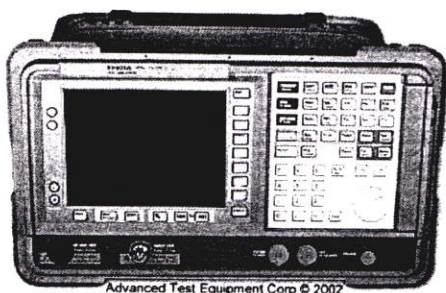
รูปที่ 2.13 ตำแหน่งที่ใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์

เครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในงานวิจัยนี้สรุปได้ดังนี้คือ

- (ก) EMC Analyzer รุ่น Agilent E7401A ดังในรูปที่ 2.14 (ก) ซึ่งทำหน้าที่เป็น Spectrum Analyzer ดังที่กล่าวใน หัวข้อ 2.3.1 ย่านความถี่ที่วัดได้ 9 kHz – 1.5 GHz
- (ข) โพรบวัดกระแสไฟฟ้า (Current Probe) รุ่น 700937 ของ YOGOKAWA ดังในรูปที่ 2.14 (ข) ซึ่งสามารถใช้งานได้ในย่านความถี่ Bandwidth DC-50 MHz ขนาดกระแสไฟฟ้า (0-15 A) ทรานส์เฟอร์อิมพีแดนซ์ 0.1V/ 1A
- (ค) LISNs ของ EMCO รุ่น Model 3810/2 ในรูปที่ 2.14 (ค) ย่านความถี่ 9 kHz – 30MHz มีตัวต้านทาน 50 Ω อยู่ภายใน 1 ตัว และมีช่องสำหรับต่อกับตัวต้านทาน 50 Ω จาก

เครื่องวัดในตำแหน่งที่ทำการวัดและมีสวิตช์สำหรับเลือกได้ว่า จะให้เครื่องวัดทำการวัดแรงดัน ไฟฟ้าที่ตำแหน่งไลน์กับกราวด์ หรือ นิวทรอลกับกราวด์ หรือ V_1 และ V_2 ที่นิยามในหัวข้อ 2.2.2

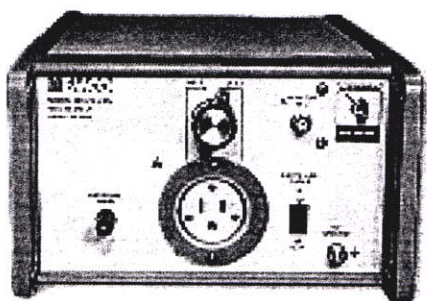
- (ง) EUT คือ วงจรที่จะทำการวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ดังในรูปที่ 2.14 (ง) ซึ่งก็คือวงจรที่เป็นต้นกำเนิดของสัญญาณรบกวน ในงานวิจัยนี้ จะมี EUT อยู่ 2 วงจร คือ (1) วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดขั้วระดับแรงดันได้สูงแบบทั่วไป [2]-[4] และ (2) วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดขั้วระดับแรงดันได้สูงแบบที่นำเสนอใหม่ ซึ่งจะได้กล่าวถึงในบทต่อไป



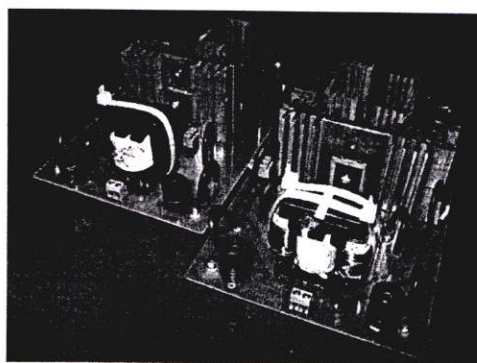
(ก) EMC Analyzer



(ข) Current Probe



(ค) LISNs



(ง) EUT

รูปที่ 2.14 เครื่องมือต่างๆ ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

2.4 แนวทางการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ปัญหาของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในที่นี้จะมองเป็น 2 ประเด็นหลัก ขึ้นอยู่กับเป้าหมายของผู้ที่ต้องการแก้ปัญหาดังกล่าว ประเด็นแรก คือ ต้องการแก้ปัญหาของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นแล้วไปรบกวนการทำงานของระบบไฟฟ้าหรือวงจรไฟฟ้าอื่นๆ จริง และประเด็นที่สอง คือ ต้องการแก้ปัญหาให้ผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าผ่านการทดสอบตามมาตรฐานของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเพื่อใช้ในเชิงพาณิชย์อย่างไรก็ดีตามหลักการที่ดีแล้ว

ผู้ออกแบบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้า ควรออกแบบโดยคำนึงสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นให้น้อยที่สุดหรืออยู่ในระดับที่ยอมรับได้

สำหรับแนวทางในการแก้ปัญหาเมื่ออยู่หลากหลายวิธี โดยวิธีการที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบันก็คือ วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (EMI filter) [6], [28] – [31] เนื่องจากสามารถแก้ปัญหของสัญญาณรบกวนทั้งโหมดผลรวม โหมดผลต่างและโหมดผลรวมอย่างไรก็ดี ยังมีวิธีการอื่นๆ ซึ่งแต่ละวิธีก็อาจมีประโยชน์และความเหมาะสมแตกต่างกันไป บางวิธีเน้นลดปัญหาสัญญาณรบกวนในบางโหมดเท่านั้น ขึ้นอยู่กับเป้าหมายในการแก้ปัญหา เช่น บางกรณีมีเป้าหมายในการแก้ปัญหสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมเท่านั้นเนื่องจากมีปัญหาเกิดขึ้นในระบบไฟฟ้าหรือวงจรไฟฟ้าโดยผ่านทางกราวด์แล้วทำให้วงจรอื่นๆ ทำงานผิดปกติ แต่ไม่ได้ต้องการทำเพื่อนำไปสู่เชิงพาณิชย์ก็อาจมุ่งเน้นลดปัญหาของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมเท่านั้น ซึ่งวิธีการอื่นๆ ที่มีการนำเสนอในบทความวิชาการ เช่น [11] – [16], [21]-[24]

ในบทนี้ได้กล่าวถึงนิยาม มาตรฐานต่างๆ รวมทั้งเครื่องมือวัดและการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ซึ่งได้มีการอ้างอิงถึงเอกสารต่างๆ เพื่อท่านที่ต้องการข้อมูลในเชิงลึกมากขึ้น นิยามและการวัดต่างๆ ที่กล่าวถึงในบทนี้ มีความสำคัญอย่างมากที่จะต้องทำความเข้าใจให้ชัดเจนเพื่อให้เข้าใจถึงการวิเคราะห์และการทดลองในบทต่อๆ ไป

บทที่ 3

วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูง แบบใหม่ที่มีการสวิตชิงแบบสมดุลด้วยหม้อแปลงความถี่สูง

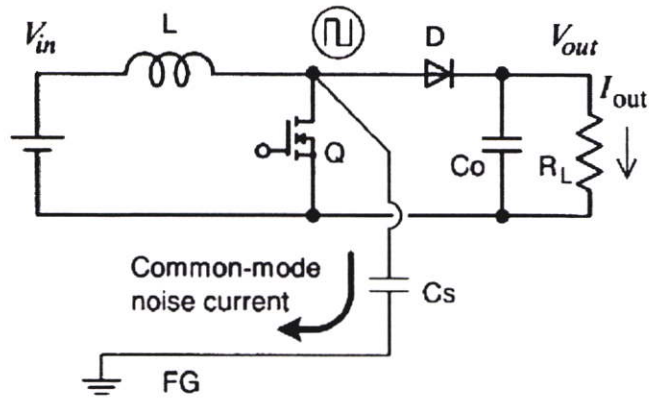
ในบทนี้กล่าวถึงวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงแบบใหม่ โดยเน้นไปที่การวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจร การวิเคราะห์วงจรแม่เหล็ก รวมทั้งกลไกในการลดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมเป็นสำคัญ เนื่องจากที่มาของงานวิจัยนี้ แนวคิดในการนำเสนอวงจรใหม่ รวมทั้งการเปรียบเทียบข้อดีข้อเสีย และลักษณะโครงสร้างของวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบใหม่ที่น่าเสนอนี้ ได้นำเสนอไปแล้วในบทที่ 1 ในขณะที่บทที่ 2 ได้กล่าวถึงนิยามของสัญญาณรบกวนโหมดต่างๆ ไว้อย่างชัดเจนแล้ว ดังนั้นในบทนี้ ในหัวข้อที่ 3.1 จะกล่าวถึงหลักการทั่วไป และตัวอย่างงานวิจัยที่มีมาก่อนหน้านี้ของเทคนิคต่างๆ ที่นำมาประยุกต์ใช้ในงานวิจัยนี้ ซึ่งได้แก่ เทคนิคการสวิตชิงแบบสมดุลและเทคนิคการรวมแกนความถี่สูง เพื่อให้เข้าใจในหลักการเบื้องต้นของเทคนิคดังกล่าว รวมทั้งลักษณะของวงจรที่น่าเสนอใหม่ที่ได้นำเทคนิคต่างๆ มาประยุกต์ใช้ ส่วนในหัวข้อที่ 3.2 จะกล่าวถึงโหมดการทำงานในแต่ละช่วงคาบเวลาของวงจรที่น่าเสนอ หัวข้อที่ 3.3 จะเน้นการวิเคราะห์วงจรแม่เหล็ก และการพิสูจน์หาสมการในการแปลงแรงดันไฟตรงหรือดิซีทรานเฟอร์ฟังก์ชัน โดยใช้เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง และหัวข้อที่ 3.4 จะกล่าวถึงกลไกการลดลงของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวม ซึ่งเป็นข้อดีหลักของวงจรที่น่าเสนอ

3.1 หลักการทั่วไปของเทคนิคต่างๆ ที่นำมาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

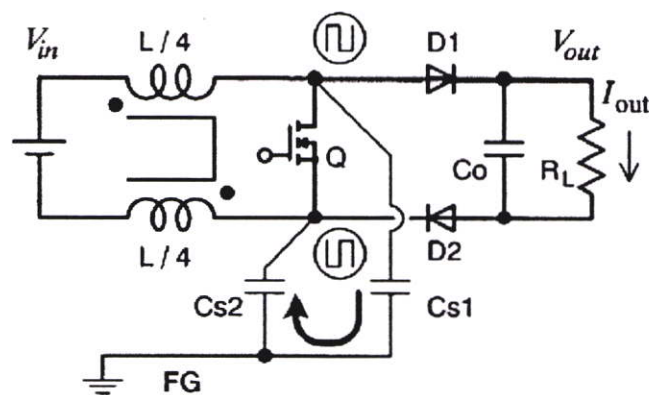
ส่วนนี้จะกล่าวถึงหลักการทั่วไปและตัวอย่างงานวิจัยของเทคนิคต่างๆ ที่นำมาประยุกต์ใช้ในงานวิจัยนี้ แต่จะไม่กล่าวในรายละเอียดมากนัก เนื่องจากมีจุดประสงค์เพื่อให้เข้าใจแนวคิดของวิธีการดังกล่าวและสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จากเอกสารอ้างอิงเท่านั้น

3.1.1 เทคนิคการสวิตชิงแบบสมดุล (Balanced Switching Technique) [11]-[16]

เทคนิคการสวิตชิงแบบสมดุลนำเสนอโดย M. Shoyama, Ge. Li and T. Ninomiya ในปี ค.ศ. 2001 เทคนิคนี้มีจุดประสงค์ที่สำคัญ คือ ลดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โดยลดขนาดของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในกราวด์ในขณะที่มีการสวิตชิง โดยกลไกที่สำคัญในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม อธิบายได้โดยใช้รูปที่ 3.1 และ 3.2 ดังต่อไปนี้



(ก) วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไป (Conventional Boost Converter)



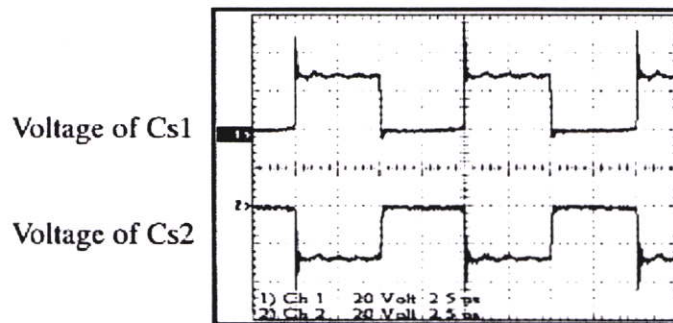
(ข) วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์แบบที่มีการสวิตช์ซิงสมดุล (Balanced Switching Boost Converter)

รูปที่ 3.1 เปรียบเทียบวงจรที่ใช้และไม่ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบสมดุล [13]

(ก) วิเคราะห์หาตำแหน่งของวงจรไฟฟ้า ที่เป็นสาเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวนโทมดผลรวม ซึ่งตำแหน่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนดังกล่าวคือ ตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุดนั้นเทียบกับกราวด์อย่างรวดเร็วในขณะที่มีการสวิตช์ซิง เช่น ตัวอย่างในรูปที่ 3.1 (ก) ตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอย่างรวดเร็วเมื่อเทียบกับกราวด์ในขณะที่มีการสวิตช์ซิง ก็คือ ขาเดรนของมอสเฟตเทียบกับกราวด์ ดังนั้นในขณะที่มีการสวิตช์ซิง ทำให้มีกระแสโทมดผลรวมไหลจากขาเดรนสู่กราวด์โดยผ่านทางตัวเก็บประจุแผ่น C_s ดังรูป ซึ่งในกรณีของวงจรบูสต์มีเพียงตำแหน่งเดียวเท่านั้นที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเทียบกับกราวด์อย่างรวดเร็ว ซึ่งหากเป็นวงจรอื่นๆ อาจมีมากกว่า 1 ตำแหน่งก็ได้

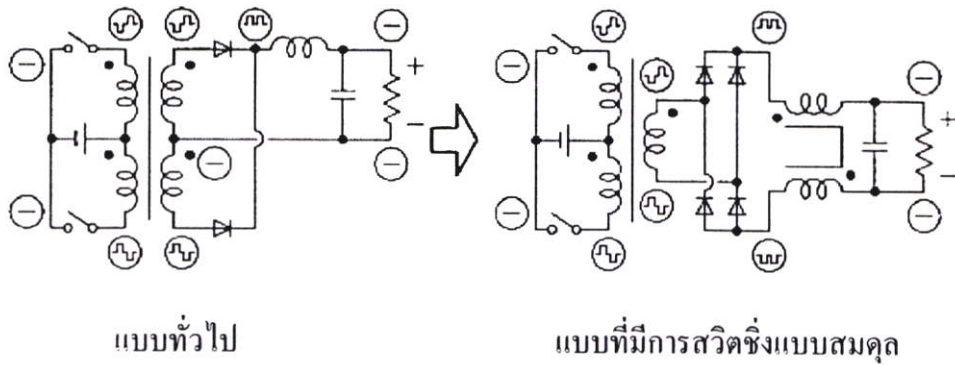
(ข) ปรับโครงสร้างของวงจรให้มีการสวิตช์ซิงที่สมดุลซึ่งหมายถึง ปรับโครงสร้างของวงจรให้มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอีกตำแหน่งที่มีขนาดเท่ากับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันในตำแหน่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโทมดรวม แต่ให้มีทิศทางของแรงดันตรงข้ามกันในขณะที่มีการสวิตช์ซิง ดังตัวอย่างในรูปที่ 3.1 (ข) คือวงจรที่มีการปรับโครงสร้างให้มีการสวิตช์ซิงที่สมดุลซึ่ง

จะเห็นได้ว่า มีอีก 1 ตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอย่างรวดเร็วในขณะที่มีการสวิตซ์ซึ่งคือที่ขาซอร์สของมอสเฟตเทียบกับกราวด์ โดยแรงดันระหว่างขาเดรนเทียบกับกราวด์และขาซอร์สเทียบกับกราวด์มีทิศทางตรงกันข้ามดังในรูปที่ 3.2 ซึ่งเป็นแรงดันจากการวัดจริงของวงจรในรูปที่ 3.1 (ข) ลักษณะดังกล่าวทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลรวม 2 สายไหลระหว่างขาเดรนสู่กราวด์สายหนึ่งและไหลจากขาซอร์สสู่กราวด์อีกสายหนึ่ง ซึ่งหากตัวเก็บประจุแผ่นมีขนาด C_{s1} และ C_{s2} เท่ากัน (ในทางปฏิบัติอาจไม่สะดวกในการวัดค่าตัวเก็บประจุแผ่นหรือวัดได้แต่ไม่เท่ากันก็สามารถใส่ตัวเก็บประจุขนาดเล็กๆ เช่น 1,000 pF เพื่อบังคับให้เท่ากัน [13]) กระแสไฟฟ้าไหลรวมที่เกิดขึ้นทั้งสองสาย ก็จะมีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงกันข้ามส่งผลให้เกิดการหักล้างของกระแสไฟฟ้าทำให้ผลรวมของกระแสไฟฟ้าไหลรวมที่ไหลในกราวด์มีขนาดลดลงในขณะที่มีการสวิตซ์ซึ่งก็คือ กลไกที่สำคัญในการลดสัญญาณรบกวนดังกล่าว



รูปที่ 3.2 แรงดันระหว่างขาเดรนเทียบกับกราวด์ (Voltage of C_{s1}) และซอร์สเทียบกับกราวด์ (Voltage of C_{s2}) ของวงจรในรูปที่ 3.1 (ข) [13]

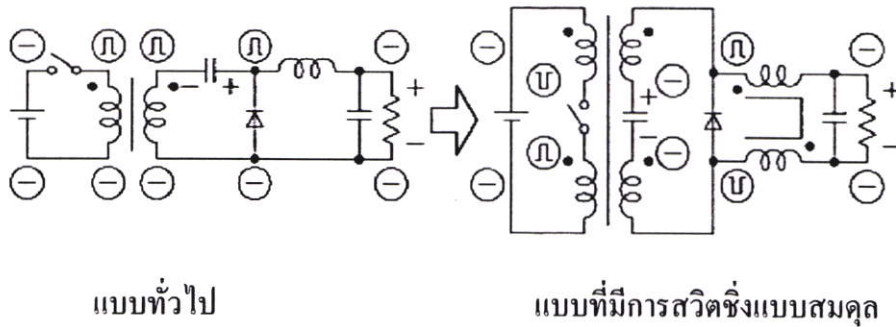
หลักการดังกล่าว สามารถลดสัญญาณรบกวนไหลผ่านทางกราวด์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ใดๆก็ดี หลักการนี้ยังมีข้อจำกัดในการใช้งานได้ไม่หลากหลาย เนื่องจากบางวงจรที่มีโครงสร้างซับซ้อนก็อาจไม่สามารถใช้หลักการนี้ได้ รวมทั้งบางวงจรก็อาจต้องมีการเพิ่มอุปกรณ์ไฟฟ้าหลายตัวทำให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลง ตัวอย่าง เช่น วงจรพุชพูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter) ดังในรูปที่ 3.3 (ก) ต้องเพิ่มไดโอดอีก 2 ตัวเพื่อให้มีการสวิตซ์ที่สมดุล ซึ่งอาจจะทำให้ประสิทธิภาพตกลง ในขณะที่วงจรซีต้าคอนเวอร์เตอร์ (Zeta Converter) ในรูปที่ 3.3 (ข) ไม่ต้องมีการเพิ่มอุปกรณ์ไฟฟ้าใดๆ ในการทำให้วงจรมีการสวิตซ์ที่สมดุล เพียงแต่ปรับรูปแบบการพันขดลวดเท่านั้น ดังนั้นในการนำเทคนิคการสวิตซ์แบบสมดุลมาใช้งาน ผู้ใช้หรือผู้ออกแบบต้องคำนึงถึงการให้น้ำหนัก ระหว่างข้อดีของการลดลงของสัญญาณรบกวนไหลรวมกับประสิทธิภาพของวงจรที่อาจลดลง



แบบทั่วไป

แบบที่มีการสวิตซ์แบบสมมูล

(ก) พูซพูลคอนเวอร์เตอร์



แบบทั่วไป

แบบที่มีการสวิตซ์แบบสมมูล

(ข) ซีต้าคอนเวอร์เตอร์

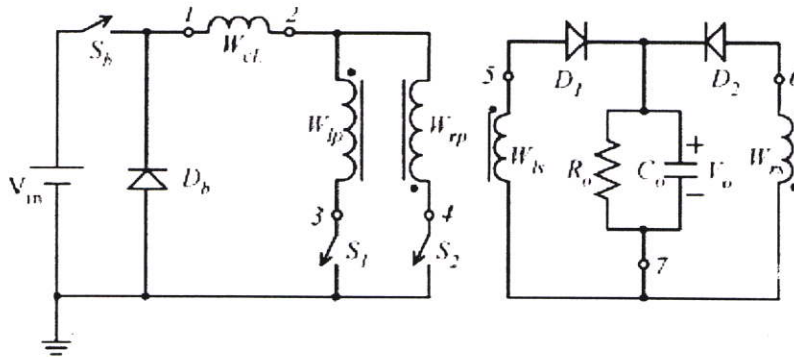
รูปที่ 3.3 ตัวอย่างเปรียบเทียบวงจรที่ใช้เทคนิคการสวิตซ์แบบสมมูลแล้วต้องมีการเพิ่มอุปกรณ์ไฟฟ้า (ก) และวงจรที่ไม่ต้องมีการเพิ่มอุปกรณ์ไฟฟ้า (ข) [13]

ผู้ที่น่าสนใจเทคนิคการสวิตซ์แบบสมมูลได้นำเสนอวงจรที่มีการสวิตซ์ที่สมมูลกับวงจรอื่นๆ อีกหลายวงจร [13], [11]-[16] อย่างไรก็ตามวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการสวิตซ์แบบสมมูลมาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูง ซึ่งยังไม่มีการวิจัยใดที่น่าสนใจเสนอแนวคิดการสวิตซ์แบบสมมูลในวงจรดังกล่าวมาก่อน

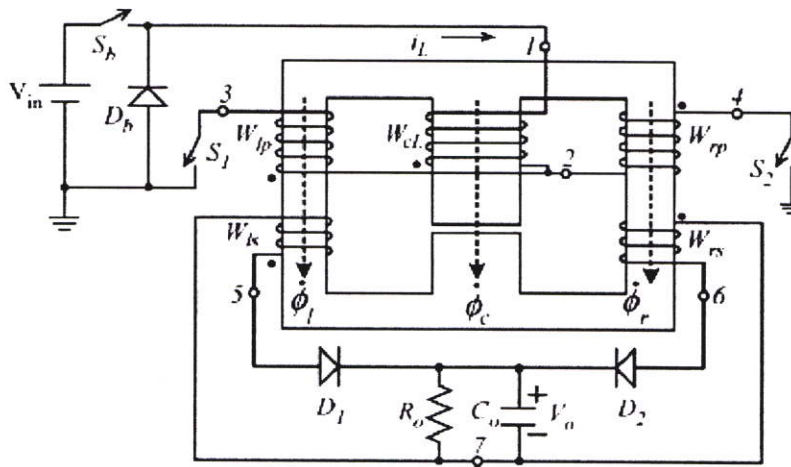
3.1.2 เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง (Integrated Magnetic Technique)

เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง เป็นเทคนิคที่มีจุดประสงค์เพื่อลดขนาดของวงจรแม่เหล็กด้วยการพันขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรไฟฟ้าซึ่งมีหลายขดลวดเหนี่ยวนำ ให้พันรวมอยู่บนแกนเดียวกัน ทำให้ลดจำนวนของแกนความถี่สูงได้ ส่งผลให้ขนาดและปริมาตรของวงจรโดยรวมลดลงเทคนิคดังกล่าวมีการประยุกต์ใช้และมีการนำเสนอบทความต่างๆ มานานแล้ว อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้ได้ศึกษาจากองค์ความรู้ที่สำคัญในวิทยานิพนธ์ระดับปริญญาเอกของ Dr. Wei Chen [17] และตำราของ Rudolf P. Severns กับ Gordon (Ed) Bloom [18] เป็นหลัก รวมทั้งได้มีการทบทวนบทความอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องกันเทคนิคนี้ [19]-[20] ซึ่งยังมีอีกหลายบทความที่ไม่ได้อ้างอิงถึง และด้วยความที่เทคนิคนี้เป็นเทคนิคที่มีความหลากหลายของรูปแบบการพันขดลวด ซึ่งไม่มี

รูปแบบที่ตายตัวในการนำไปประยุกต์ใช้ ดังนั้นในส่วนนี้จะยกตัวอย่างจากบทความที่มีการประยุกต์ใช้เทคนิคดังกล่าว เพื่อให้เห็นลักษณะวงจรไฟฟ้าที่มีตัวเหนี่ยวนำมากกว่าหนึ่งตัวและโครงสร้างของวงจรแม่เหล็กที่ใช้เทคนิคการรวมแกนความถี่สูงเท่านั้น ดังในรูปที่ 3.4



(ก) วงจรสมมูลทางไฟฟ้า



(ข) โครงสร้างวงจรแม่เหล็กที่ใช้เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง

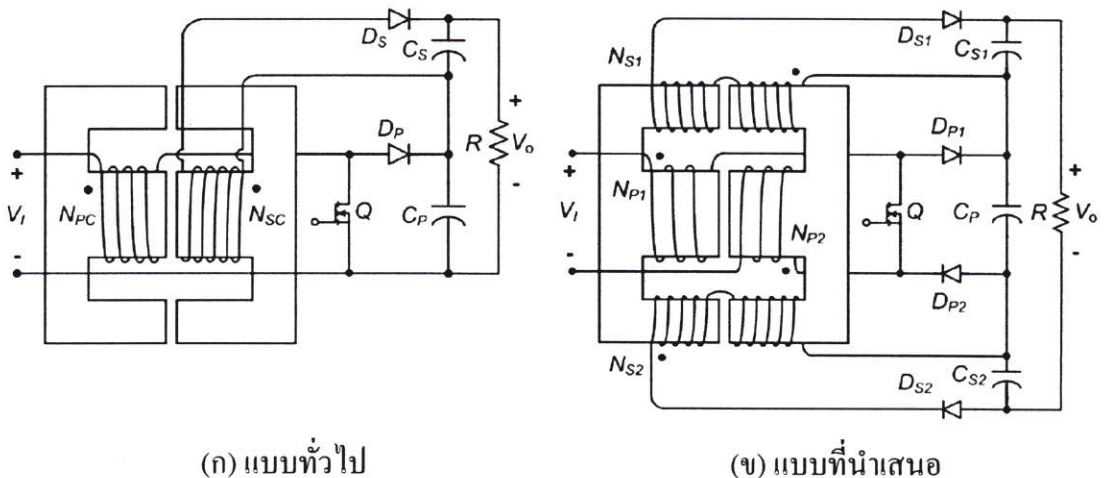
รูปที่ 3.4 ตัวอย่างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการประยุกต์ใช้เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง [19]

จากรูปที่ 3.4 (ก) จะเห็นว่ามีขดลวดทั้งหมด 5 ขด ซึ่งหากแต่ละขดต้องใช้แกนความถี่สูงแยกกันคนละแกน ก็จะทำให้วงจรไฟฟ้ามีขนาดทางกายภาพและปริมาตรของวงจรที่ใหญ่และหนัก แต่เมื่อมีการนำเทคนิคการรวมแกนความถี่สูงมาใช้อย่างรูปที่ 3.4 (ข) ทำให้ขดลวดทั้งหมดพันอยู่บนแกนความถี่สูงเพียงแกนเดียว ทำให้ขนาดและปริมาตรเล็กลงอย่างมาก นอกจากนี้เทคโนโลยีในปัจจุบันได้ก้าวไกลจนสามารถลดขนาดของวงจรแม่เหล็กให้เล็กลงอีก ด้วยการใชหมี้อแปลงชนิดฟลันนาร์ (Planar Transformer) [32] ซึ่งใช้การพันขดลวดที่ทำจากลายทองแดง (PCB winding) ในส่วนของวิธีการวิเคราะห์และออกแบบวงจรสามารถศึกษาได้จาก [17], [18] ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้นำวิธีการดังกล่าวมาใช้วิเคราะห์วงจรแม่เหล็กในหัวข้อที่ 3.3 และออกแบบวงจรแม่เหล็กในบทที่ 4 ด้วย

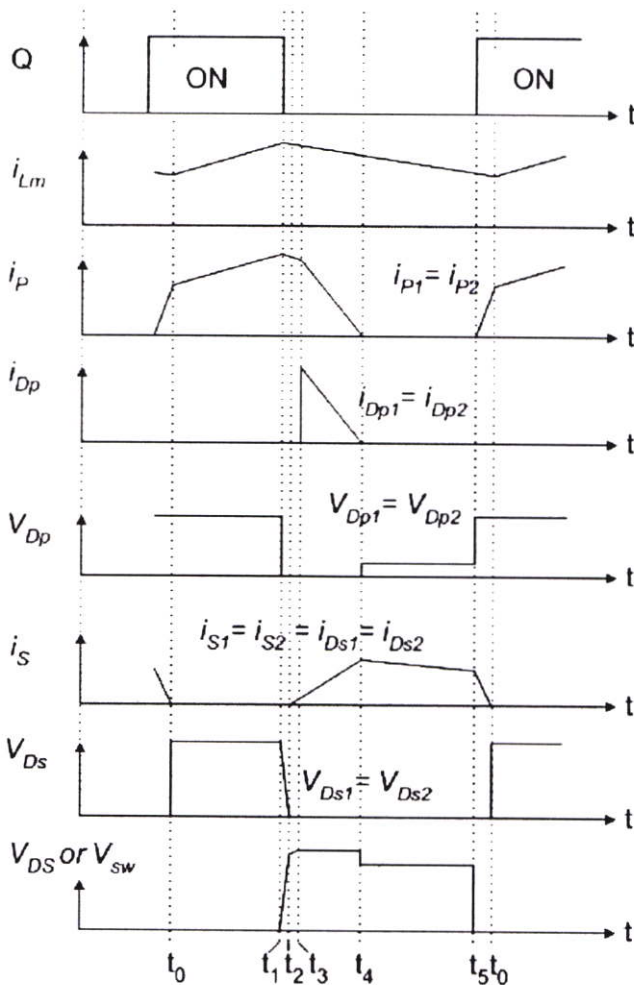
3.2 โหมดการทำงานในแต่ละช่วงคาบเวลาของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงแบบที่นำเสนอ

วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงที่นำเสนอใหม่ ดังในรูปที่ 3.5 (ข) มีการปรับโครงสร้างของวงจรจากวงจรแบบทั่วไปในรูปที่ 3.5 (ก) โดยเฉพาะโครงสร้างของวงจรแม่เหล็กเพื่อให้มีการสวิตซ์ซึ่งแบบสมมูล อย่างไรก็ตาม หน้าที่หลักของวงจรทั้งสองยังคงเหมือนกัน คือ ยกแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าด้านเข้าได้หลายเท่า โดยหลักการการทำงานของวงจรที่นำเสนอ จะแตกต่างไปจากวงจรแบบทั่วไปตรงที่วงจรที่นำเสนอมีการส่งผ่านของพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าไปยังโหลด แบ่งได้เป็น 3 ส่วน ได้แก่ ผ่านทางขดลวดปฐมภูมิ 1 ส่วน และผ่านทางขดลวดทุติยภูมิทั้งสองอีกด้านละส่วน ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปจะมีการส่งผ่านของพลังงานไฟฟ้าไปยังโหลด 2 ส่วนในปริมาณของพลังงานไฟฟ้าเท่ากับวงจรที่นำเสนอ โดยผ่านทางขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิด้านละ 1 ส่วน ดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 1.5.2 อย่างไรก็ตาม หลักการส่งผ่านพลังงานโดยรวมของทั้งสองวงจรไม่แตกต่างกัน คือ มีการเก็บและคายพลังงานในโหมดของกระแสต่อเนื่อง (Continuous Mode: CCM)

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงโหมดการทำงานของวงจรที่นำเสนอ ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 6 โหมด ในช่วงหนึ่งคาบเวลา โดยสัมพันธ์กับรูปที่ 3.6 ซึ่งแสดงรูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่ส่วนต่างๆ ของวงจรตามหลักการทางทฤษฎี ซึ่งโหมดการทำงานทั้ง 6 อธิบายด้วยแนวทางเดียวกับวงจรแบบทั่วไป [2]-[4] เนื่องจากหลักการส่งผ่านพลังงานโดยรวมไม่แตกต่างกัน ดังที่กล่าวไปแล้ว อย่างไรก็ตามในหัวข้อนี้จะเน้นการอธิบายโหมดการทำงานของวงจรไฟฟ้าโดยอ้างอิงกับทิศทางการพันขดลวดโดยใช้จุด (dot) เป็นหลัก ส่วนกลไกการส่งผ่านพลังงานผ่านวงจรแม่เหล็ก ทิศทางการไหลของเส้นแรงแม่เหล็ก รวมถึงสมการต่างๆ จะทำการวิเคราะห์ห้วงวงจรแม่เหล็กโดยละเอียดในหัวข้อถัดไป



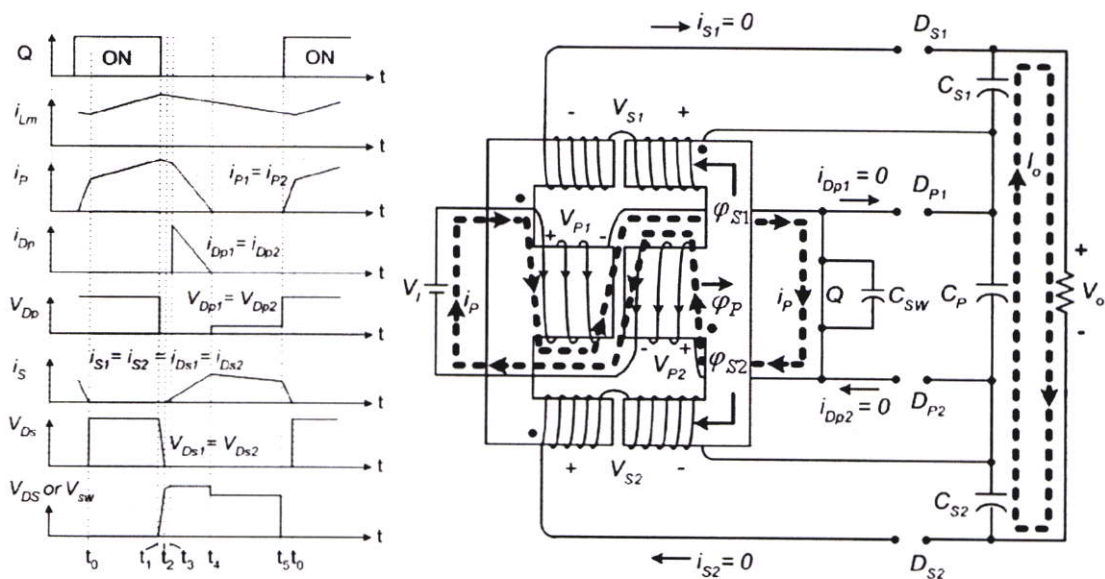
รูปที่ 3.5 วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูง



รูปที่ 3.6 รูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่ส่วนต่างๆ ของวงจรตามหลักการทางทฤษฎี

โหมคการทำงานของวงจรที่นำเสนอใหม่ ทั้ง 6 โหมคการทำงานอธิบายได้ดังต่อไปนี้

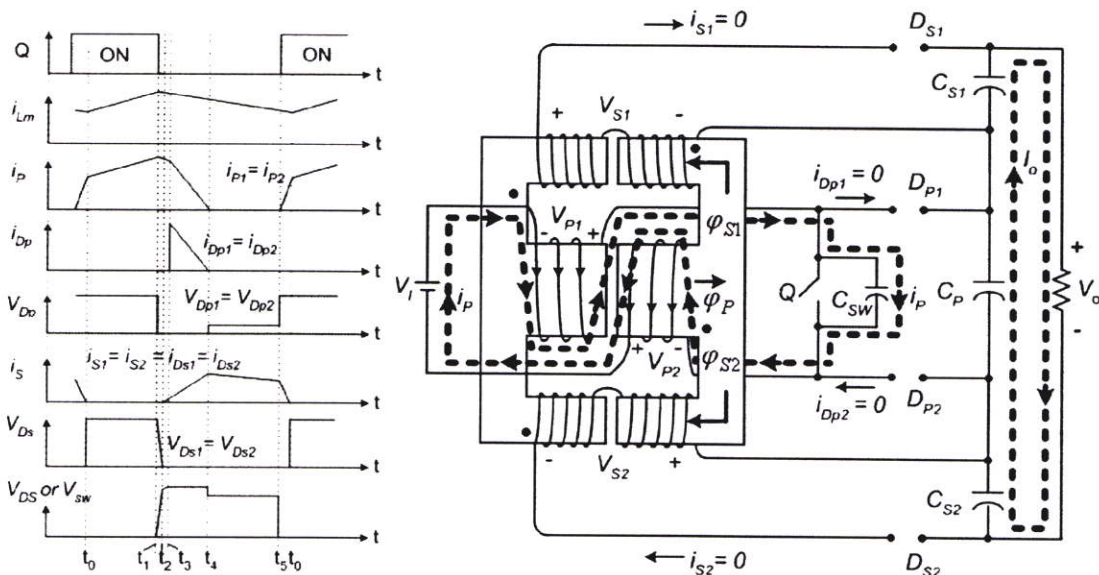
(ก) โหมคการทำงานที่ 1 ช่วงเวลา $[t_0, t_1]$



รูปที่ 3.7 โหมคการทำงานที่ 1 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_0, t_1]$

โหมคนี่เริ่มต้นโดยสวิตช์ Q กำลังนำกระแสไฟฟ้าอยู่ ดังนั้นในขณะนี้แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (V_i) ย่ำให้กับขดลวดปฐมภูมิทั้งสองโดยตรง ส่งผลให้ช่วงเวลานี้มีการเก็บสะสมพลังงานในแกนความถี่สูง โดยที่กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ (i_p) ในขณะนี้ก็คือ กระแสเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (Magnetizing Current: i_{Lm}) เมื่อ ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวม (Primary Magnetizing Inductance) คือ $L_m = (N_{P1} + N_{P2})^2 / R_p$ โดยที่ R_p คือ ค่าความต้านทานแม่เหล็กที่แกนกลาง ซึ่งเมื่อพิจารณารูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของ i_p และ i_{Lm} จะเห็นว่าค่าเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น ในขณะที่ทิศทางการพันขดลวดดังรูปที่ 3.7 (รูปที่ 3.5 (ข) จะเห็นโครงสร้างการพันที่ชัดเจน) ทำให้ขดลวดปฐมภูมิทั้งสองมีแรงดันไฟฟ้าด้านคือท (dot) ในช่วงเวลานี้เป็นบวก ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดทุติยภูมิด้านคือทจะเป็นบวกเช่นกัน ส่งผลให้ในเวลานี้ไดโอดทุกตัวถูกไบอัสกลับ (reverse biased) ทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดทุติยภูมิ และไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลจากด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้าด้านเข้าไปยังด้านโหลด โดยตัวเก็บประจุด้านโหลดทุกตัวในโหมคนี่จะคายพลังงานเพื่อจ่ายโหลด

(ข) โหมคการทำงานที่ 2 ช่วงเวลา $[t_1, t_2]$

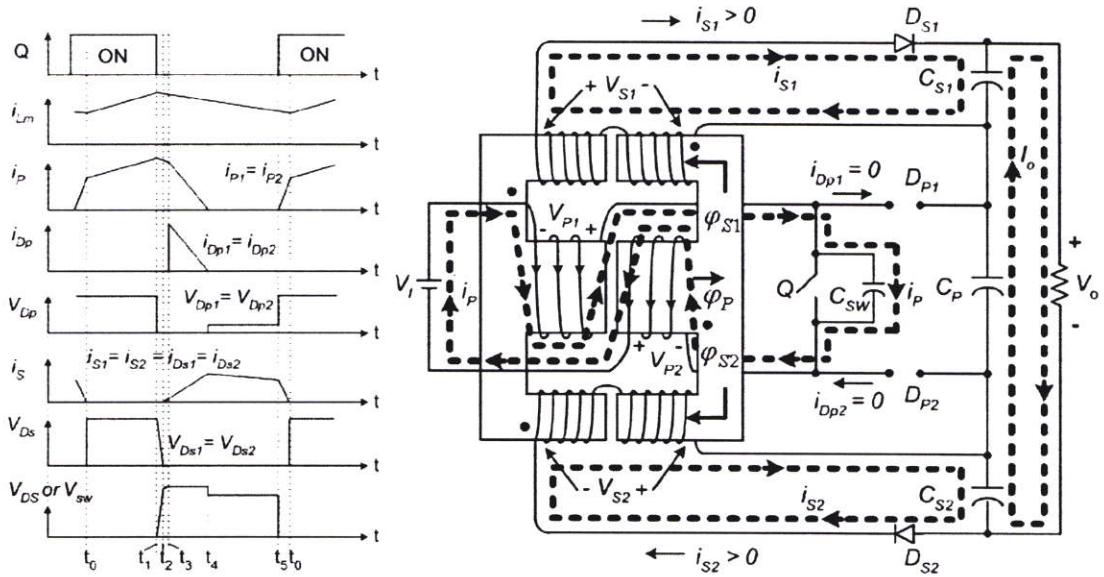


รูปที่ 3.8 โหมคการทำงานที่ 2 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_1, t_2]$

โหมคนี่สวิตช์ Q ถูกสั่งให้หยุดนำกระแสไฟฟ้าที่เวลา t_1 ทำให้พลังงานที่เก็บในแกนเริ่มคายพลังงานที่เวลา t_1 ดังนั้นกระแสเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก i_{Lm} จะมีค่าสูงสุดที่เวลา t_1 แล้วเริ่มลดลงหลังจากเวลา t_1 โดยกระแสไฟฟ้า i_{Lm} ยังคงไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิโดยผ่านทางตัวเก็บประจุแผ่นของสวิตช์ Q หรือ C_{SW} แทนดังในรูปที่ 3.8 และอัดประจุให้กับ C_{SW} ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม C_{SW} ซึ่งเท่ากับแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ (V_{SW}) มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งจากผลของค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดต่างๆ กลับขั้ว ดังนั้นในช่วงเวลานี้ที่ขั้วคือทของขดลวดทุกขดจะเป็นลบ อย่างไรก็ตามในเวลานี้ไดโอดทางด้านทุติยภูมิ D_{S1} และ

D_{S2} ยังคงไบอัสย้อนกลับเนื่องจากแรงดันไฟฟ้า V_{S1} และ V_{S2} ยังมีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุด้านโหนดคือ V_{CS1} และ V_{CS2} ดังนั้นตัวเก็บประจุด้านโหนดทุกตัวในโหมคนี้อย่างคงคายพลังงานเพื่อจ่ายโหนดเช่นเดียวกับโหมคที่ 1

(ค) โหมคการทำงานที่ 3 ช่วงเวลา $[t_2, t_3]$



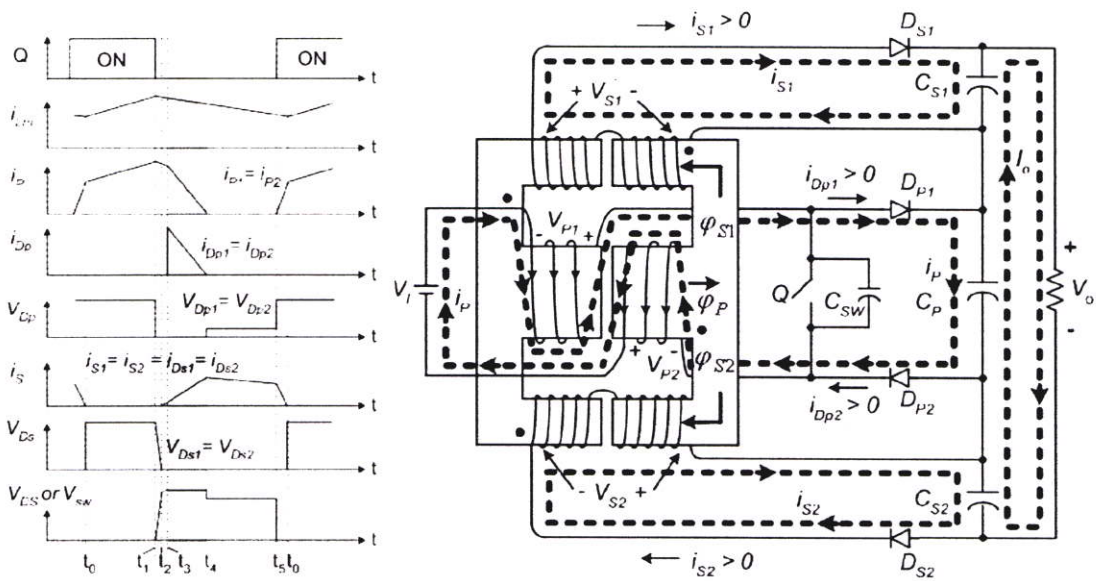
รูปที่ 3.9 โหมคการทำงานที่ 3 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_2, t_3]$

โหมคนี้ไดโอดด้านทุติยภูมิทั้ง D_{S1} และ D_{S2} จะไบอัสไปหน้า (Forward Biased) และเริ่มนำกระแสไฟฟ้าที่เวลา t_2 เมื่อแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ V_{SW} ถูกกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กอัดประจุจนกระทั่งถึงสภาวะที่แรงดันไฟฟ้า V_{S1} และ V_{S2} มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{S1} และ C_{S2} ตามลำดับ ดังสมการเงื่อนไขที่ (3.1) ซึ่งเป็นกรณีที่ขดลวดปฐมภูมิทั้งสองขดมีจำนวนรอบเท่ากัน เช่นเดียวกับขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งเป็นกรณีที่ใช้ในงานวิจัยนี้

$$V_S = (V_{SW} - V_I) \cdot (N_S / 4N_P) > V_{CS} \tag{3.1}$$

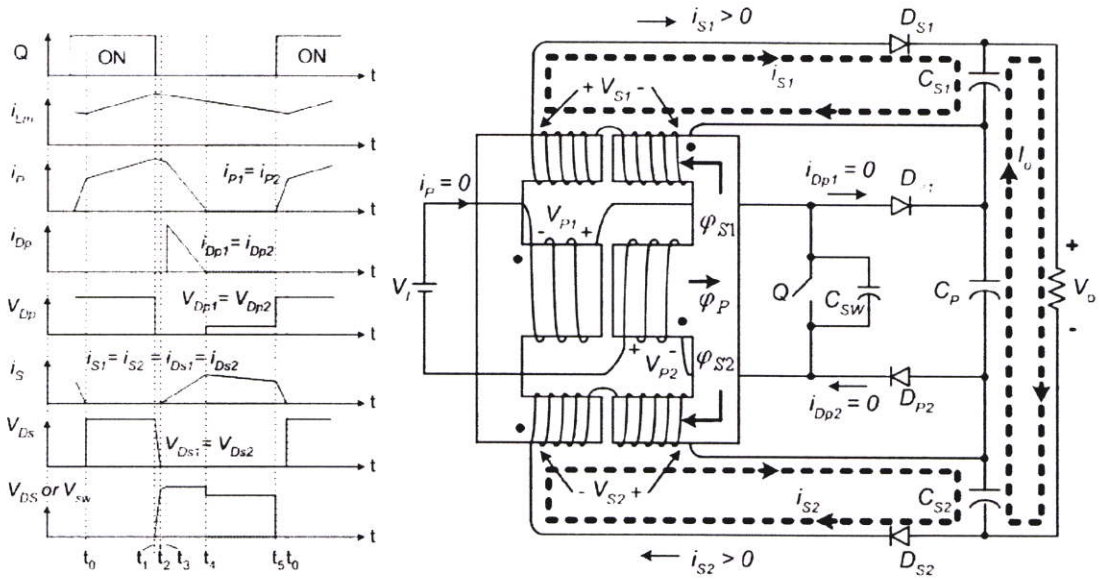
- เมื่อ $N_P = N_{P1} = N_{P2}$ คือ ขดลวดปฐมภูมิทั้งสองขดที่มีจำนวนรอบเท่ากัน
- $N_S = N_{S1} = N_{S2}$ คือ ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขดที่มีจำนวนรอบเท่ากัน
- $V_S = V_{S1} = V_{S2}$ คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขด

ดังนั้น ในโหมคนี้อาจมีกระแสไฟฟ้าทางด้านขดลวดทุติยภูมิไหลไปยังด้านโหนดโดยผ่านทางไดโอด D_{S1} และ D_{S2}

(ง) โหมดการทำงานที่ 4 ช่วงเวลา $[t_3, t_4]$ รูปที่ 3.10 โหมดการทำงานที่ 4 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_3, t_4]$

ที่เวลา t_3 ไดโอด D_{p1} และ D_{p2} เริ่มนำกระแสไฟฟ้า ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ขดลวดปฐมภูมิหยุดอัดประจุให้กับ C_{sw} และเปลี่ยนไปอัดประจุให้กับ C_p แทนโดยผ่านทางไดโอด D_{p1} และ D_{p2} เช่นเดียวกับ C_{s1} และ C_{s2} ก็จะได้รับการอัดประจุผ่านทางไดโอด D_{s1} และ D_{s2} ทำให้ในช่วงเวลานี้ จะมีการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าจากด้านแหล่งจ่ายไฟฟ้าด้านเข้าไปยังโหลดโดยตรงครบทั้ง 3 ทาง โดยผ่านขดลวดทั้งขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ในขณะที่พลังงานที่เก็บสะสมในแกนความถี่สูง จะคายพลังงานสู่ด้าน โหลดโดยผ่านทางขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ ทำให้กระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำแม่เหล็ก i_{Lm} มีค่าลดลง ซึ่งการแบ่งจ่ายพลังงานที่เก็บสะสมในแกนความถี่สูง โดยผ่านทางขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ จะมีลักษณะดังรูปคลื่นสัญญาณ i_p และ i_s ในช่วงเวลา t_3 ถึง t_4 ซึ่งกระแสไฟฟ้านี้ด้านปฐมภูมิ ณ เวลา t_3 จะมีสัดส่วนของกระแสไฟฟ้าที่แบ่งจาก i_{Lm} สูงกว่าด้านทุติยภูมิเนื่องจากสัดส่วนของจำนวนขดลวดด้านปฐมภูมิกับทุติยภูมิ และสัดส่วนของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดทั้งทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ ซึ่งลักษณะดังกล่าวก็เหมือนกับวงจรแบบทั่วไป ที่มีการวิเคราะห์ผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่มีผลต่อสัดส่วนของกระแสไฟฟ้า i_p และ i_s ณ เวลา t_3 ดังใน [3] ซึ่งในช่วง t_3 ถึง t_4 นี้กระแสไฟฟ้า i_p หรือ i_{Dp} จะมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ที่เวลา t_4 ในขณะที่กระแสไฟฟ้า i_s หรือ i_{Ds} จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงเวลา t_4 ดังรูปที่ 3.10

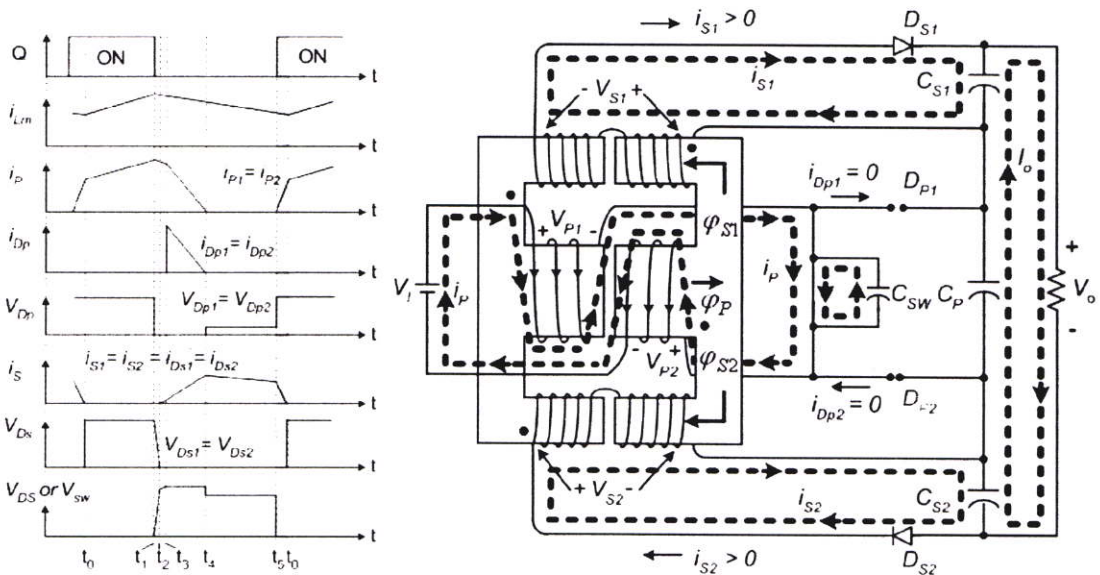
(จ) โหมคการทำงานที่ 5 ช่วงเวลา $[t_4, t_5]$



รูปที่ 3.11 โหมคการทำงานที่ 5 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_4, t_5]$

โหมคนี้เริ่มต้นที่เวลาที่ t_4 ซึ่งเป็นเวลาที่กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด $i_{D_{p1}}$ และ $i_{D_{p2}}$ ลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ จึงไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลทางด้านปฐมภูมิ ทำให้กระแสไฟฟ้า i_{Lm} คายพลังงานที่สะสมในแกนความถี่สูงผ่านทางด้านขดลวดทุติยภูมิทั้งสองทั้งหมด ดังนั้นในช่วงเวลานี้จะมีการอัดประจุให้กับ C_{S1} และ C_{S2} พร้อมกับจ่ายโหลด

(ข) โหมคการทำงานที่ 6 ช่วงเวลา $[t_5, t_6]$



รูปที่ 3.12 โหมคการทำงานที่ 6 ของวงจรที่นำเสนอ ช่วงเวลา $[t_5, t_6]$

ที่เวลา t_5 สวิตช์ถูกสั่งให้นำกระแสไฟฟ้าอีกครั้ง ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขั้วดีโอดของขดลวดต่างๆ กลับทิศทางเป็นบวก ส่งผลให้พลังงานที่เก็บสะสมในแกนความถี่สูงคายพลังงาน

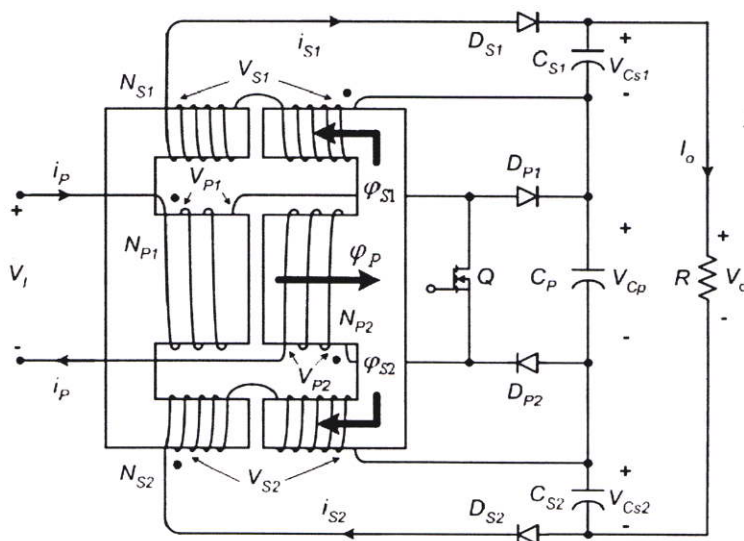
อย่างรวดเร็ว จากผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดทางด้านทุติยภูมิทั้งสอง หลังจากนั้นพลังงานก็จะเริ่มสะสมในแกนความถี่สูงใหม่อีกครั้งโดยเริ่มต้นที่เวลา t_0

3.3 การวิเคราะห์โดยใช้หลักการรวมแกนความถี่สูง

ในส่วนนี้เป็นการวิเคราะห์วงจรที่นำเสนอโดยใช้หลักการรวมแกนความถี่สูง ซึ่งแบ่งออกได้ เป็น 3 ส่วน ได้แก่ โดยหัวข้อ 3.3.1 จะกล่าวถึงลักษณะของแกนความถี่สูงที่ใช้และวงจรแม่เหล็ก หัวข้อที่ 3.3.2 จะกล่าวถึงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรในสถานะอยู่ตัวของวงจรแม่เหล็ก 3.3.3 การกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กในแกน และหัวข้อที่ 3.3.4 จะกล่าวถึงการพิสูจน์หาอัตราส่วนการแปลงแรงดันโดยใช้หลักการรวมแกนความถี่สูง

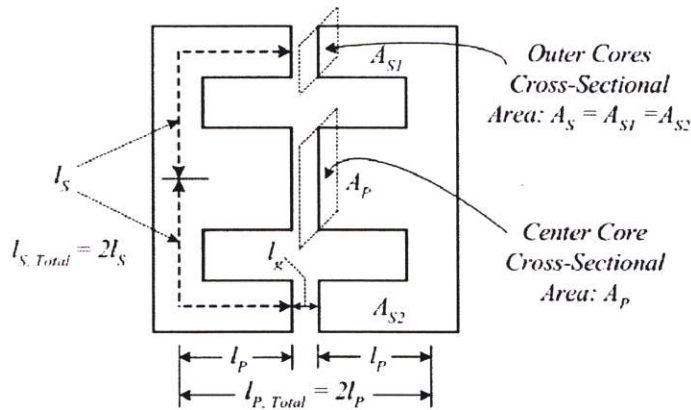
3.3.1 แกนที่ใช้และวงจรแม่เหล็ก

ก่อนที่จะทำการวิเคราะห์วงจรแม่เหล็ก จำเป็นที่จะต้องเข้าใจถึงที่มาของสัญลักษณ์ต่างๆ ของวงจรแม่เหล็กที่จะใช้วิเคราะห์ ดังนั้นในส่วนนี้จะทำการกำหนดสัญลักษณ์ต่างๆ เพื่อใช้เขียนวงจรแม่เหล็กในโหมดการทำงานต่างๆ โดยในการวิเคราะห์วงจรแม่เหล็กจะเป็นการวิเคราะห์ในสถานะอยู่ตัว (Steady State Analysis) ของวงจรแม่เหล็ก ดังนั้นโหมดการทำงานทั้ง 6 โหมด ในหัวข้อที่ 3.2 จะเหลือเพียง 2 โหมดการทำงาน คือ โหมดที่สวิตช์มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าซึ่งจะมีการเก็บพลังงานไว้ในแกนความถี่สูง หรือช่วงเวลา t_0 ถึง t_1 และโหมดที่สวิตช์มอสเฟตไม่นำกระแสไฟฟ้า ซึ่งแกนความถี่สูงจะคายพลังงานที่เก็บสะสมไว้ให้กับโหลด หรือช่วงเวลา $[t_1-t_2]$, $[t_2-t_3]$, $[t_3-t_4]$, $[t_4-t_5]$ และ $[t_5-t_6]$ โดยโหมดนี้จะวิเคราะห์รวมเป็นโหมดที่มีการคายพลังงานที่เก็บสะสมไว้ในแกนความถี่สูง ซึ่งวงจรแม่เหล็กทั้ง 2 โหมดดังกล่าวจะทำการเขียนในหัวข้อย่อยนี้



รูปที่ 3.13 สัญลักษณ์แทนแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า เส้นแรงแม่เหล็กในส่วนต่างๆ ของวงจรและสัญลักษณ์ต่างๆ สำหรับการวิเคราะห์วงจร

รูปที่ 3.13 คือ รูปแสดงสัญลักษณ์แทนแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า เส้นแรงแม่เหล็ก และอุปกรณ์ไฟฟ้าในส่วนต่างๆ V_{S1} และ V_{S2} ไม่ได้ใส่ทิศทางของแรงดันไฟฟ้าที่เป็นบวกหรือลบ เนื่องจากในการวิเคราะห์โหมคการทำงานที่สวิตช์มอสเฟตนำและไม่นำกระแสไฟฟ้า ทิศทางของแรงดันไฟฟ้าทั้งสองจะกลับกัน ในขณะที่แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าในส่วนอื่นๆ จะมีทิศทางที่เหมือนเดิมทั้งสองโหมคการทำงาน ส่วนรูปที่ 3.14 คือ สัญลักษณ์แทนระยะและพื้นที่หน้าตัดของแกน EE ที่ใช้ ซึ่งจะใช้กำหนดความต้านทานแม่เหล็กเพื่อใช้เขียนวงจรแม่เหล็กดังนี้



รูปที่ 3.14 สัญลักษณ์แทนระยะและพื้นที่หน้าตัดของแกนที่ใช้ที่ตำแหน่งต่างๆ

ความต้านทานแม่เหล็กที่แกนต่างๆ หาค่าได้ดังนี้

$$R_p = R_{l_{p,Total}} + R_{g_p} = \frac{l_{p,Total}}{\mu_c A_c} + \frac{l_g}{\mu_0 A_c} \approx \frac{l_g}{\mu_0 A_c} \quad (3.2)$$

$$R_{S1} = R_{l_{S1,Total}} + R_{g_{S1}} = \frac{l_{S,Total}}{\mu_c A_{S1}} + \frac{l_g}{\mu_0 A_{S1}} \approx \frac{l_g}{\mu_0 A_{S1}} \quad (3.3)$$

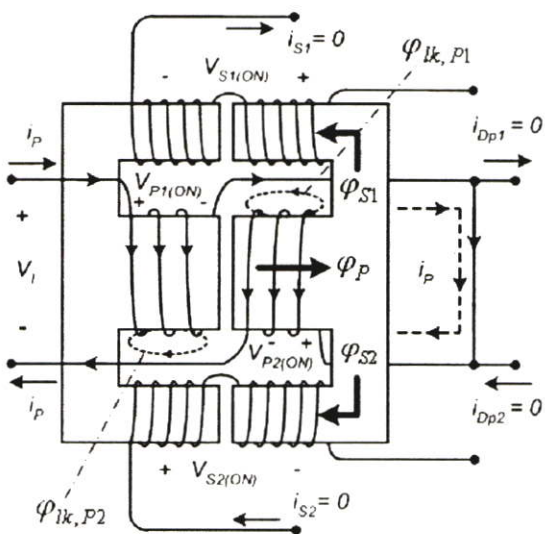
$$R_{S2} = R_{l_{S2,Total}} + R_{g_{S2}} = \frac{l_{S,Total}}{\mu_c A_{S2}} + \frac{l_g}{\mu_0 A_{S2}} \approx \frac{l_g}{\mu_0 A_{S2}} \quad (3.4)$$

- เมื่อ R_p คือ ความต้านทานแม่เหล็กที่แกนกลางซึ่ง N_{P1} และ N_{P2} พันอยู่
- R_{S1} คือ ความต้านทานแม่เหล็กที่แกนด้านข้างซึ่ง N_{S1} พันอยู่
- R_{S2} คือ ความต้านทานแม่เหล็กที่แกนด้านข้างซึ่ง N_{S2} พันอยู่
- $R_{l_{p,Total}}$ คือ ความต้านทานแม่เหล็กของแกนที่แกนกลาง
- $R_{l_{S1,Total}}$ คือ ความต้านทานแม่เหล็กของแกนที่แกนด้านข้างที่ N_{S1} พันอยู่
- $R_{l_{S2,Total}}$ คือ ความต้านทานแม่เหล็กของแกนที่แกนด้านข้างที่ N_{S2} พันอยู่
- R_g คือ ความต้านทานแม่เหล็กของอากาศซึ่งมีค่าเท่ากัน
- ทั้ง R_{g_p} , $R_{g_{S1}}$ และ $R_{g_{S2}}$

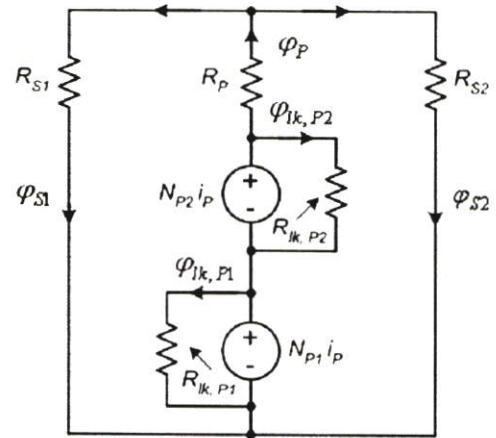
- $l_{P,Total}$ คือ ระยะรวมของแกนในแกนกลางที่นำมาคิดค่า $R_{l_{P,Total}}$
- $l_{S,Total}$ คือ ระยะรวมของแกนด้านข้างที่นำมาคิดค่า $R_{l_{S1,Total}}$ และ $R_{l_{S2,Total}}$
- l_g คือ ระยะช่องอากาศ
- A_C คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนตรงกลาง
- A_S คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนด้านข้างซึ่งมีค่าเท่ากับ A_{S1} และ A_{S2}
- μ_C คือ ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของแกน
- μ_0 คือ ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของอากาศ

เมื่อกำหนดความต้านทานแม่เหล็กในส่วนต่างๆ แล้วก็จะสามารถเขียนวงจรแม่เหล็กตามหลักการเขียนวงจรแม่เหล็กทั่วไปเช่นใน [18] ซึ่งรายละเอียดของการวิเคราะห์วงจรจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป ในส่วนนี้จะกล่าวถึงวงจรแม่เหล็กเท่านั้น

(ก) วงจรแม่เหล็กในขณะที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า



(ก) โครงสร้างวงจรจริง

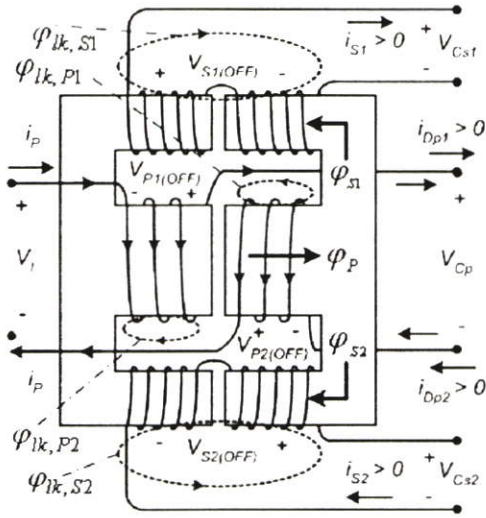


(ข) วงจรแม่เหล็ก

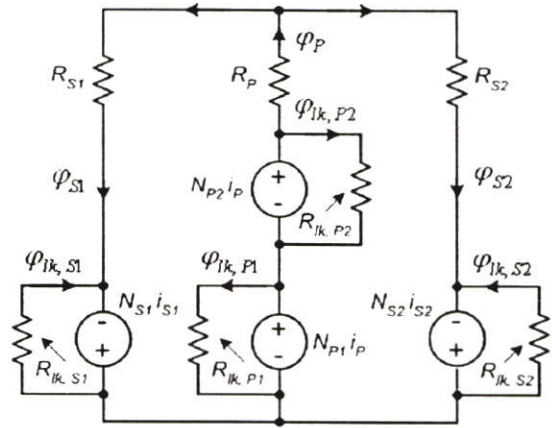
รูปที่ 3.15 โครงสร้างวงจรจริงกับวงจรแม่เหล็กในขณะที่สวิตช์มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า (Switch: ON, [0-DT]) เมื่อคิดเส้นแรงแม่เหล็กไว้พล

รูปที่ 3.15 (ก) จะแสดงทิศทางของ แรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า และเส้นแรงแม่เหล็กในส่วนต่างๆ ของวงจรที่นำเสนอในขณะที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า โดยในรูปที่ 3.15 (ข) คือ วงจรแม่เหล็กของวงจรในรูปที่ 3.15 (ก) โดยที่โหมคนี่ไม่มีกระแสไฟฟ้าด้านขดลวดทุติยภูมิ ดังนั้นแรงเคลื่อนแม่เหล็กในวงจรแม่เหล็ก จะเกิดจากกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิที่แกนกลางเท่านั้น ส่วนเส้นแรงแม่เหล็กที่แกนกลาง ϕ_P จะแยกไหลในแกนด้านข้างได้แก่ ϕ_{S1} และ ϕ_{S2} ในขณะที่ $\phi_{lk,P1}$ และ $\phi_{lk,P2}$ คือ เส้นแรงแม่เหล็กไว้พลที่ขดลวดปฐมภูมิ N_{P1} และ N_{P2} ตามลำดับ ส่วน $R_{lk,P1}$ และ $R_{lk,P2}$ คือ ความต้านทานแม่เหล็กของเส้นแรงแม่เหล็กไว้พล

(ข) วงจรแม่เหล็กในขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า



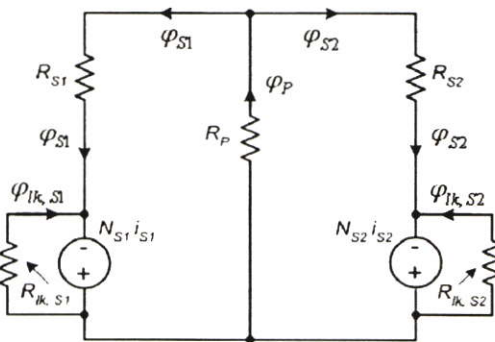
(ก) โครงสร้างวงจรจริง



(ข) วงจรแม่เหล็ก

รูปที่ 3.16 โครงสร้างวงจรจริงกับวงจรแม่เหล็กในขณะสวิตช์มอสเฟตไม่นำกระแสไฟฟ้า (Switch: OFF, [DT-T]) เมื่อคิดเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล

ในโหมดนี้จะมีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดทุติยภูมิทั้ง N_{S1} และ N_{S2} ทิศทางดังในรูปที่ 3.16 (ก) ทำให้มีแรงเคลื่อนแม่เหล็ก ($N_{S1}i_{S1}$ และ $N_{S2}i_{S2}$) และเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล ($\phi_{Ik,S1}$ และ $\phi_{Ik,S2}$) ที่แกนด้านข้างทั้งสอง ดังวงจรแม่เหล็กในรูปที่ 3.16 (ข) โดยทิศทางของแรงเคลื่อนแม่เหล็กเป็นไปในทิศทางที่ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กเสริมกับ ϕ_{S1} และ ϕ_{S2} ที่แกนด้านข้างทั้งสอง โดยที่ในโหมดนี้เมื่อกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิตกลงจนเป็นศูนย์ซึ่งสอดคล้องกับโหมดการทำงานที่ 5 ช่วงเวลา $[t_4, t_5]$ ในหัวข้อที่ 3.2 วงจรแม่เหล็กในรูปที่ 3.16 ก็จะมีแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิทั้งสองมีค่าเป็นศูนย์และทำให้วงจรแม่เหล็กในรูปที่ 3.16 (ข) สามารถลดรูปเป็นดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 วงจรแม่เหล็กที่ลดรูปจากรูปที่ 3.16 (ข) เมื่อกระแสไฟฟ้าปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์

วงจรแม่เหล็กในสภาวะการทำงานต่างๆ ที่ได้จะนำไปใช้วิเคราะห์วงจรในหัวข้อที่ 3.3.2 และใช้ในการออกแบบวงจรแม่เหล็กในบทที่ 4 ต่อไป

3.3.2 การวิเคราะห์โหมดการทำงานในสถานะอยู่ตัวของวงจรมแม่เหล็ก

ในการวิเคราะห์โหมดการทำงานในสถานะอยู่ตัวของวงจรมแม่เหล็ก แบ่งออกได้เป็น 2 โหมด คือ โหมดที่มีการเก็บสะสมพลังงานไว้ในแกนความถี่สูง และโหมดที่สองคือโหมดที่แกนความถี่สูงคายพลังงานที่เก็บสะสมไว้ในแกนให้กับโหลด โดยการวิเคราะห์การทำงานทั้งสองโหมดนี้เพื่อให้เข้าใจถึงกลไกการส่งผ่านพลังงานของวงจรมแม่เหล็กไปยังโหลด และสมการที่สำคัญที่จะใช้คำนวณและวิเคราะห์การกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนต่างๆ ในหัวข้อที่ 3.3.3 รวมถึงสมการของเส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงในแกนความถี่สูง ต่างๆ ซึ่งจำเป็นสำหรับการวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงแรงดันไฟฟ้า ของวงจรมแม่เหล็กในหัวข้อที่ 3.3.4

สำหรับการวิเคราะห์โหมดการทำงานในสถานะอยู่ตัวของวงจรมแม่เหล็ก เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ห้วงจร ดังนั้น ในการวิเคราะห์ห้วงจรมแม่เหล็กทั้งสองโหมดดังกล่าว จะวิเคราะห์โดยอยู่ภายใต้เงื่อนไขหรือสมมติฐานดังต่อไปนี้

(ก) อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ สวิตช์มอสเฟตและไดโอดต่างๆ ทำงานในสถานะอุดมคติ คือ ไม่มีการสูญเสียพลังงานในตัวอุปกรณ์นั้นๆ

(ข) ไม่คิดค่าเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลเนื่องจากแกนที่ใช้มีค่าความซึมซาบแม่เหล็กสูง

(ค) ไม่คิดผลของฟริงกิงฟลักซ์ (Fringing Flux)

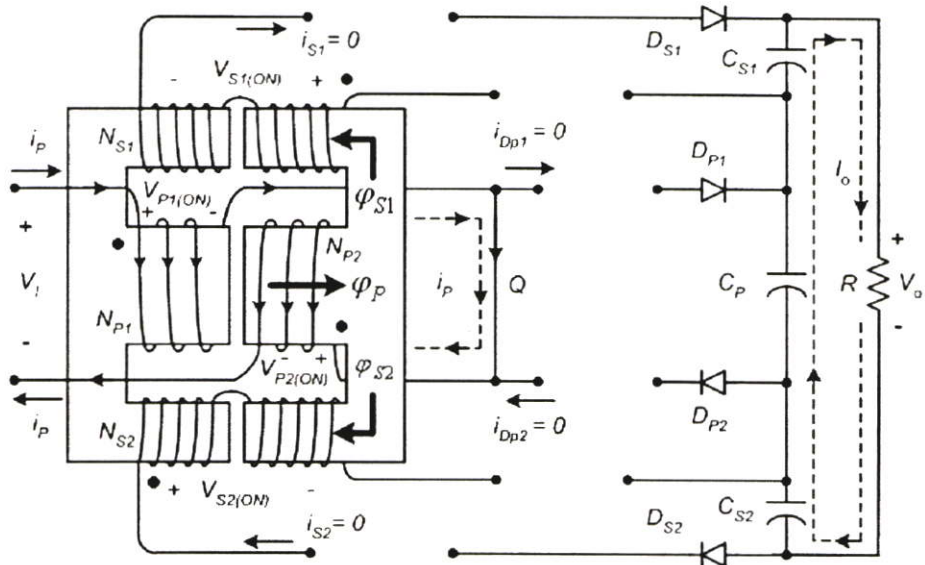
(ง) ตัวเก็บประจุด้านโหลดทุกตัว (C_P , C_{S1} และ C_{S2}) มีค่าความจุสูงมากจนประมาณได้ว่าแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (V_{C_P} , $V_{C_{S1}}$ และ $V_{C_{S2}}$) แต่ละตัวมีค่าคงที่

(ก) โหมดที่ 1 โหมดที่มีการเก็บสะสมพลังงานไว้ในแกนความถี่สูง

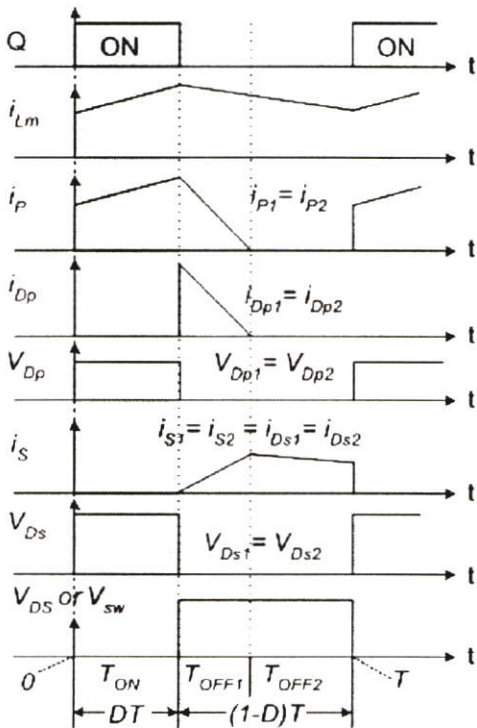
พิจารณารูปที่ 3.18 ซึ่งเป็นรูปที่จะใช้วิเคราะห์ในโหมดนี้ โดยรูปที่ 3.18 (ข) คือ รูปคลื่นสัญญาณต่างๆ ที่เขียนใหม่ให้สอดคล้องกับสมมติฐานในการวิเคราะห์ข้างต้น ซึ่งจะเห็นได้ว่าช่วงเวลา $[t_1, t_2]$, $[t_2, t_3]$ และ $[t_5, t_6]$ ในการวิเคราะห์ในหัวข้อ 3.2 ถูกตัดทิ้งไป เนื่องจากเป็นช่วงเวลาที่สั้นๆ และบางช่วงเป็นผลที่ขึ้นอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งไม่น่ามาคิด

ในโหมดนี้เมื่อสวิตช์มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า V_I จะป้อนให้กับขดลวดปฐมภูมิ N_{P1} และ N_{P2} ทำให้มีแรงดันไฟฟ้า $V_{P1(ON)}$ และ $V_{P2(ON)}$ ตกคร่อมขดลวดทั้งสองดังรูปที่ 3.18 (ก) ทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมิทั้งสองขด ซึ่งลักษณะการพันขดลวดและกระแสไฟฟ้าที่ไหลทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กในแกนกลาง (ϕ_P) มีทิศทางที่เสริมกันตามกฎมือขวา และมีขนาดที่เพิ่มขึ้นตามเวลาในช่วงสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า T_{ON} โดย ϕ_P จะแยกไหลไปยังแกนด้านข้างทั้งสอง (ϕ_{S1} และ ϕ_{S2}) ในปริมาณที่เท่าๆ กันดังรูปที่ 3.18 (ก) ทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่แกนด้านข้างทั้งสองตามทิศทางการพันขดลวดหรือคือทิศทางที่พิจารณาทิศทางของแรงดันไฟฟ้าที่ขดลวดต่างๆ จะเห็นว่ามีทิศทางที่ทำให้ไดโอดทุกตัวในวงจรมแม่เหล็กย้อนกลับและไม่นำกระแสไฟฟ้าเสมือนวงจรมแม่เหล็กแยกเป็นสองส่วนดังรูปที่ 3.18 (ก) ดังนั้นในโหมดนี้พลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าจะเก็บสะสมไว้ในแกน เนื่องจากในช่วง T_{ON} เส้น

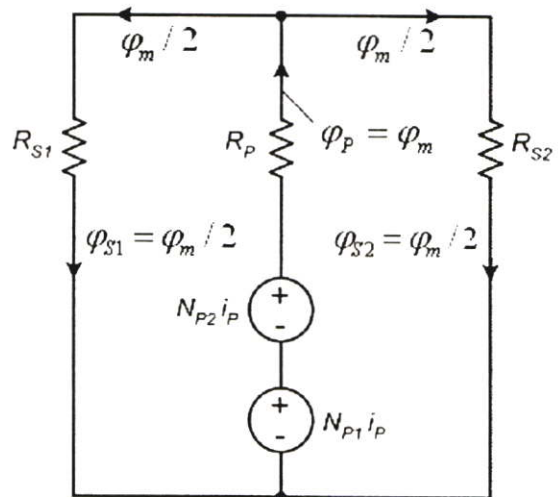
แรงแม่เหล็ก ϕ_P , ϕ_{S1} และ ϕ_{S2} จะมีขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กที่เพิ่มขึ้น หรือกระแสนี้ยวนำ
 ทำแม่เหล็ก i_{Lm} มีขนาดเพิ่มขึ้นดังรูปคลื่นในรูปที่ 3.18 (ข) ทำให้ตัวเก็บประจุทั้งหมดคาย
 พลังงานให้กับโหลด



(ก) โครงสร้างวงจรจริง



(ข) รูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้า
 และแรงดันไฟฟ้า



(ค) วงจรแม่เหล็กเมื่อไม่คิด
 เส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล

รูปที่ 3.18 รูปสำหรับการวิเคราะห์การทำงานในโหมดที่ 1 (Switch: ON, [0-DT])

จากการวิเคราะห์ห้วงจรข้างต้นในโหมดที่สวิตช์มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้านี้ จะสรุปหาค่าสมการสำคัญต่างๆ ในช่วง T_{ON} ซึ่งจะนำไปใช้คำนวณในหัวข้อที่ 3.3.3 และ 3.3.4 ต่อไปได้ดังนี้

(ก) สมการของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในในวงจรแม่เหล็กในช่วง $T_{ON} = DT$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลวงจรแม่เหล็ก ในช่วง T_{ON} สามารถคำนวณโดยใช้สมการ KVL สำหรับวงจรแม่เหล็กในรูปที่ 3.18 (ค) และจากการวิเคราะห์ห้วงจรในโหมดนี้ทำให้ทราบว่ากระแสไฟฟ้าในขดลวดขั้วมามีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจะได้

$$i_P = \frac{\varphi_P R_P + \varphi_{S1} R_{S1}}{N_{P1} + N_{P2}} = \frac{\varphi_P R_P + \varphi_{S2} R_{S2}}{N_{P1} + N_{P2}} \quad (3.5)$$

$$i_{S1} = i_{S2} = 0 \quad (3.6)$$

เมื่อ φ_m คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลในแกนกลางและ $\varphi_m / 2$ จะแยกไหลในแกนด้านข้างเท่าๆ กัน เนื่องจากแกนด้านข้างทั้งสองที่เท่ากัน

(ข) เส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงในแกนต่างๆ ในช่วง $T_{ON} = DT$

ในขณะที่สวิตช์มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิจะเท่ากับแรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟด้านเข้า

$$V_{P1(ON)} + V_{P2(ON)} = V_I \quad (3.7)$$

เส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงในขดลวดต่างๆ จะคำนวณได้จากกฎแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของฟาราเดย์ (Faraday's Law) ดังนี้

$$\Delta\varphi_{P(ON)} = \frac{(V_{P1(ON)} + V_{P2(ON)})T_{ON}}{N_{P1} + N_{P2}} = \frac{V_I T_{ON}}{N_{P1} + N_{P2}} = \frac{V_I DT}{N_{P1} + N_{P2}} \quad (3.8)$$

$$\Delta\varphi_{S1(ON)} = \frac{V_{S1(ON)}T_{ON}}{N_{S1}} = \frac{V_{S1(ON)}DT}{N_{S1}} \quad (3.9)$$

$$\Delta\varphi_{S2(ON)} = \frac{V_{S2(ON)}T_{ON}}{N_{S2}} = \frac{V_{S2(ON)}DT}{N_{S2}} \quad (3.10)$$

เมื่อ $\Delta\varphi_{P(ON)}$, $\Delta\varphi_{S1(ON)}$ และ $\Delta\varphi_{S2(ON)}$ คือ การเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่แกนกลางและแกนด้านข้างทั้งสองตามลำดับ

D คือ อัตราส่วนเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าต่อคาบเวลา $D = T_{ON} / T$

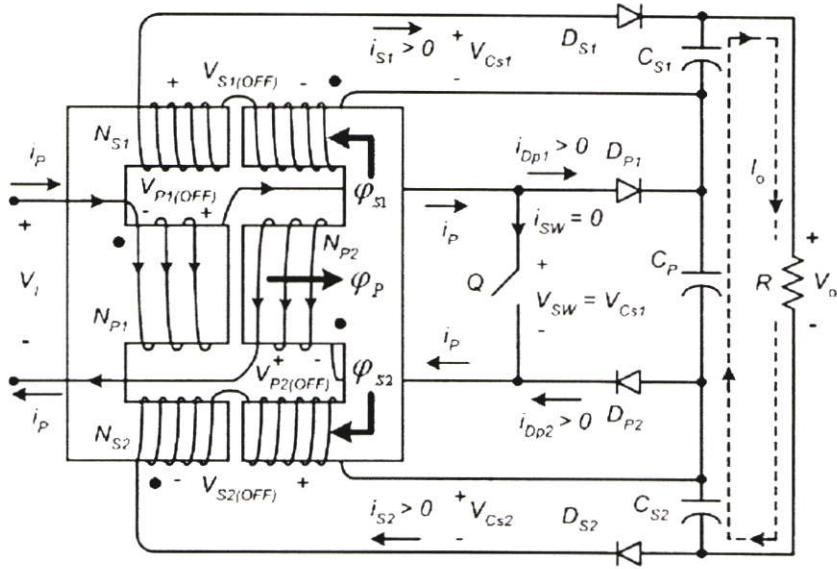
(ข) โหมดที่ 2 โหมดที่แกนความถี่สูงคายพลังงานที่เก็บสะสมไว้ในแกนให้กับโหลด

พิจารณารูปที่ 3.19 (ก)-(ค) คือรูปที่จะใช้วิเคราะห์ในโหมดนี้ ซึ่งได้มีการปรับรูปให้สอดคล้องกับสมมติฐานในการวิเคราะห์ข้างต้น ช่วงเวลา $[t_1, t_2]$, $[t_2, t_3]$ และ $[t_5, t_6]$ ในการวิเคราะห์ในหัวข้อ 3.2 จะถูกตัดทิ้งไป ดังที่กล่าวมาแล้วในโหมดที่ 1 ดังนั้นในการวิเคราะห์ในโหมดนี้จะมี 2 ช่วงเวลา คือ T_{OFF1} ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่ขดลวดปฐมภูมิยังมีกระแสไฟฟ้าไหลอยู่และ T_{OFF2} เป็นช่วงเวลาที่กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิจากเป็นศูนย์ ดังรูปที่ 3.19 (ข)

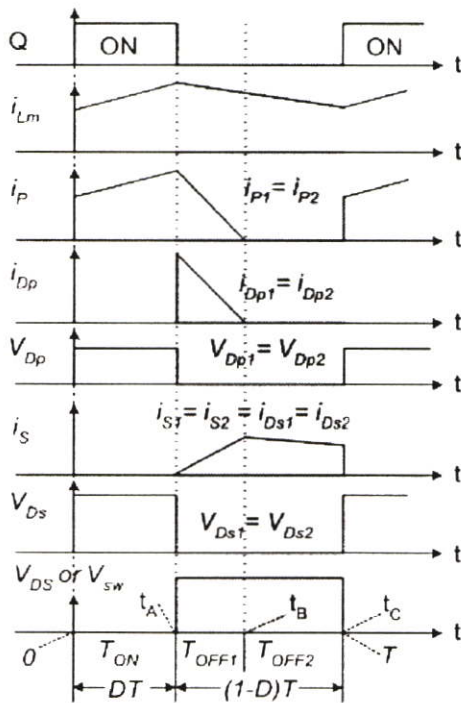
ในโหมดนี้เริ่มต้นเมื่อสวิตช์มอสเฟตถูกสั่งให้หยุดนำกระแสไฟฟ้าที่เวลา t_A ดังในรูปที่ 3.19 (ข) ทำให้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า V_i ไม่ได้ป้อนพลังงานให้กับขดลวดปฐมภูมิทั้งสองอีก ส่งผลให้เส้นแรงแม่เหล็ก φ_P , φ_{S1} , φ_{S2} , กระแสไฟฟ้า i_{Lm} และพลังงานที่เก็บสะสมในแกนซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นในโหมดที่ 1 จะมีค่าเพิ่มขึ้นจนสูงสุดที่เวลา t_A จนสวิตช์มอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า เส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดและกระแสไฟฟ้า i_{Lm} จะมีค่าลดลง เพื่อคายพลังงานที่เก็บสะสมในแกนออกมา ทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดต่างๆ ขดเปลี่ยนทิศทางดังในรูปที่ 3.19 (ก) ดังนั้นในขณะที่ขั้วของขดลวดด้านที่ไม่มีดีโอด จะมีทิศทางของแรงดันไฟฟ้าที่เป็นบวก ทำให้ไดโอดทุกตัวในวงจรไบอัสไปหน้าและนำกระแสไฟฟ้า ส่งผลให้แกนความถี่สูงสามารถคายพลังงานที่เก็บสะสมในแกนไปยังโหลดได้ 3 ทาง คือ ผ่านทางขดลวดปฐมภูมิทั้งสองขดไปอัดประจุให้กับ C_P และผ่านทางขดลวด N_{S1} และ N_{S2} ไปอัดประจุให้กับ C_{S1} และ C_{S2} ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม ใดๆก็ตาม ที่เวลา t_A กระแสไฟฟ้า i_{Lm} จะมีค่าสูงสุด แล้วค่อยๆ ลดลงจนเป็นศูนย์เมื่อสิ้นสุดช่วง T_{OFF1} หรือที่เวลา t_B ในขณะที่กระแสไฟฟ้าของขดลวดทุติยภูมิจะเริ่มมีกระแสไฟฟ้าไหลที่เวลา t_A แล้วเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนถึงเวลา t_B ซึ่งกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์แล้ว ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิช่วง T_{OFF2} จะมีค่าลดลงตั้งแต่เวลา t_B จนสวิตช์เริ่มนำกระแสไฟฟ้าอีกครั้ง เพื่อคายพลังงานที่เก็บไว้ในแกนความถี่สูงให้กับโหลดในช่วงเวลา T_{OFF2} ผ่านทางขดลวดทุติยภูมิ N_{S1} และ N_{S2} เท่านั้น

โดยมีข้อสังเกตที่ควรทำความเข้าใจ คือ เส้นแรงแม่เหล็ก φ_P , φ_{S1} , φ_{S2} ในโหมดที่มีการคายพลังงานออกจากแกนนี้ ยังคงมีทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลในแกนเหมือนกับโหมดที่มีการเก็บสะสมพลังงานในแกนดังในรูปที่ 3.18 (ก) และ 3.19 (ก) แต่สิ่งที่มีการเปลี่ยนแปลงเทียบกับเวลา คือ ขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กที่เพิ่มขึ้นขณะที่มีการเก็บพลังงานและจะลดลงเมื่อมีการคายพลังงาน

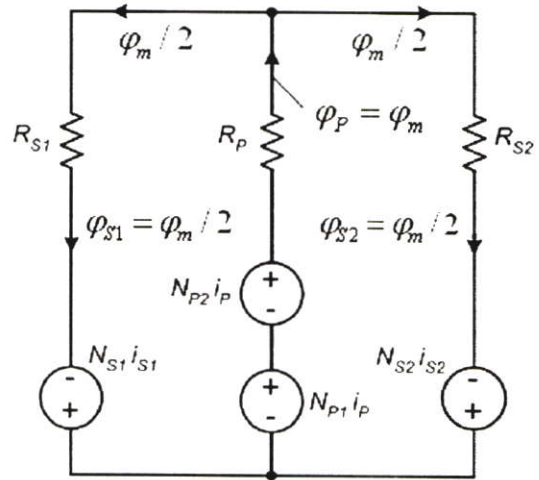
จากการวิเคราะห์วงจรข้างต้นในโหมดที่สวิตช์มอสเฟตไม่นำกระแสไฟฟ้านี้ จะสรุปหาค่าสมการสำคัญต่างๆ ซึ่งจะนำไปใช้คำนวณในหัวข้อที่ 3.3.3 และ 3.3.4 ได้ดังนี้



(ก) โครงสร้างวงจรจริง



(ข) รูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้า และแรงดันไฟฟ้า



(ค) วงจรแม่เหล็กเมื่อไม่คิด เส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล

รูปที่ 3.19 รูปสำหรับการวิเคราะห์การทำงานในโหมดที่ 2 (Switch: OFF, [DT-T])

(ก) สมการกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรแม่เหล็กในช่วง T_{OFF1} และ T_{OFF2}

กระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรแม่เหล็กในรูปที่ 3.19 (ค) ในโหมดที่มีการคายพลังงานออก จากแกนความถี่สูง แบ่งออกได้เป็น 2 ช่วง คือ ช่วง T_{OFF1} และ T_{OFF2} สามารถคำนวณโดยใช้ สมการ KVL ดังต่อไปนี้

ช่วง $[T_{OFF1}]$

จากวงจรแม่เหล็กในรูปที่ 3.19 (ค) ใช้สมการ KVL จะได้

$$N_{P1}i_P + N_{P2}i_P + N_{S1}i_{S1} = \varphi_P R_P + \varphi_{S1} R_{S1} \quad (3.11)$$

$$N_{P1}i_P + N_{P2}i_P + N_{S2}i_{S2} = \varphi_P R_P + \varphi_{S2} R_{S2} \quad (3.12)$$

$$N_{S1}i_{S1} - N_{S2}i_{S2} = \varphi_{S1} R_{S1} - \varphi_{S2} R_{S2} \quad (3.13)$$

ช่วง $[T_{OFF2}]$

ในช่วงเวลา T_{OFF2} นี้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมิ ดังนั้นวงจรแม่เหล็กในรูปที่ 3.19 (ค) แรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า $N_{P1}i_P$ และ $N_{P2}i_P$ จะถูกตัดวงจร ดังนั้นสมการกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรแม่เหล็กที่หาได้โดยใช้ KVL ยังคงเหมือนกับสมการที่ (3.11) - (3.13) เพียงแต่แทนค่า $i_P = 0$ ในสมการดังกล่าว

(ข) เส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงในแกนต่างๆ ในช่วง T_{OFF1} และ T_{OFF2}

ในโหมดนี้เส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงในแกนต่างๆ จะแบ่งออกได้เป็น 2 ช่วงเวลา คือ T_{OFF1} และ T_{OFF2} ซึ่งหาค่าได้ดังต่อไปนี้

ช่วง $[T_{OFF1}]$

ใช้สมการ KVL กับวงจรในรูปที่ 3.19 (ก) ซึ่งในช่วง T_{OFF1} ไดโอด D_{P1} และ D_{P1} นำกระแสไฟฟ้าจากขดลวดปฐมภูมิไปยัง C_p ดังนั้น จาก KVL จะได้

$$V_{P1(OFF1)} + V_{P2(OFF1)} = V_{Cp} - V_I \quad (3.14)$$

จากสมการ KVL ที่ขดลวดทุติยภูมิทั้งสองในช่วง T_{OFF1} กับวงจรในรูปที่ 3.19 (ก) จะได้

$$V_{S1(OFF1)} = V_{C_{S1}} \quad (3.15)$$

$$V_{S2(OFF1)} = V_{C_{S2}} \quad (3.16)$$

จาก (3.14) - (3.16) เส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงในขดลวดต่างๆ จะคำนวณได้จากกฎแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของฟาราเดย์ (Faraday's Law) ดังนี้

$$\Delta\phi_{P(OFF1)} = -\frac{(V_{P1(OFF1)} + V_{P2(OFF1)})T_{OFF1}}{N_{P1} + N_{P2}} = -\frac{(V_{C_p} - V_I)T_{OFF1}}{N_{P1} + N_{P2}} \quad (3.17)$$

$$\Delta\phi_{S1(OFF1)} = -\frac{V_{S1(OFF1)}T_{OFF1}}{N_{S1}} = -\frac{V_{C_{S1}}T_{OFF1}}{N_{S1}} \quad (3.18)$$

$$\Delta\phi_{S2(OFF1)} = -\frac{V_{S2(OFF1)}T_{OFF1}}{N_{S2}} = -\frac{V_{C_{S2}}T_{OFF1}}{N_{S2}} \quad (3.19)$$

โดยที่ $\Delta\phi_{P(OFF1)}$, $\Delta\phi_{S1(OFF1)}$ และ $\Delta\phi_{S2(OFF1)}$ คือ การเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่แกนกลางและแกนด้านข้างทั้งสองตามลำดับ

ช่วง $[T_{OFF2}]$

จาก KVL ในรูปที่ 3.19 (ก) ทำให้ผลรวมของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิทั้งสอง มีค่าเท่ากับผลต่างของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์กับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าด้านเข้า ($V_{SW} - V_I$) ทั้งช่วง T_{OFF1} และ T_{OFF2} ซึ่งสมการที่ 3.14 V_{SW} ก็คือ V_{C_p} แต่ในช่วง T_{OFF2} ไดโอด D_{P1} และ D_{P1} ไม่นำกระแสไฟฟ้า ดังนั้นสมการที่ 3.14 ไม่สามารถนำมาใช้ในช่วง T_{OFF2} ได้เนื่องจาก V_{SW} ทั้งสองช่วงมีค่าไม่เท่ากัน ดังในรูปที่ 3.6 ในช่วง t_4 - t_5 ใดๆก็ตีในการวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัวทำให้ไม่คิดผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหลและความสูญเสียในส่วนต่างๆ ทำให้ค่าที่แตกต่างน้อยๆ ของ V_{SW} ในช่วงเวลาทั้งสองจะไม่นำมาคิดดังรูปที่ 3.18 (ข) และ 3.19 (ข) ทำให้ V_{SW} มีค่าคงที่ในช่วง T_{OFF1} และ T_{OFF2} เช่นเดียวกับค่า V_{C_p} , $V_{C_{S1}}$ และ $V_{C_{S2}}$ มีค่าคงที่จากสมมติฐานการวิเคราะห์ที่ตัวเก็บประจุทั้งหมดมีค่าสูงๆ ดังนั้นสมการที่ (3.14) - (3.16) ยังคงใช้ได้ในช่วง T_{OFF2}

$$V_{P1(OFF2)} + V_{P2(OFF2)} = V_{C_p} - V_I \quad (3.20)$$

$$V_{S1(OFF2)} = V_{C_{S1}} \quad (3.21)$$

$$V_{S2(OFF2)} = V_{C_{S2}} \quad (3.22)$$

จาก (3.20) - (3.22) เส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงในขดลวดต่างๆ จะคำนวณได้จากกฎแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของฟาราเดย์ (Faraday's Law) ดังนี้

$$\Delta\phi_{P(OFF2)} = -\frac{(V_{P1(OFF2)} + V_{P2(OFF2)})T_{OFF2}}{N_{P1} + N_{P2}} = -\frac{(V_{C_p} - V_I)T_{OFF2}}{N_{P1} + N_{P2}} \quad (3.23)$$

$$\Delta\varphi_{S1(OFF2)} = -\frac{V_{S1(OFF2)}T_{OFF2}}{N_{S1}} = -\frac{V_{C_{S1}}T_{OFF2}}{N_{S1}} \quad (3.24)$$

$$\Delta\varphi_{S2(OFF2)} = -\frac{V_{S2(OFF2)}T_{OFF2}}{N_{S2}} = -\frac{V_{C_{S2}}T_{OFF2}}{N_{S2}} \quad (3.25)$$

เมื่อ $\Delta\varphi_{P(OFF2)}$, $\Delta\varphi_{S1(OFF2)}$ และ $\Delta\varphi_{S2(OFF2)}$ คือ การเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่แกนกลางและแกนด้านข้างทั้งสองตามลำดับ

สมการรวมในช่วงที่แกนความถี่สูงมีการคายพลังงาน $T_{OFF} = (1-D)T$

จากการวิเคราะห์สมการกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรแม่เหล็ก และเส้นแรงแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา T_{OFF1} และ T_{OFF2} ดังกล่าว เมื่อนำมาเขียนสมการรวมในช่วงเวลาที่สวิตช์มอสเฟตไม่นำกระแส คือ สมการรวมในช่วง $T_{OFF} = T_{OFF1} + T_{OFF2} = (1-D)T$ สามารถทำได้ดังนี้

(ก) สมการกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรแม่เหล็กในช่วงเวลา $T_{OFF} = (1-D)T$

จากการวิเคราะห์ในส่วนของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรแม่เหล็กในช่วงเวลา T_{OFF1} และ T_{OFF2} จะได้สมการรวมที่ใช้ในช่วง $T_{OFF} = (1-D)T$ คือ สมการที่ (3.11)-(3.13) ซึ่งสามารถใช้กับช่วง T_{OFF2} เพียงแต่ในการวิเคราะห์ช่วง T_{OFF2} ต้องแทนค่า $i_p = 0$

(ข) สมการเส้นแรงแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงเวลา $T_{OFF} = (1-D)T$

จากการวิเคราะห์วงจรในโหมดนี้ทำให้ทราบว่าเส้นแรงแม่เหล็กในช่วง T_{OFF1} และ T_{OFF2} จะมีขนาดลดลงเพื่อคายพลังงานที่เก็บในแกน ดังนั้น ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วง T_{OFF1} กับ T_{OFF2} คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งหมดในช่วงเวลาที่สวิตช์ไม่นำกระแส และจากสมการที่ (3.17) - (3.19) ในช่วง T_{OFF1} และ (3.23) - (3.25) ในช่วง T_{OFF2} จะหาค่าการเปลี่ยนแปลงเส้นแรงแม่เหล็กรวมในช่วง $T_{OFF} = (1-D)T$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{P(OFF)} &= \Delta\varphi_{P(OFF1)} + \Delta\varphi_{P(OFF2)} = -\frac{(V_{C_p} - V_l)(T_{OFF1} + T_{OFF2})}{N_{P1} + N_{P2}} \\ &= -\frac{(V_{C_p} - V_l)T_{OFF}}{N_{P1} + N_{P2}} = -\frac{(V_{C_p} - V_l)(1-D)T}{N_{P1} + N_{P2}} \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_{S1(OFF)} &= \Delta\varphi_{S1(OFF1)} + \Delta\varphi_{S1(OFF2)} = -\frac{V_{C_{S1}}(T_{OFF1} + T_{OFF2})}{N_{S1}} \\ &= -\frac{V_{C_{S1}}T_{OFF}}{N_{S1}} = -\frac{V_{C_{S1}}(1-D)T}{N_{S1}} \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned}\Delta\varphi_{S2(OFF)} &= \Delta\varphi_{S2(OFF1)} + \Delta\varphi_{S2(OFF2)} = -\frac{V_{C_{S2}}(T_{OFF1} + T_{OFF2})}{N_{S2}} \\ &= -\frac{V_{C_{S2}}T_{OFF}}{N_{S2}} = -\frac{V_{C_{S2}}(1-D)T}{N_{S2}}\end{aligned}\quad (3.28)$$

เมื่อ D คือ อัตราส่วนเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าต่อคาบเวลา $D = T_{ON} / T$
 $\Delta\varphi_{P(OFF)}$, $\Delta\varphi_{S1(OFF)}$ และ $\Delta\varphi_{S2(OFF)}$ คือ การเปลี่ยนแปลงของเส้น
 แรงแม่เหล็กรวมในช่วง $T_{OFF} = (1-D)T$ ที่แกนกลางและแกนด้านข้างทั้งสองตามลำดับ

3.3.3 การวิเคราะห์การกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนต่างๆ

การวิเคราะห์นี้จะใช้เส้นแรงแม่เหล็กที่กระจายในแกนต่างๆ เพื่อหาค่าความหนาแน่นเส้น
 แรงแม่เหล็ก (Flux Density: B) ในแกนต่างๆ ซึ่งมีความสำคัญอย่างมากในการออกแบบวงจร
 แม่เหล็กไม่ให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (Maximum Flux Density: B_{max}) เกินช่วง
 ที่เป็นเชิงเส้นของกราฟ B-H และค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลับ (AC Flux
 Density: B_{AC}) ซึ่งจำเป็นในการพิจารณาค่าความสูญเสียของแกนความถี่สูง การวิเคราะห์นี้ จะ
 แบ่งเป็นการวิเคราะห์หาความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรง (DC Flux Density: B_{DC}) และ
 ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลับ เพื่อใช้หาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดต่อไป

(ก) การวิเคราะห์หาความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรง (B_{DC})

การวิเคราะห์ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรง จะแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็นสอง
 ช่วงคือ ช่วงที่มีการเก็บพลังงานในแกนความถี่สูง (T_{ON}) และ ช่วงที่คายพลังงานที่เก็บในแกน
 ความถี่สูง ให้กับโหลด (T_{OFF}) การวิเคราะห์ B_{DC} ยังคงใช้ วงจรแม่เหล็กที่ทำการวิเคราะห์ใน
 หัวข้อที่ 3.3.2 โดยสมการที่ (3.5) - (3.6) ในช่วง (T_{ON}) และสมการที่ (3.11)-(3.13) ในช่วง (T_{OFF})
 จะพิจารณาใหม่โดยคิดเฉพาะองค์ประกอบไฟตรงเท่านั้นได้ดังนี้

ช่วง [T_{ON}]

จากรูปที่ 3.18 (ค) เมื่อใช้สมการ KVL และ KCL กับวงจรแม่เหล็กและสมการที่ (3.5)-
 (3.6) จะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์เฉพาะขององค์ประกอบไฟตรงได้ดังต่อไปนี้

$$\varphi_{P_{DC}} R_P + \varphi_{S1_{DC}} R_{S1} = N_{P1} I_{P1(ON)} + N_{P2} I_{P2(ON)} \quad (3.29)$$

$$\varphi_{S1_{DC}} R_{S1} = \varphi_{S2_{DC}} R_{S2} \quad (3.30)$$

$$I_{S1(ON)} = I_{S2(ON)} = 0 \quad (3.31)$$

เมื่อ $\varphi_{P_{DC}}$, $\varphi_{S1_{DC}}$ และ $\varphi_{S2_{DC}}$ คือ องค์กรประกอบไฟตรงของเส้นแรงแม่เหล็กที่แกนต่าง ๆ

$I_{P(ON)}$, $I_{S1(ON)}$ และ $I_{S2(ON)}$ คือ องค์กรประกอบไฟตรงของกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ หรือ ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า i_P , i_{S1} และ i_{S2} เฉพาะในช่วง T_{ON}

ช่วง $[T_{OFF}]$

จากรูปที่ 3.19 (ค) เมื่อใช้สมการ KVL และ KCL กับวงจรแม่เหล็กและสมการที่ (3.11)-(3.13) จะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์เฉพาะขององค์กรประกอบไฟตรงได้ดังต่อไปนี้

$$\varphi_{P_{DC}} R_P + \varphi_{S1_{DC}} R_{S1} = N_{P1} I_{P(OFF)} + N_{P2} I_{P(OFF)} + N_{S1} I_{S1(OFF)} \quad (3.32)$$

$$\varphi_{P_{DC}} R_P + \varphi_{S2_{DC}} R_{S2} = N_{P1} I_{P(OFF)} + N_{P2} I_{P(OFF)} + N_{S2} I_{S2(OFF)} \quad (3.33)$$

$$\varphi_{S1_{DC}} R_{S1} - \varphi_{S2_{DC}} R_{S2} = N_{S1} I_{S1(OFF)} - N_{S2} I_{S2(OFF)} \quad (3.34)$$

เมื่อ $I_{P(OFF)}$, $I_{S1(OFF)}$ และ $I_{S2(OFF)}$ คือ องค์กรประกอบไฟตรงของกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ หรือ ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้า i_P , i_{S1} และ i_{S2} เฉพาะในช่วง T_{OFF}

จากสมการที่ (3.29) - (3.31) สามารถนำมาหาค่าเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงในแกนแต่ละด้านได้ ซึ่งในวงจรที่นำเสนอนี้ จะมีการพันขดลวดปฐมภูมิทั้งสองด้วยจำนวนรอบที่เท่ากัน ($N_{P1} = N_{P2} = N_P$) เช่นเดียวกับขดลวดทุติยภูมิ ($N_{S1} = N_{S2} = N_S$) นอกจากนั้นแกนความถี่สูงที่ใช้มีความสมมาตรและใช้ระยะช่องอากาศ (l_g) ในวงจรแม่เหล็กเท่ากันทั้งแกนกลางและแกนด้านข้างทั้งสอง ดังรูปที่ 3.14 ทำให้ค่าความต้านทานแม่เหล็กที่แกนด้านข้างทั้งสองมีขนาดเท่ากัน ($R_{S1} = R_{S2} = R_S$) ดังนั้น เส้นแรงแม่เหล็กที่แกนกลางจะแยกไหลไปยังแกนด้านข้างในปริมาณที่เท่าๆ กัน จะได้

$$\varphi_{S1} = \varphi_{S2} = \varphi_P / 2 \quad (3.35)$$

จากสมการที่ (3.29) - (3.31) และ (3.35) เมื่อคิดเฉพาะองค์กรประกอบไฟตรงจะหาเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงที่แกนด้านต่างๆ ได้ดังนี้

เส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงที่แกนกลาง

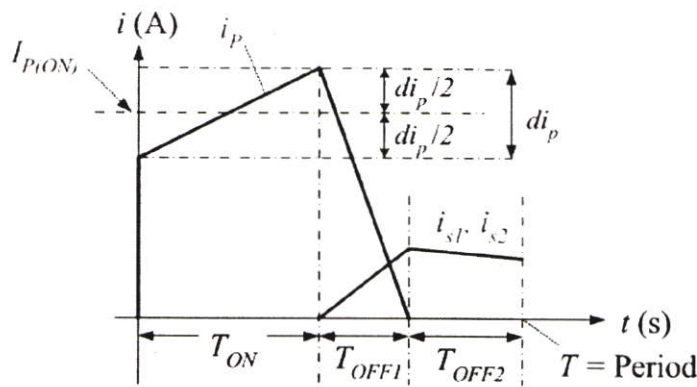
$$\varphi_{P_{DC}} = \frac{2N_P I_{P(ON)}}{R_P + (R_S / 2)} \quad (3.36)$$

เส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงที่แกนด้านข้าง

$$\varphi_{S_{DC}} = \varphi_{S_{1DC}} = \varphi_{S_{2DC}} = \frac{N_P I_{P(ON)}}{R_P + (R_S / 2)} \quad (3.37)$$

สมการที่ (3.36) และ (3.37) เป็นการวิเคราะห์ในช่วง T_{ON} ซึ่งการวิเคราะห์ในช่วง T_{OFF} สามารถหาค่าเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์นี้ มีความสะดวกมากกว่าในการหาค่า $I_{P(ON)}$ ดังรูปที่ 3.20 ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าปฐมภูมิเฉพาะช่วง T_{ON} ดังนี้

$$I_{P(ON)} = \frac{1}{T_{ON}} \int_0^{T_{ON}} i_P dt \quad (3.38)$$



รูปที่ 3.20 กระแสไฟฟ้าปฐมภูมิเฉลี่ยเฉพาะช่วงที่มีการเก็บพลังงาน $I_{P(ON)}$

จากสมการที่ (3.36) และ (3.37) จะสามารถประมาณค่าเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงได้ดังนี้

ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงที่แกนกลาง

$$B_{P_{DC}} \approx \frac{\varphi_{P_{DC}}}{A_C} = \frac{2N_P I_{P(ON)}}{A_C [R_P + (R_S / 2)]} \quad (3.39)$$

ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงที่แกนกลางด้านข้าง

$$B_{S_{1DC}} = B_{S_{2DC}} \approx \frac{\varphi_{S_{DC}}}{A_S} = \frac{N_P I_{P(ON)}}{A_S [R_P + (R_S / 2)]} \quad (3.40)$$

เมื่อ A_C และ A_S คือ พื้นที่หน้าตัดแกนตรงกลางและด้านข้างตามลำดับ

(ข) การวิเคราะห์หาความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลับ (B_{AC})

สำหรับการวิเคราะห์หาความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลับ แบ่งออกได้เป็น 2 ช่วง คือ ช่วง T_{ON} และช่วง T_{OFF} อย่างไรก็ดี การวิเคราะห์ทั้งสองช่วงสามารถวิเคราะห์ร่วมกันในครั้งเดียวได้ เนื่องจากหลักการฟลักซ์คอนติวนูอิตี (Flux Continuity) ที่ว่า “ขนาดการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กในแต่ละแกน ในช่วงการทำงานทั้งสองหรือช่วงที่มีการเก็บและคายพลังงานในแกนความถี่สูงจะมีค่าเท่ากันแต่ทิศทางของขนาดตรงกันข้าม” [17] ดังสมการที่ (3.41) - (3.43) ซึ่งค่า B_{AC} สามารถหาได้จากขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลง

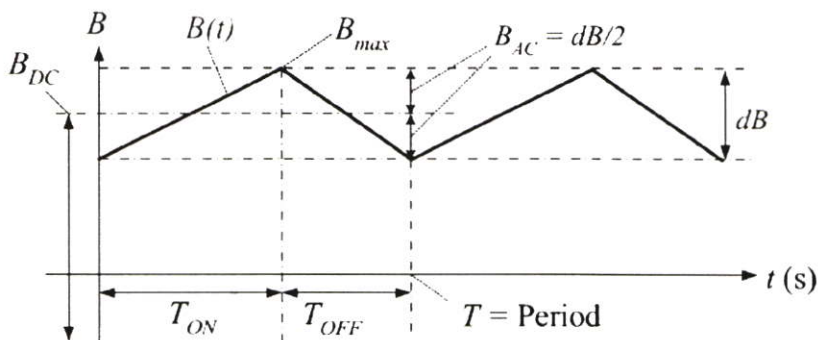
$$|\Delta\varphi_P|_{ON} = |\Delta\varphi_P|_{OFF} \quad (3.41)$$

$$|\Delta\varphi_{S1}|_{ON} = |\Delta\varphi_{S1}|_{OFF} \quad (3.42)$$

$$|\Delta\varphi_{S2}|_{ON} = |\Delta\varphi_{S2}|_{OFF} \quad (3.43)$$

ก่อนการวิเคราะห์หาค่า B_{AC} จำเป็นต้องเข้าใจรูปที่ 3.21 ซึ่งผลรวมของ B_{DC} และ B_{AC} คือ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด ดังนั้นจากรูปจะเห็นว่าค่า B_{AC} คือ ค่าที่อยู่ระหว่างค่ายอดกับค่าเฉลี่ยของรูปคลื่นความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เวลาใดๆ ซึ่งคำนวณได้จากค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงทั้งหมด (dB) ในช่วง T_{ON} หรือ T_{OFF} และจะได้

$$B_{AC} = dB/2 = \Delta\varphi_{AC}/2A \quad (3.44)$$



รูปที่ 3.21 ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เวลาต่างๆ

ดังนั้นจากสมการที่ (3.8) - (3.10), (3.26) - (3.28) และ (3.41) - (3.44) จะได้ค่า B_{AC} ดังต่อไปนี้

ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลัที่แกนกลาง

$$B_{P_{AC}} = \left| \frac{V_I DT}{4N_P A_P} \right| = \left| -\frac{(V_{C_P} - V_I)(1-D)T}{4N_P A_P} \right| \quad (3.45)$$

ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลัที่แกนด้านข้าง

$$B_{S1_{AC}} = \left| \frac{V_{S1(ON)} DT}{2N_{S1} A_{S1}} \right| = \left| -\frac{V_{C_{S1}}(1-D)T}{2N_{S1} A_{S1}} \right| \quad (3.46)$$

$$B_{S2_{AC}} = \left| \frac{V_{S2(ON)} DT}{2N_{S2} A_{S2}} \right| = \left| -\frac{V_{C_{S2}}(1-D)T}{2N_{S2} A_{S2}} \right| \quad (3.47)$$

เมื่อพันขดลวดทุติยภูมิด้วยจำนวนรอบที่เท่ากัน ($N_{S1} = N_{S2} = N_S$) และแกนด้านข้างมีขนาดเท่ากัน ทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดลวดทุติยภูมิเท่ากัน จะได้

$$V_{S1(ON)} = V_{S2(ON)} \quad (3.48)$$

$$V_{C_{S1}} = V_{C_{S2}} = V_{C_S} \quad (3.49)$$

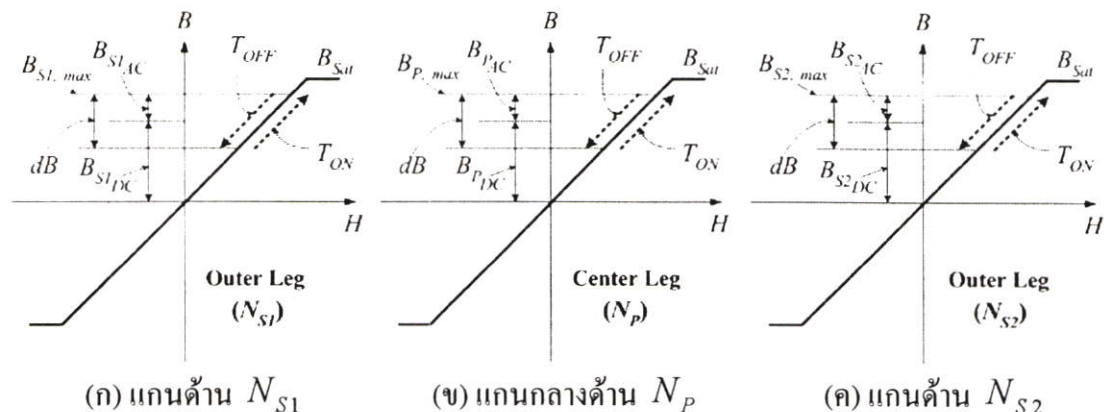
ดังนั้นค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลัที่แกนด้านข้างทั้งสองจะมีค่าเท่ากันดังนี้

$$B_{S1_{AC}} = B_{S2_{AC}} = \left| \frac{V_{S(ON)} DT}{2N_S A_S} \right| = \left| -\frac{V_{C_S}(1-D)T}{2N_S A_S} \right| \quad (3.50)$$

เมื่อ $V_{S(ON)}$ และ A_S คือ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดทุติยภูมิทั้งสองในช่วง T_{ON} และพื้นที่หน้าตัดแกนด้านข้างตามลำดับ

ผลรวมของค่า B_{DC} และ B_{AC} ในแกนแต่ละด้าน ก็คือ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดในแต่ละแกน อย่างไรก็ตาม โดยทั่วไปค่า B_{max} จะมีค่าเท่ากับผลรวมของ B_{DC} , B_{AC} และ B_r หรือ ค่าเส้นแรงแม่เหล็กตกค้าง (Residual Flux Density หรือ Remanent Flux Density: B_r) แต่ในกรณีของแกนที่มีช่องอากาศค่า B_r จะมีค่าต่ำลงจนประมาณว่าเป็นศูนย์ได้ ดังนั้นจะสามารถเขียนรูปกราฟ B-H เพื่อแสดงการกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนต่างๆ ใน

รูปของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก ดังรูปที่ 3.22 โดยรูปกราฟที่นำผลของ B_r มาคิดด้วยจะแสดงในส่วนของการออกแบบวงจรแม่เหล็กในบทที่ 4 เพื่อความต่อเนื่องในส่วนนี้



รูปที่ 3.22 ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในแกนต่างๆ

รูปที่ 3.22 อธิบายได้ว่า ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กของแกนกลางและแกนด้านข้างทั้งสองมีลักษณะที่เหมือนกัน คือ ในช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า (T_{ON}) เป็นช่วงที่ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นทั้งแกนกลางและแกนด้านข้าง ทำให้มีการเก็บพลังงานไว้ในแกนความถี่สูง ในขณะที่ช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า (T_{OFF}) แกนความถี่สูง จะคายพลังงานทำให้ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในแกนทั้งสามแกนมีค่าลดลง แต่จะไม่ลดลงสู่ค่าศูนย์เนื่องจากวงจรแม่เหล็กมีการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องทำให้มีเส้นแรงแม่เหล็กจากองค์ประกอบไฟตรงอยู่เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กในแกนกลางมีขนาดประมาณ 2 เท่าของแกนด้านข้างทั้งสอง ในขณะที่พื้นที่หน้าตัดของแกนกลางมีขนาดเป็นสองเท่าเช่นกัน ดังนั้นความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสามแกนมีการกระจายที่สม่ำเสมอและขนาดเท่ากันเมื่อไม่คิดค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล ลักษณะการกระจายของเส้นแรงแม่เหล็กและความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่มีความสม่ำเสมอเช่นนี้ เป็นลักษณะเฉพาะของวงจรที่นำเสนอ ซึ่งในการประยุกต์ของเทคนิคการรวมแกนความถี่สูง ในลักษณะอื่นๆ อาจมีลักษณะการกระจายที่ไม่สม่ำเสมอก็เป็นได้

3.3.4 การวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงแรงดันไฟฟ้าหรือดิซีทราเนอเฟอร์ฟังก์ชัน

การวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงแรงดันจะทำให้ทราบว่า จะทำการปรับเพิ่มแรงดันด้านโหนดโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้อย่างไร เช่น ปรับจำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิแล้วมีผลอย่างไรต่อแรงดันด้านโหนด เป็นต้น ซึ่งจะใช้สมการต่างๆ ที่วิเคราะห์ในหัวข้อที่ผ่านมาเพื่อหาอัตราส่วนการแปลงแรงดันได้ดังต่อไปนี้

จากสมการที่ (3.45) และ (3.48)- (3.50) จะได้

$$\frac{V_{Cp}}{V_I} = \frac{1}{1-D} \quad (3.51)$$

$$\frac{V_{C_s}}{V_{S(ON)}} = \frac{D}{1-D} \quad \text{เมื่อ } V_{C_{S1}} = V_{C_{S2}} = V_{C_s} \quad (3.52)$$

จากโครงสร้างของวงจรแม่เหล็ก และจำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิที่เท่ากันจะได้

$$|\Delta\phi_P|_{ON} = |\Delta\phi_{S1}|_{ON} + |\Delta\phi_{S2}|_{ON} = 2|\Delta\phi_S|_{ON} \quad (3.53)$$

จากสมการที่ (3.8)- (3.10) และ (3.53) จะได้

$$(3.54) \quad \text{ผิดพลาด! วัตถุไม่สามารถถูกสร้างจากการแก้ไขรหัสเขตข้อมูล}$$

แทนค่า $V_{S(ON)}$ ของสมการที่ (3.52) ในสมการที่ (3.54) จะได้

$$\frac{V_{C_{S1}} + V_{C_{S2}}}{V_I} = \frac{2V_{C_s}}{V_I} = \left(\frac{N_S}{2N_P}\right)\left(\frac{D}{1-D}\right) \quad (3.55)$$

เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าด้านโหลด มีค่าเท่ากับผลรวมของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุทุกตัวที่ต่ออนุกรมกัน ($V_o = V_{C_{S1}} + V_{C_P} + V_{C_{S2}}$) ดังนั้นจาก (3.51) และ (3.55) จะได้อัตราส่วนการแปลงแรงดันหรือดีซีแทรนส์เฟอร์ฟังก์ชันดังนี้

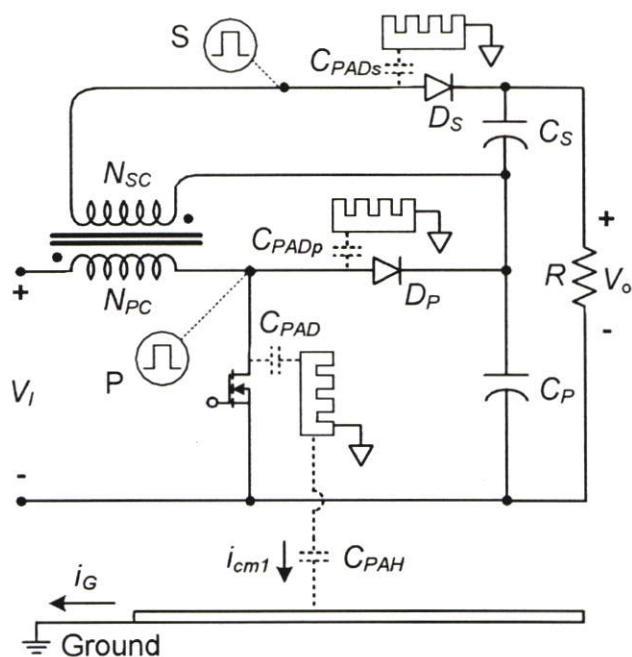
$$DC \text{ Transfer Function} = \frac{V_o}{V_I} = \frac{1+D(N_S/2N_P)}{1-D} \quad (3.56)$$

3.4 กลไกการลดลงของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบที่นำเสนอ

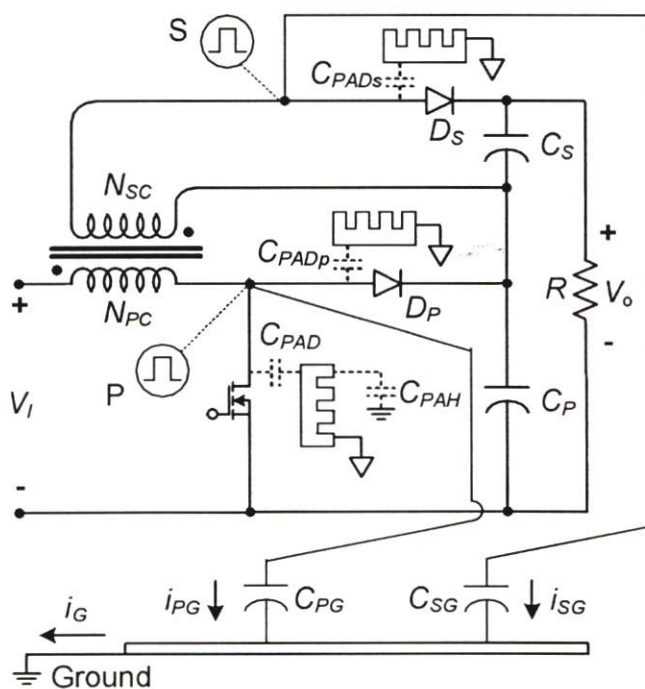
ในหัวข้อนี้เป็นการอธิบายถึงกลไกการลดลงของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม ของวงจรที่นำเสนอ ซึ่งได้นำเอาเทคนิคการสวิตชิงแบบสมดุลงตั้งที่ได้กล่าวถึงหลักการทั่วไปในหัวข้อที่ 3.1.1 มาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดขั้วระดับแรงดันได้สูง โดยจะเริ่มต้นจากการวิเคราะห์ตำแหน่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม ของวงจรแบบทั่วไปก่อนในหัวข้อที่ 3.4.1 แล้วจึงกล่าวถึงกลไกในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบที่นำเสนอ ในหัวข้อที่ 3.4.2

3.4.1 ตำแหน่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบทั่วไป

ในการวิเคราะห์หาตำแหน่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบทั่วไปจะใช้รูปที่ 3.23 ซึ่งอธิบายได้ดังต่อไปนี้



(ก) กรณีทั่วไปที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุใดๆ เพิ่มให้กับวงจรเพื่อต่อลงกราวด์



(ข) กรณีที่ใส่ตัวเก็บประจุ C_{PG} และ C_{SG} เพิ่มให้กับวงจรเพื่อต่อลงกราวด์

รูปที่ 3.23 ตำแหน่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบทั่วไป

สัญลักษณ์ต่างๆ ในรูปที่ 3.23 และ 3.24

- $\underline{\equiv}$ คือ สัญลักษณ์แทนว่าจุดนั้นๆ ได้ต่อลงกราวด์
- ∇ คือ สัญลักษณ์แทนว่าแผ่นระบายความร้อนทุกแผ่นเชื่อมต่อถึงกันทางไฟฟ้า
- \vdots หรือ \ddots คือ สัญลักษณ์แทนตัวเก็บประจุแฝงที่ตำแหน่งนั้นๆ
- $\textcircled{\sqcap}$ คือ สัญลักษณ์แทนว่าที่ตำแหน่งนั้นมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าเทียบกับกราวด์อย่างรวดเร็ว
- $\textcircled{\sqcup}$ คือ สัญลักษณ์แทนว่าที่ตำแหน่งนั้นมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าเทียบกับกราวด์อย่างรวดเร็วแต่มีทิศทางตรงกันข้ามกับ $\textcircled{\sqcap}$
- ⏏ คือ สัญลักษณ์แทนแผ่นระบายความร้อน

$C_{PG}, C_{PIG}, C_{P2G}, C_{SG}, C_{S1G}$ และ C_{S2G} คือ ตัวเก็บประจุที่ใส่ให้กับวงจรแบบที่นำเสนอตามหลักการสวิตซ์แบบสมมูล และใส่ให้กับวงจรแบบทั่วไปเพื่อทำการเปรียบเทียบ

$C_{PAD}, C_{PADp}, C_{PADs}, C_{PAH}, C_{PA1}, C_{PA2}, C_{PA3}, C_{PA4}$ และ C_{PA5} คือ ตัวเก็บประจุแฝง (Parasitic Capacitances) ที่ตำแหน่งต่างๆ ในวงจร

จากรูปที่ 3.23 เมื่อพิจารณาวงจรแบบทั่วไป [2] – [4] จะพบว่าตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าเทียบกับกราวด์อย่างทันทีทันใด (dv/dt) ในขณะที่มีการสวิตซ์ คือ ที่จุด P และ S ในขณะที่ส่วนอื่นๆ จะเป็นส่วนของแรงดันไฟตรงที่ไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าเทียบกับกราวด์อย่างทันทีทันใด โดยที่จุด P และ S ก็คือตำแหน่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โดยแยกพิจารณาเป็นกรณีต่างๆ ได้ดังต่อไปนี้

กรณีที่ไม่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์

จากรูปที่ 3.23 (ก) เนื่องจากผลของ dv/dt ในขณะที่มีการสวิตซ์ ทำให้มีสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{PAD} สู่ม้วนระบายความร้อนของสวิตซ์มอสเฟตและไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{PAH} ลงสู่กราวด์ เนื่องจากผลของ dv/dt ในขณะที่มีการสวิตซ์ที่จุด P หรือที่ขาแตรนของสวิตซ์มอสเฟต เช่นเดียวกับตัวเก็บประจุแฝง C_{PADp} ระหว่างตำแหน่ง P ก็สามารถเป็นทางผ่านของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม สู่ม้วนระบายความร้อนของไดโอด D_p และกระแสไฟฟ้าดังกล่าวจะไหลลงสู่กราวด์โดยผ่านทางตัวเก็บประจุแฝง ระหว่างแผ่นระบายความร้อนของไดโอด D_p กับกราวด์ และในทำนองเดียวกัน ที่จุด S จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมไหลลงสู่กราวด์ผ่านทาง C_{PADs} อย่างไรก็ตามในรูปที่ 3.23 (ก) จะไม่แสดงตัวเก็บประจุแฝงระหว่างแผ่นระบายความร้อนของไดโอด D_p และ D_s กับกราวด์ เนื่องจากในกรณีที่ทำการทดลองในงานวิจัยนี้ จะเชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนทุกตัวถึงกันทางไฟฟ้าดังสัญลักษณ์ ∇ เสมือนเป็นแผ่นระบายความร้อนแผ่นเดียวกัน ดังนั้นกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลผ่าน C_{PAD} ,

C_{PADp} และ C_{PADs} ทั้งหมดจะมีการรวมหรือหักล้างกันภายในแผ่นระบายความร้อนที่ต่อถึงกัน และผลลัพธ์ที่ได้คือกระแสไฟฟ้า i_{CM1} ที่ไหลผ่าน C_{PAH} ลงสู่กราวด์

กรณีที่น่าแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์

กรณีนี้แผ่นระบายความร้อนทุกตัวต่อถึงกันทางไฟฟ้าที่จุดกราวด์ ผลของ dv/dt ที่จุด P และ S ย่อมเป็นสาเหตุให้มีกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง C_{PAD} , C_{PADp} และ C_{PADs} ในรูปที่ 3.23 (ก) ตูกราวด์โดยตรง ทำให้สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่เกิดขึ้นตามทฤษฎีแล้วย่อมมากกว่ากรณีที่ไม่ต่อแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์

กรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุ C_{PG} และ C_{SG} เพิ่มให้กับวงจรเพื่อต่อลงกราวด์

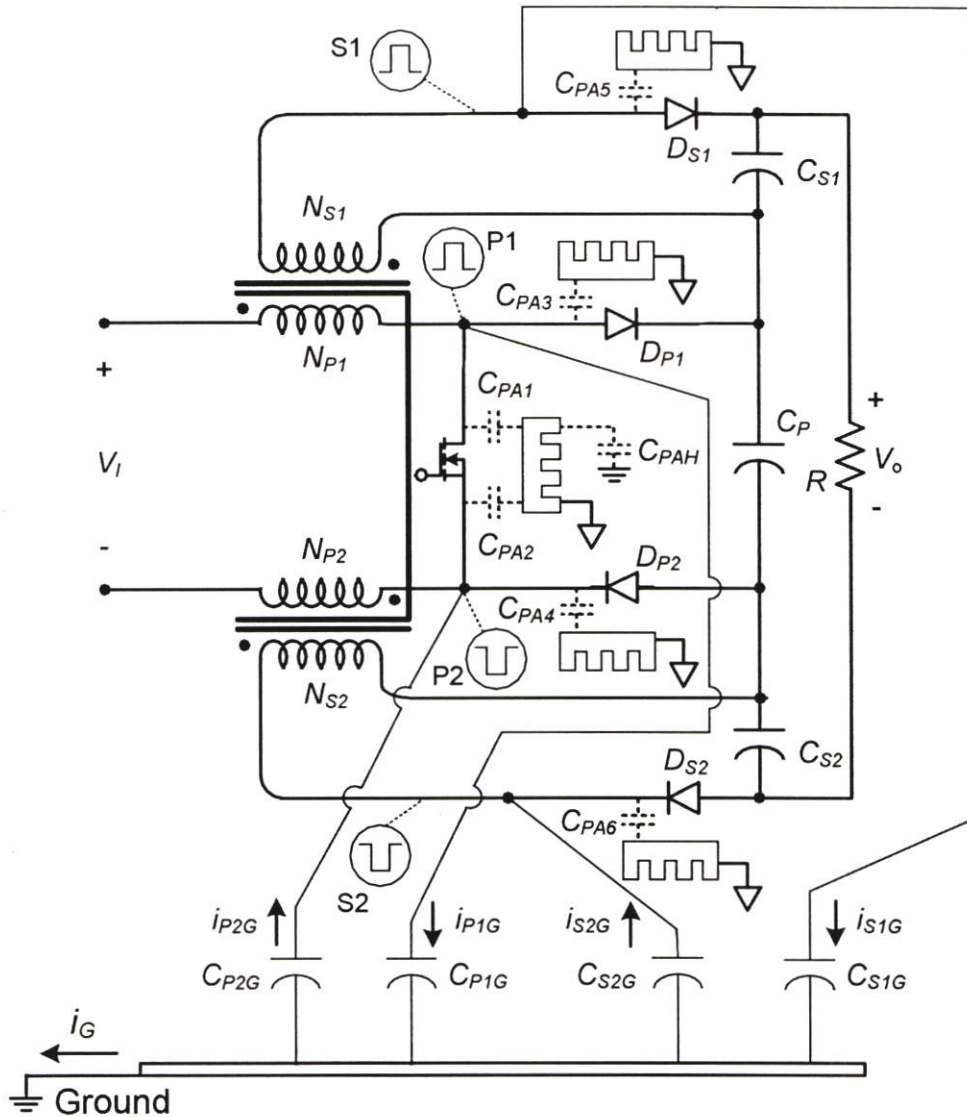
กรณีนี้คือ กรณีในรูปที่ 3.23 (ข) ซึ่งโดยปกติในการใช้งานจริงย่อมไม่เกิดขึ้นสำหรับวงจรแบบทั่วไปแต่ที่ใส่ตัวเก็บประจุ C_{PG} และ C_{SG} ดังในรูปก็เพื่อทำการเปรียบเทียบกับวงจรแบบที่นำเสนอซึ่งมีการใส่ตัวเก็บประจุเพิ่มเข้าไปเพื่อให้มีการสวิตชิงแบบสมดุล ซึ่งจะได้กล่าวถึงอีกครั้งในหัวข้อถัดไป ดังนั้นในกรณีนี้ เมื่อมีการใส่ C_{PG} และ C_{SG} ให้กับวงจรแบบทั่วไปที่ตำแหน่งดังในรูปที่ 3.23 (ข) ซึ่งเป็นตำแหน่งระหว่างกราวด์กับจุดที่มี dv/dt ทั้งจุด P และ S ดังนั้นทำให้มีกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม i_{PG} และ i_{SG} ไหลลงสู่กราวด์ ซึ่งการใส่ตัวเก็บประจุในกรณีนี้เป็นการเพิ่มสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมหรือกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลผ่านกราวด์ (i_G) ให้มากยิ่งขึ้น ซึ่งจะเห็นได้ว่ากรณีนี้ย่อมไม่เกิดขึ้นในการใช้งานจริงสำหรับวงจรแบบทั่วไป

3.4.2 กลไกในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของวงจรแบบที่นำเสนอ

ในการอธิบายกลไกการลดลงของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของวงจรแบบที่นำเสนอ จะใช้รูปที่ 3.24 (สัญลักษณ์ต่างๆ นิยามเหมือนสัญลักษณ์ของรูปที่ 3.23) ซึ่งอธิบายได้ดังต่อไปนี้

วงจรแบบที่นำเสนอได้มีการปรับโครงสร้างจากวงจรแบบทั่วไปจนเป็นดังรูปที่ 3.24 ซึ่งเป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมดุล โดยเมื่อวิเคราะห์หาค่าตำแหน่งที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าอย่างทันทีทันใดเทียบกับกราวด์ในขณะที่มีการสวิตชิงหรือ dv/dt จะมีอยู่ 4 จุด ได้แก่ P1, P2, P3 และ P4 ที่จุด P1 และ P3 จะมีลักษณะคล้ายจุด P และ S ของวงจรแบบทั่วไปแต่ระดับของ dv/dt แตกต่างกัน สำหรับวงจรแบบที่นำเสนอที่ตำแหน่ง P2 จะมี dv/dt เกิดขึ้นพร้อมเปรียบกับ dv/dt ที่จุด P1 โดยในอุดมคติ dv/dt ที่จุด P1 และ P2 จะมีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงกันข้าม ในทำนองเดียวกัน ที่จุด P3 และ P4 จะมี dv/dt ขนาดเท่ากันแต่ทิศทางตรงกันข้าม ดังนั้นตามหลักการสวิตชิงแบบสมดุล ถ้าตัวเก็บประจุทั้งหมดที่ตั้งอยู่ระหว่างจุด P1 กับกราวด์ และที่ตั้งอยู่ระหว่างจุด P2 กับกราวด์ มีขนาดเท่ากัน จะทำให้กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่เกิดจาก dv/dt ที่จุด P1 กับจุด P2 มีขนาดเท่ากันแต่มีทิศทางตรงกันข้าม ดังนั้นเมื่อกระแสไฟฟ้าทั้งสองไหลมารวมกันที่จุดกราวด์ก็จะหักล้างกัน ทำให้ไม่มีกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมไหลผ่านทางกราวด์ไปรบกวนวงจรไฟฟ้าหรือระบบไฟฟ้าอื่นๆ ที่สามารถเชื่อมต่อกันทางกราวด์ ในทำนองเดียวกันกับจุด P3 และ P4 ถ้าตัวเก็บประจุระหว่างจุดทั้งสองกับกราวด์มีขนาดเท่ากัน ก็จะทำให้

เกิดการหักล้างของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม โดยในอุดมคติที่มีการหักล้างโดยสมบูรณ์ก็จะไม่มีกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมไหลผ่านทางกรวดำไปรบกวนวงจรไฟฟ้าอื่นๆ เลย



รูปที่ 3.24 กลไกการลดลงของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของวงจรแบบที่นำเสนอ

อย่างไรก็ดี ในความเป็นจริงเป็นการยากที่จะทราบค่าตัวเก็บประจุแฝง ไม่ว่าจะโดยการคำนวณหรือการวัด ดังนั้น เมื่อพิจารณาวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 3.24 เป็นไปได้ยากที่ตัวเก็บประจุแฝง C_{PA1} ที่จุด P1 และ C_{PA2} ที่จุด P2 จะมีค่าเท่ากัน และทำนองเดียวกันกับ C_{PA3} ที่จุด P3 และ C_{PA4} ที่จุด P4 ก็ยากที่จะมีค่าเท่ากัน ดังนั้น ตามหลักการสวิตชิงแบบสมดุลจะใส่ตัวเก็บประจุช่วย (Auxiliary Capacitances) [13] ซึ่งได้แก่ C_{P1G} และ C_{P2G} ค่าเท่ากันที่จุด P1 และ P2 ดังรูปที่ 3.24 เช่นเดียวกับ C_{S1G} และ C_{S2G} ค่าเท่ากันที่จุด P3 และ P4 เพื่อบังคับให้เกิดกระแสไฟฟ้าโหมดผล

ร่วมไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ใส่เข้าไป แล้วมาหักล้างกันตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูล ทำให้ไม่มีหรือมีกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์น้อยกว่าวงจรแบบทั่วไป

จากกลไกการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมด้วยเทคนิคการสวิตชิงแบบสมมูล จะเห็นได้ว่าการใส่ตัวเก็บประจุช่วยให้กับวงจรที่มีการสวิตชิงแบบสมมูล ดังนั้น ประเด็นสำคัญคือ จะเลือกตัวเก็บประจุช่วยค่าเท่าไร และอย่างไร จึงจะให้ประสิทธิผลในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมดีที่สุด ซึ่งประเด็นนี้ Prof. Masahito Shoyama ผู้ที่นำเสนอหลักการสวิตชิงแบบสมมูล ได้ตอบคำถามนี้ในงานประชุมวิชาการ “International Power Electronics Conference” (IPEC05) ซึ่งผู้เขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ส่งบทความลงในภาคผนวก ค และได้เข้าร่วมในงานดังกล่าว ทำให้ทราบคำตอบว่า ยังไม่มีวิธีการออกแบบตัวเก็บประจุช่วยที่เหมาะสมด้วยวิธีการคำนวณค่าที่ชัดเจน นอกจากทดลองเลือกค่าตัวเก็บประจุขึ้นมาก่อนประมาณ 2 – 3 ค่า แล้วทดลองวัดผลที่ได้ จากนั้นจึงปรับลดหรือเพิ่มค่าตัวเก็บประจุช่วย กรณีไหนดีที่สุดก็เลือกใช้ กรณีนั้น โดยในบทความ [11]–[15] ได้ทำการทดลองเปรียบเทียบวงจรที่มีการสวิตชิงแบบสมมูล และแบบที่ไม่สมมูลกับวงจรต่างๆ โดยใส่ค่าตัวเก็บประจุช่วยให้กับวงจรแบบที่ไม่สมมูลด้วยอย่างไรก็ดีในการใช้งานจริงกรณีดังกล่าวย่อมไม่เกิดขึ้น ซึ่ง Prof. Masahito Shoyama ได้นำเสนอกรณีที่สอดคล้องกับการใช้งานจริง คือเปรียบเทียบวงจรที่สมมูลกับวงจรแบบที่ไม่สมมูล ในกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุใดๆ และสรุปผลที่ชัดเจนไว้ในบทความ [16]

สำหรับงานวิจัยนี้ ในบทที่ 5 และ 6 จะกล่าวถึงการทดลองและผลการทดลองในกรณีต่างๆ รวมถึงการทดลองเพื่อยืนยันหลักการดังกล่าว ที่ได้นำเสนอเทคนิคการสวิตชิงแบบสมมูล มาใช้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดขั้วกระแสระดับแรงดันไฟฟ้าได้สูงดังวงจรที่ได้นำเสนอ และสรุปกรณีที่สอดคล้องกับการใช้งานจริง ซึ่งในบทนี้ได้นำเสนอวงจรดังกล่าวทั้งการวิเคราะห์การทำงานของวงจร การวิเคราะห์ห้วงจรแม่เหล็ก และกลไกการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม ดังนั้นในบทถัดไปจะกล่าวถึงการออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบที่นำเสนอ เพื่อนำไปทำการทดลองต่อไป

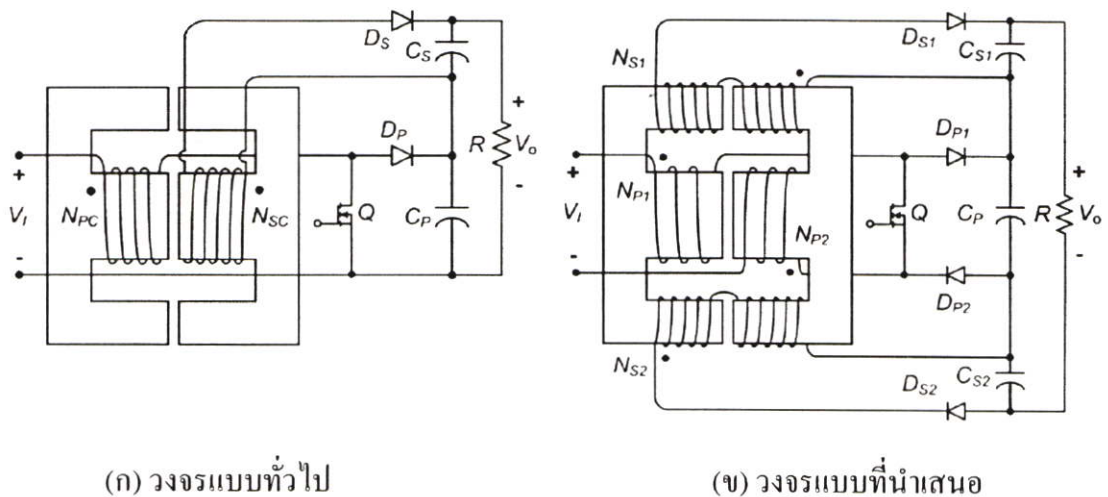
บทที่ 4

การออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรง ชนิดยกแรงดันได้สูงแบบใหม่

การออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงแบบใหม่ในบทนี้แบ่งออกเป็น 4 หัวข้อหลัก ในหัวข้อที่ 4.1 จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรไฟฟ้าตามเป้าหมายของวงจรไฟฟ้าที่ต้องการ หัวข้อที่ 4.2 จะกล่าวถึงการออกแบบองค์ประกอบแม่เหล็กโดยใช้เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง หัวข้อที่ 4.3 จะกล่าวถึงวงจรควบคุมที่ใช้ในงานวิจัยนี้ และในหัวข้อที่ 4.4 จะกล่าวถึงโปรแกรม MATLAB ที่ใช้ในการออกแบบวงจรไฟฟ้าและองค์ประกอบแม่เหล็ก

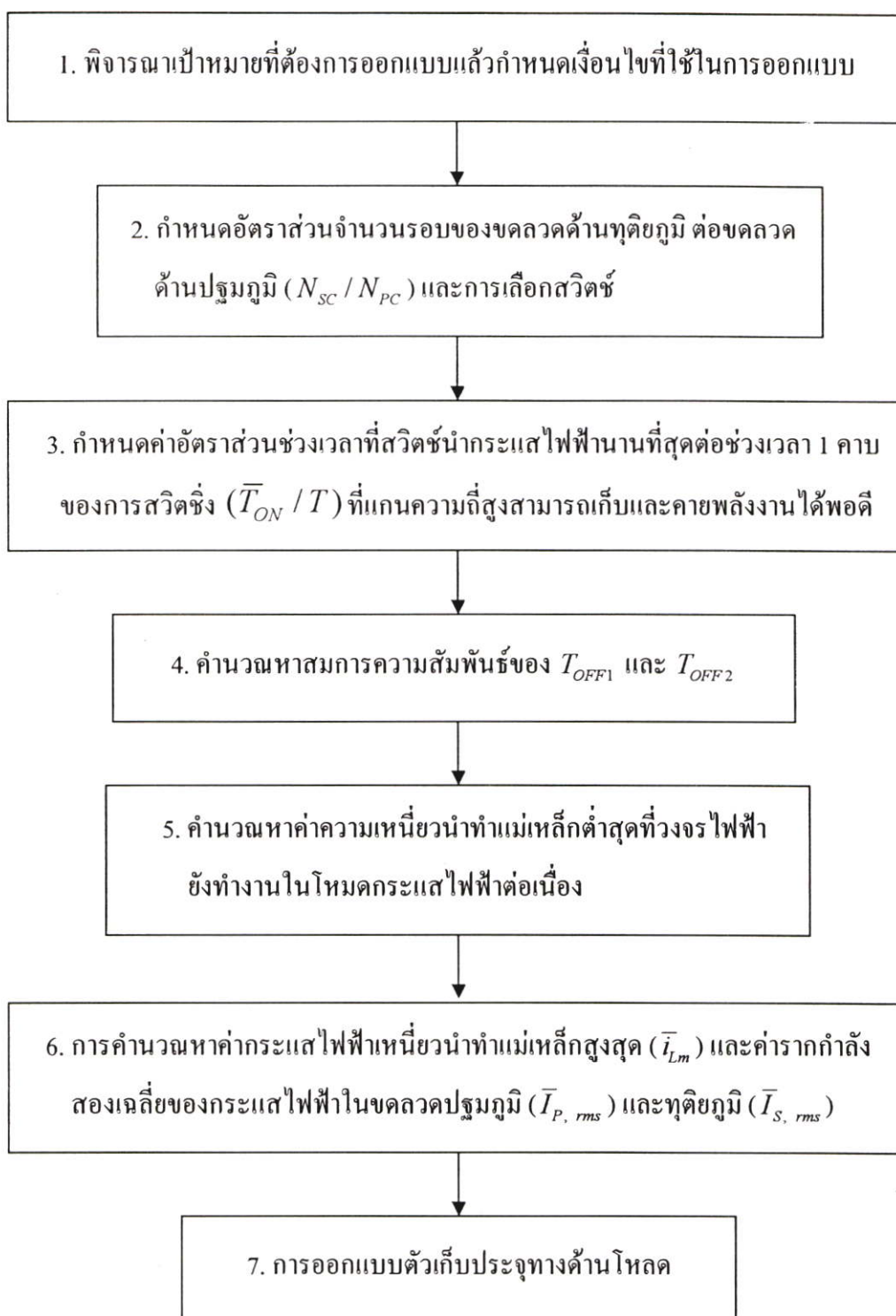
4.1 การออกแบบวงจรไฟฟ้าและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้ในวงจร

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีวงจรไฟฟ้าหลักอยู่ 2 วงจร ที่จะทำการทดลองเปรียบเทียบในบทที่ 5 และบทที่ 6 เพื่อพิสูจน์หลักการที่น่าเสนอ และเพื่อทำการวิเคราะห์ผลการทดลองที่เกิดขึ้นจริงเปรียบเทียบกับในทางทฤษฎี ดังนั้นในหัวข้อนี้จะทำการออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูงทั้งแบบทั่วไปในรูปที่ 4.1 (ก) และแบบใหม่ที่น่าเสนอในรูปที่ 4.1 (ข) อย่างไรก็ตาม ในการออกแบบปริมาณทางไฟฟ้า เช่น ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวม, ค่าพิคัดกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าต่างๆ สามารถใช้โครงสร้างของวงจรแบบทั่วไป ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่าเพียงวงจรเดียวในการออกแบบ จากนั้นจึงนำค่าต่างๆ ที่ได้ มาออกแบบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่จะใช้กับทั้งสองวงจร โดยเหตุที่สามารถออกแบบวงจรทั้งสองร่วมกันได้โดยใช้วงจรแบบทั่วไปเพียงวงจรเดียว เนื่องจากเหตุผลดังที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 วงจรไฟฟ้าที่จะทำการออกแบบในบทนี้

เนื่องจากวงจรแบบทั่วไปดังในรูปที่ 4.1 (ก) และวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 (ข) มีเป้าหมายและการทำงานหลักๆ ของวงจรที่เหมือนกันคือ แปลงแรงดันจาก 24 โวลต์เป็น 100 โวลต์ ดังพิคัดเป้าหมายของวงจรที่ต้องการออกแบบในหัวข้อที่ 1.6 ซึ่งเป็นพิคัดที่จะใช้กับทั้งสองวงจร โดยที่วงจรทั้งสองแตกต่างกันตรงที่การส่งผ่านของพลังงานในแกนความถี่สูงเท่านั้น ซึ่งวงจรแบบทั่วไปมีการส่งผ่านของพลังงานในแกนผ่านทางขดลวด 2 ขด [2]-[4] คือขดลวดปฐมภูมิ N_{PC} และขดลวดทุติยภูมิ N_{SC} ส่วนในวงจรที่นำเสนอในรูปที่ 4.1 (ข) มีลักษณะการส่งผ่านพลังงานผ่านทางขดลวด 3 ขด ซึ่งขดลวดทุติยภูมิในวงจรที่นำเสนอทั้งสองขด (N_{S1} และ N_{S2}) มีลักษณะการพันและจำนวนรอบของขดลวดที่เหมือนกัน ทำให้ปริมาณพลังงานที่ส่งผ่านในแต่ละขดมีค่าเท่ากัน และผลรวมของพลังงานที่ผ่านขดลวดทั้งสองจะเท่ากับปริมาณพลังงานที่ส่งผ่านขดลวด N_{SC} ของวงจรแบบทั่วไป ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิทั้งขด N_{SC} ของวงจรแบบทั่วไปและขด N_{S1} กับ N_{S2} ของวงจรที่นำเสนอมีค่าเท่ากัน แต่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวด N_{S1} และ N_{S2} จะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของขดลวด N_{SC} ส่วนขดลวดปฐมภูมิของวงจรที่นำเสนอ แม้ว่าลักษณะการพันขดลวดจะแบ่งออกเป็น 2 ขด แต่ผลรวมของค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กกรวม (Magnetizing Inductance) มีเท่ากับค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของวงจรแบบทั่วไป ดังนั้น โดยหลักการในอุดมคติ ในช่วงเวลาที่สวิตช์มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า ก็จะมีการเก็บพลังงานไว้ในแกนในปริมาณที่เท่ากันทั้งสองวงจร และเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า แกนความถี่สูงก็จะคายพลังงานที่เก็บไว้ในแกนให้กับโหลดในปริมาณที่เท่าๆ กัน เพียงแต่แกนความถี่สูงของวงจรที่นำเสนอจะคายพลังงานผ่านทางขดลวดทุติยภูมิ 2 ขด ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิทั้งสองวงจรก็จะมีลักษณะที่เหมือนกัน ซึ่งโหมดการทำงาน การส่งพลังงานผ่านแกนความถี่สูง รวมทั้งรูปคลื่นของวงจรที่นำเสนอนี้ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 3 และวงจรแบบทั่วไปใน [2]-[4] ดังนั้น ในการออกแบบวงจรทางไฟฟ้า จะใช้วงจรระดับแรงดันไฟฟ้าได้สูงแบบทั่วไป ทำการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำทั้งทางด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ รวมทั้งการคำนวณค่าสูงสุดของปริมาณทางไฟฟ้า เช่น กระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลในส่วนต่างๆ ของวงจร เนื่องจากโครงสร้างของวงจรไฟฟ้าแบบทั่วไปที่ซับซ้อนน้อยกว่า ซึ่งทำให้ง่ายต่อการออกแบบ จากนั้นค่าความเหนี่ยวนำและปริมาณทางไฟฟ้าที่ได้ ก็สามารถนำไปใช้กับวงจรแบบที่นำเสนอดังเหตุผลที่ได้กล่าวไปแล้ว ในขณะที่ลักษณะการพันขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิที่แตกต่างกันของทั้งสองวงจร จะได้กล่าวถึงในส่วนการออกแบบองค์ประกอบแม่เหล็กแบบรวมแกนอีกครั้งในหัวข้อที่ 4.2 นอกจากการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำของวงจรแล้ว ในหัวข้อที่ 4.1 นี้จะกล่าวถึงการออกแบบปริมาณทางไฟฟ้าอื่นๆ ด้วย ตามลำดับการออกแบบในแผนภูมิรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ขั้นตอนการออกแบบวงจรไฟฟ้า

ขั้นที่ 1. พิจารณาเป้าหมายที่ต้องการออกแบบแล้วกำหนดเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบ
 ขั้นตอนการออกแบบวงจรไฟฟ้าในแผนภูมिरูปที่ 4.2 เป็นการประยุกต์จากหลักการออกแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงแบบฟลายแบ็ก (Flyback Converter) [33] เนื่องจากวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกแรงดันได้สูง ทั้งแบบทั่วไปและแบบ

ที่ได้นำเสนอ มีลักษณะโครงสร้างและการทำงานของวงจรเหมือนกับวงจรแบบฟลายแบ็กและวงจรบูสต์ (Boost Converter) แต่แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกระดับแรงดันได้สูงนั้น เป็นการนำแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรแบบบูสต์และวงจรแบบฟลายแบ็กมาต่ออนุกรมกันทำให้ยกระดับแรงดันไฟฟ้าได้สูงกว่า อย่างไรก็ตาม เนื่องจากวงจรแบบยกระดับแรงดันไฟฟ้าได้สูงใช้ขดลวด 2 ขดพันบนแกนความถี่สูงเพียงแกนเดียว ในการแบ่งจ่ายพลังงานไปยังด้านโหลดโดยผ่านทางวงจรแบบบูสต์และแบบฟลายแบ็ก ดังนั้นสมการในการออกแบบจึงแตกต่างออกไปจากแบบฟลายแบ็กแต่หลักการออกแบบ [33] ยังคงเป็นแนวทางเดิม ซึ่งก่อนที่จะทำการออกแบบวงจรไฟฟ้าด้วยวิธีการในรูปที่ 4.2 จำเป็นจะต้องทำความเข้าใจเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบ และตารางที่ 4.1 ซึ่งครอบคลุมพิกัดเป้าหมายในตารางที่ 1.1 และจะใช้เป็นตารางอ้างอิงเพื่อทำการออกแบบในบทนี้

ตารางที่ 4.1 พิกัดเป้าหมายของวงจรที่ต้องการออกแบบ

ปริมาณทางไฟฟ้า	ขนาด/พิกัด	หน่วยวัด
แรงดันด้านเข้า (V_I)	20 - 30 (\underline{V}_I ถึง \overline{V}_I)	โวลต์ (V)
แรงดันด้านออก (V_o)	100	โวลต์ (V)
กระแสไฟฟ้านำออก (I_o)	0.1 - 0.7 (\underline{I}_o ถึง \overline{I}_o)	แอมแปร์ (A)
กำลังไฟฟ้านำออก (P_o)	10 - 70 (\underline{P}_o ถึง \overline{P}_o)	วัตต์ (W)
ความถี่สวิตซิ่ง (f)	40	กิโลเฮิรตซ์ (kHz)

เงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบ

ในตารางที่ 4.1 คือ พิกัดเป้าหมายที่ต้องการออกแบบ โดยที่แรงดันไฟแรงด้านเข้าตามเป้าหมายที่ต้องการใช้งานจริงคือ 24 โวลต์ อย่างไรก็ตามในการออกแบบได้ทำการชดเชยแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่อาจตกลงหรือเพิ่มขึ้น จึงออกแบบให้แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าต่ำสุด (\underline{V}_I) คือ 20 โวลต์ และแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าสูงสุด (\overline{V}_I) คือ 30 โวลต์ โดยเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบที่สำคัญ คือ ใช้งานแรงดันไฟฟ้านำออก V_o คงที่คือ 100 โวลต์ โดยหากแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าตกลง ก็จะปรับช่วงเวลาสวิตซิ่งนำกระแสไฟฟ้า (T_{ON}) ให้นานขึ้น เนื่องจากเมื่อพิจารณาค่า V_o จากสมการที่ (3.56) ค่า V_o แปรผันตรงกับ D และ V_I ซึ่งค่า D แปรผันตรงกับค่า T_{ON} ดังนั้นเมื่อ V_I ลดลงแต่ T_{ON} เพิ่มขึ้นในสัดส่วนที่เท่ากันก็จะรักษาแรงดันไฟฟ้านำออกให้คงที่ได้ ดังนั้นในการออกแบบด้วยวิธีนี้ เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าสูงสุด \overline{V}_I ก็จะปรับให้ช่วงเวลาสวิตซิ่งนำกระแสไฟฟ้านำออกมีค่าต่ำสุด (\underline{T}_{ON}) เพื่อให้แรงดันไฟฟ้านำออกมีค่าคงที่ที่ 100 โวลต์ ในขณะที่ช่วงเวลาสวิตซิ่งนำกระแสไฟฟ้านำออกนานที่สุด (\overline{T}_{ON}) จะเกิดขึ้นเมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าต่ำสุด \underline{V}_I ดังนั้น เงื่อนไขที่สำคัญที่ต้องทำความเข้าใจก่อนทำการออกแบบก็คือ

(ก) อัตราส่วนผลคูณ $V_I T_{ON}$ มีค่าคงที่เพื่อรักษาแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้คงที่ 100 โวลต์ ดังนั้น $V_I T_{ON} = \underline{V_I} \overline{T_{ON}} = \overline{V_I} \underline{T_{ON}}$

(ข) อัตราส่วนเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าต่อคาบเวลา $D = T_{ON} / T$ จะสอดคล้องกับ T_{ON} และเงื่อนไขในข้อ (ก) ดังนั้น $V_I D = \underline{V_I} \overline{D} = \overline{V_I} \underline{D}$ เมื่อ \overline{D} และ \underline{D} คือค่าสูงสุดและค่าต่ำสุดของ D

(ค) แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่เมื่อตัวเก็บประจุด้านออก C_P , C_S , C_{S1} และ C_{S2} มีค่าสูงๆ ดังนั้น แรงดันไฟฟ้า V_{C_P} , V_{C_S} , $V_{C_{S1}}$ และ $V_{C_{S2}}$ ประมาณได้ว่ามีค่าคงที่และมีผลรวมของแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 100 โวลต์

(ง) วงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงแบบทั่วไป ยังคงมีรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าในส่วนต่างๆ เหมือนกับรูปที่ 3.18 – 3.20 ของวงจรที่นำเสนอตั้งแต่ผลที่กล่าวข้างต้น แต่การวิเคราะห์ในบทที่ 3 จะเป็นการวิเคราะห์ด้วยเงื่อนไขที่เป็นอุดมคติ ส่วนการออกแบบในหัวข้อนี้จะมีการเผื่อค่าหรือประมาณค่าในส่วนที่ไม่อุดมคติด้วย โดยการออกแบบจะแยกช่วงเวลา T_{OFF1} และ T_{OFF2} แต่จะไม่คิดช่วงเวลาสั้นๆ (Transient) ยกเว้นในการออกแบบในข้อที่ 2

(ฉ) สัญลักษณ์ที่สำคัญต่างๆ ในการออกแบบ จะอ้างอิงกับรูปที่ 3.19 (ข) และรูปที่ 4.4 โดยที่ $T_{OFF} = T_{OFF1} + T_{OFF2}$ และจะนิยามความหมายดังต่อไปนี้

m หมายถึง สัญญาณไฟฟ้าที่เวลาใดๆ หรือ $m(t)$

$m_{(ON)}$, $m_{(OFF1)}$, $m_{(OFF2)}$ และ $m_{(OFF)}$ หมายถึง สัญญาณไฟฟ้าที่เวลาใดๆ หรือ $m(t)$ แต่จะพิจารณาหรือนำค่ามาใช้เฉพาะช่วงเวลา T_{ON} , T_{OFF1} , T_{OFF2} และ T_{OFF} เท่านั้น

M หมายถึง องค์ประกอบไฟตรงหรือค่าเฉลี่ยของสัญญาณ m ในช่วง 1 คาบเวลาการสวิตช์ชิ่ง หรือ $\frac{1}{T} \left(\int_0^T m(t) dt \right)$

$M_{(ON)}$ และ $M_{(OFF)}$ หมายถึง องค์ประกอบไฟตรงหรือค่าเฉลี่ยของสัญญาณ m ที่คิดเฉพาะช่วงเวลา T_{ON} และ T_{OFF} หรือ $\frac{1}{T_{ON}} \left(\int_0^{T_{ON}} m(t) dt \right)$ และ $\frac{1}{T_{OFF}} \left(\int_{t_A}^{t_A+T_{OFF}} m(t) dt \right)$

$M_{(OFF1)}$ และ $M_{(OFF2)}$ หมายถึง องค์ประกอบไฟตรงหรือค่าเฉลี่ยของสัญญาณ m ที่คิดเฉพาะช่วงเวลา T_{OFF1} และ T_{OFF2} หรือ $\frac{1}{T_{OFF1}} \left(\int_{t_A}^{t_A+T_{OFF1}} m(t) dt \right)$ และ $\frac{1}{T_{OFF2}} \left(\int_{t_B}^{t_B+T_{OFF2}} m(t) dt \right)$

m_{peak} หมายถึง ค่าสูงสุดของสัญญาณ m ที่สภาวะโหลดค่าหนึ่ง

M_{rms} หมายถึง ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของสัญญาณ m ในช่วง 1 คาบเวลาการสวิตช์ซึ่ง
หรือ $\sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^T m^2(t) dt \right)}$

$\underline{m}, \underline{M}, \underline{M}_{rms}, \underline{M}_{(ON)}, \underline{M}_{(OFF)}, \underline{M}_{(OFF1)}$ และ $\underline{M}_{(OFF2)}$ หมายถึง ค่าต่ำสุดของ
สัญญาณ $m, M, M_{rms}, M_{(ON)}, M_{(OFF)}, M_{(OFF1)}$ และ $M_{(OFF2)}$ ในทุกกรณีที่ใช้งานใน
ย่านพิกัดเป้าหมายที่ทำการออกแบบ

$\overline{m}, \overline{M}, \overline{M}_{rms}, \overline{M}_{(ON)}, \overline{M}_{(OFF)}, \overline{M}_{(OFF1)}$ และ $\overline{M}_{(OFF2)}$ หมายถึง ค่าสูงสุดของ
สัญญาณ $m, M, M_{rms}, M_{(ON)}, M_{(OFF)}, M_{(OFF1)}$ และ $M_{(OFF2)}$ ในทุกกรณีที่ใช้งานใน
ย่านพิกัดเป้าหมายที่ทำการออกแบบ

โดยที่ $M_{peak} \leq \overline{M}$ เนื่องจากค่า \overline{M} คือ ค่าสูงสุดที่มีการใช้งานไม่ว่ากรณีใดก็ตาม

(ข) ในการออกแบบขั้นที่ 2 จนถึงขั้นที่ 6 ตามแผนภูมिरูปที่ 4.2 จะใช้วงจรแบบทั่วไปดัง
รูปที่ 4.1 (ก) ทำการคำนวณและออกแบบ โดยค่าต่างๆ ที่ได้สามารถนำไปใช้กับวงจรที่นำเสนอ
ด้วยเหตุผลที่กล่าวไว้ในตอนต้น อย่างไรก็ตาม ในการออกแบบขั้นที่ 7 จะทำการออกแบบวงจรทั้งสอง
แยกจากกันโดยชัดเจนซึ่งจะได้กล่าวถึงในรายละเอียดต่อไป

ก่อนการออกแบบในขั้นที่ 2 ถึง 7 จำเป็นต้องเข้าใจโหมมคการทำงานของวงจรทั้งสอง ซึ่ง
วงจรที่นำเสนอนี้ได้วิเคราะห์โหมมคการทำงานต่างๆ ไว้อย่างชัดเจนในบทที่ 3 แล้ว ในขณะที่วงจร
แบบทั่วไปซึ่งเป็นวงจรหลักที่จะใช้ออกแบบในขั้นที่ 2 ถึง 6 มีโหมมคการทำงานต่างๆ เหมือนกับ
วงจรที่นำเสนอ จึงไม่ขอกล่าวซ้ำแต่สามารถทำความเข้าใจเพิ่มเติมได้ใน [2] – [4]

**ขั้นที่ 2. กำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิต่อขดลวดด้านปฐมภูมิ
(N_{SC} / N_{PC}) และการเลือกสวิตช์**

ในขั้นนี้จะทำการเลือกสวิตช์ของวงจรด้วยการกำหนดอัตราส่วน N_{SC} / N_{PC} ขึ้นมาก่อน
แล้วดูว่าสวิตช์ที่เลือกเป็นที่พอใจหรือไม่ซึ่งถ้าผลที่ได้ไม่เป็นที่พอใจก็จะเปลี่ยนค่าใหม่ โดยที่
หลักการกำหนด N_{SC} / N_{PC} จะใช้แผนภูมिरูปที่ 4.3 ซึ่งเป็นการใช้โปรแกรม MATLAB แสดง
ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกโดยใช้สมการที่ 4.1 ซึ่งเป็นสมการอัตราส่วนการแปลงแรงดันไฟฟ้าใน
อุดมคติของทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรที่นำเสนอ โดยที่สภาวะที่ใช้โปรแกรมคำนวณและ
แสดงผลคือสภาวะที่ต้องการใช้งาน ได้แก่ แรงดันด้านเข้า (V_I) มีค่า 24 โวลต์ แล้วปรับเปลี่ยนค่า
อัตราส่วน N_{SC} / N_{PC} ตั้งแต่ 1 จนถึง 10 โดยเพิ่มค่าทีละ 1 ดังแกน Y ในรูปที่ 4.3 และ
ปรับเปลี่ยนค่าช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าต่อคาบเวลา D ตั้งแต่ 0 แล้วเพิ่มทีละ 0.0025

จนถึง 0.5 ดังแกน X ในรูปที่ 4.3 แล้วคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกโดยใช้สมการที่ 4.1 ดังแกน Z ในรูปที่ 4.3

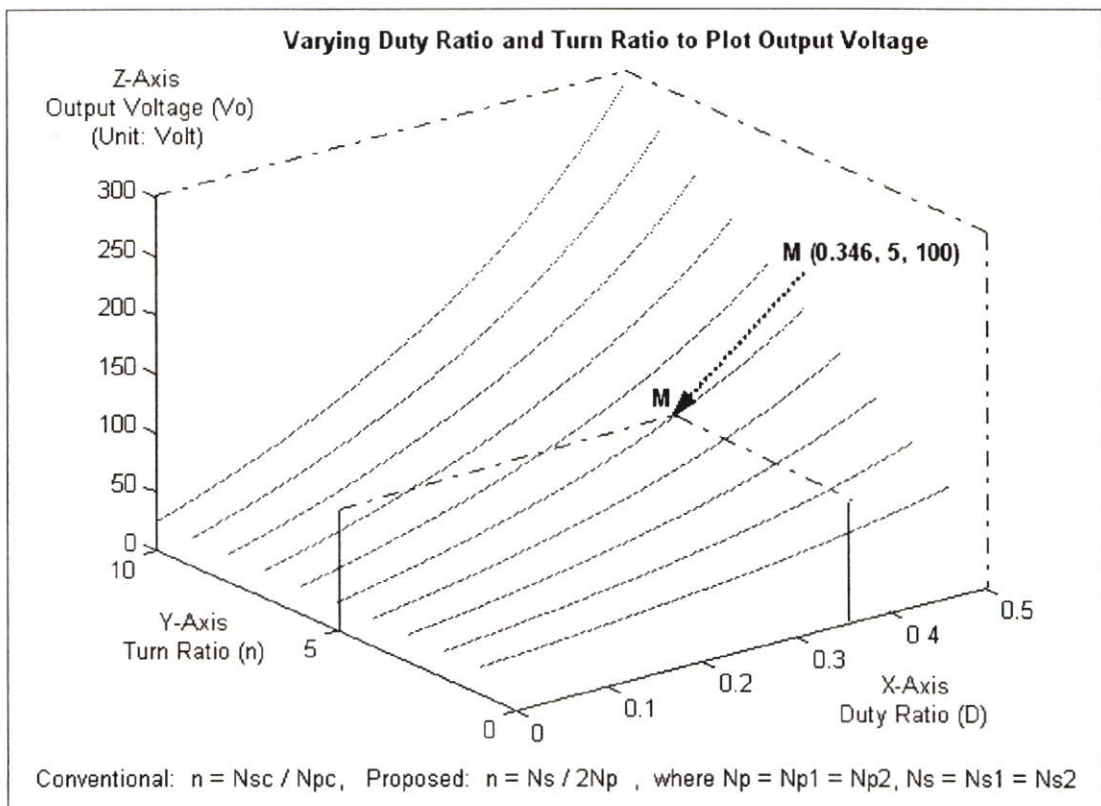
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + D(N_S / N_{P,Total})}{1 - D} \quad (4.1)$$

เมื่อ $N_{P,Total}$ คือ จำนวนรอบทั้งหมดของขดลวดปฐมภูมิ

(ก) กรณีของวงจรแบบทั่วไป [2]–[4] $N_{P,Total} = N_{PC}$, $N_S = N_{SC}$

(ข) กรณีของวงจรแบบที่นำเสนอ $N_{P,Total} = N_{P1} + N_{P2} = 2N_P$ โดยที่

$N_P = N_{P1} = N_{P2}$ และ $N_S = N_{S1} = N_{S2}$



รูปที่ 4.3 แผนภูมิแสดงแรงดันไฟฟ้าด้านออกในอุดมคติที่อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิต่อขดลวดปฐมภูมิและช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าต่อคาบเวลาต่าง ๆ

จากรูปที่ 4.3 และสมการที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าที่ค่า N_{SC} / N_{PC} คงที่ค่าหนึ่ง เมื่อเพิ่มค่า D จะทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าเพิ่มขึ้น และเมื่อคงที่ค่า D แล้วเพิ่มค่า N_{SC} / N_{PC} แรงดันไฟฟ้าด้านออกก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเช่นกัน ซึ่งจากรูปที่ 4.3 ผู้ออกแบบได้ตัดสินใจเลือกค่า N_{SC} / N_{PC} มีค่าเป็น 5 เนื่องจากที่ค่านี้จะให้ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกเป็น 100 โวลต์ที่ค่า D เท่ากับ 0.346 หรือที่จุด M ดังในรูป โดยจุดดังกล่าวที่เลือกไม่ได้หมายความว่า เป็นค่าที่เหมาะสม

ที่สุดในมุมมองด้านต่างๆ เช่น ค่า N_{SC} / N_{PC} ที่ให้ประสิทธิภาพดีที่สุด หรือ ค่า N_{SC} / N_{PC} ที่ทำให้วงจรมีเสถียรภาพดีที่สุด เนื่องจากไม่ใช่ประเด็นหลักในงานวิจัยนี้ แต่น่าจะเป็นประเด็นสำคัญหนึ่งที่น่าจะศึกษาต่อไปทั้งวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ ซึ่งสาเหตุหนึ่งที่ผู้ออกแบบไม่เลือกค่า N_{SC} / N_{PC} สูงกว่า 5 เนื่องจากเห็นว่าเป้าหมายของแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ตั้งใจจะออกแบบมีค่าคงที่ที่ 100 โวลต์ ซึ่งค่า N_{SC} / N_{PC} เท่ากับ 5 ก็เพียงพอที่จะได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามเป้าหมาย โดยที่ค่า D ไม่สูง เนื่องจากว่า ที่จุดต่างๆ ในรูปที่ 4.3 จะต้องมีการพิจารณาค่า D สูงที่สุดที่แทนความถี่สูงในวงจรยังคงทำงานได้อย่างปกติ ซึ่งจะได้กล่าวถึงในขั้นตอนการออกแบบขั้นที่ 3 นอกจากนี้ในส่วนของวงจรแม่เหล็กสำหรับแทนความถี่สูงที่ใช้ ยังต้องมีการพิจารณาพื้นที่ในการพันขดลวดด้วย ดังนั้นสัดส่วนดังกล่าวย่อมมีผลต่อจำนวนรอบขดลวดและพื้นที่การพันด้วยเช่นกัน

ในการเลือกสวิตช์ อัตราส่วน N_{SC} / N_{PC} จะสัมพันธ์กับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่ตกคร่อมสวิตช์ ซึ่งเกิดขึ้นในช่วงขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าอย่างทันทีทันใด โดยที่สมการแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุด จะหาได้จากสมการ KVL ในขณะที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า ซึ่งจากรูปที่ 4.1 (ก) เมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ N_p จะมีขั้วคือที่เป็นลบและจะมีค่าเป็นไปตามสัดส่วน N_{SC} / N_{PC} และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดด้านทุติยภูมิ ซึ่งในช่วงสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับ V_{Cs} ดังนั้นจากสมการ KVL จะได้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุด ดังสมการที่ (4.2)

$$\bar{V}_{SW, \max} = \bar{V}_I + \frac{N_{PC}}{N_{SC}} (V_{Cs} + V_{Ds}) \quad (4.2)$$

เมื่อ $\bar{V}_{SW, \max}$ คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุด

V_{Ds} คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด D_s ซึ่งประมาณค่าเป็น 1 โวลต์

โดยที่ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า \bar{V}_I เป็นค่าที่ผู้ออกแบบทราบตั้งแต่แรกแล้วเนื่องจากเป็นค่าที่เลือกออกแบบ ส่วนค่า V_{Cs} มีค่าคงที่ดังเงื่อนไขในการออกแบบ ซึ่งค่า V_{Cs} มีความซับซ้อนพอสมควรในการคำนวณหา ดังนั้นเพื่อความต่อเนื่องของเนื้อหาในส่วนนี้ การหาค่า V_{Cs} จะเป็นส่วนหนึ่งอยู่ในขั้นตอนการออกแบบที่ 2 ซึ่งได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (4.11) เมื่อได้ค่า V_{Cs} จะสามารถนำสมการที่ (4.2) มาใช้ออกแบบสวิตช์ได้ ซึ่งจากค่า N_{SC} / N_{PC} เท่ากับ 5 จะได้ว่าสัดส่วน N_{PC} / N_{SC} มีค่าเป็น 0.2 ทำให้สามารถคำนวณค่า V_{Cs} และจะคำนวณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดได้ อย่างไรก็ตาม ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดที่ได้ เป็นค่าที่ยังไม่ได้ผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล กับความเร็วในการหยุดนำกระแสไฟฟ้าของสวิตช์ ซึ่งจะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดมีค่าสูงขึ้นอีก ดังนั้นในการเลือกสวิตช์จะต้องเผื่อค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลนั้นขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรแม่เหล็ก ว่ามีการพัน

ขดลวดให้มีเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวข้องกับแกนความถี่สูงได้ดีเพียงใด ดังนั้นจะเลือกสวิตช์ด้วยเงื่อนไขดังสมการที่ (4.3) โดยค่า $\bar{V}_{SW, \max}$ ได้จากสมการที่ (4.2) ในขณะที่ $V_{L_leakage}$ ในงานวิจัยนี้จะชดเชยค่า $V_{L_leakage} \approx \bar{V}_{SW, \max}$ การชดเชยแบบนี้ เป็นการประมาณค่าโดยผู้ออกแบบเองเท่านั้น ซึ่งผู้ออกแบบท่านอื่นอาจชดเชยมากหรือน้อยกว่านี้ขึ้นอยู่กับชนิดของสวิตช์และการควบคุมสวิตช์ว่ามีการสวิตช์แบบเร็วหรือช้าในช่วงสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าย่างทันทีทันใด

$$V_{SW, Selected} > \bar{V}_{SW, \max} + V_{L_leakage} \quad (4.3)$$

เมื่อ $V_{SW, Selected}$ คือ แรงดันไฟฟ้าสูงสุดของสวิตช์ที่เลือก
 $V_{L_leakage}$ คือ ค่าที่ชดเชยของแรงดันไฟฟ้าที่เกิดจากค่าความเหนี่ยวนำ
 รั่วไหลขณะสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าทันทีทันใด

จากสมการที่ (4.2) และ (4.3) เมื่อแทนค่าต่างๆ จากพิกัดเป้าหมายที่ต้องการออกแบบแล้ว จะคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดที่ชดเชยค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลดังกล่าวแล้วได้เป็น 86 โวลต์ และได้เลือกสวิตช์มอสเฟต IRFP264 ซึ่งทนแรงดันไฟฟ้าสูงสุดได้ 250 V สวิตช์ที่เลือกจะเห็นได้ว่าการเผื่อค่าความปลอดภัยไว้สูง อย่างไรก็ตาม สาเหตุที่ผู้ออกแบบเลือก IRFP264 เนื่องจากการทดลองจริงซึ่งจะแสดงผลอีกครั้งในบทที่ 6 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดมีค่าสูงกว่า 86 โวลต์ และ IRFP264 ยังมีข้อดีคือ ค่าความต้านทานในขณะสวิตช์นำกระแสไฟฟ้าน่าที่ประมาณ 0.075 โอห์ม ทำให้ค่าความสูญเสียที่สวิตช์ต่ำลงเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตช์ที่มีค่าความต้านทานดังกล่าวสูงกว่า

ขั้นที่ 3. กำหนดค่าอัตราส่วนช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้านานที่สุดต่อช่วงเวลาหนึ่งคาบของการสวิตช์ซึ่งที่แกนความถี่สูงสามารถเก็บและคายพลังงานได้พอดี

ในส่วนนี้จะทำการหาค่า \bar{T}_{ON} / T หรือ ค่า \bar{D} ที่แกนความถี่สูงสามารถเก็บและคายพลังงานได้พอดีในช่วงเวลา 1 คาบ \bar{D} ซึ่งหาได้จากเงื่อนไขที่รู้จักกันดีสำหรับการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงหรือตัวเหนี่ยวนำ คือ ผลคูณของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กกับเวลา ในช่วงที่มีการเก็บและคายพลังงานจะต้องมีค่าเท่ากัน ซึ่งอธิบายได้ดังนี้

ในขณะที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิซึ่งเป็นขดลวดเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กดังรูปที่ 4.1 (ก) มีค่าคือทเป็นบวก ทำให้มีการเก็บพลังงานในแกนความถี่สูง และค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในแกนจะมีค่าสูงขึ้นตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (4.4) ตามกฎแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของฟาราเดย์

$$v_{Lm} = N \frac{d\phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} \quad (4.4)$$

เมื่อ	v_{L_m}	คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก
	N	คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก
	A	คือ พื้นที่หน้าตัดแกนที่ใช้พันขดลวดเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก

จนกระทั่งเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิจะกลับทิศทางเนื่องจากแกนความถี่สูงจะมีการคายพลังงาน ทำให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กในแกนความถี่สูงมีค่าลดลงมาอยู่ที่ตำแหน่งเมื่อเริ่มต้นที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ทำให้ตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กในวงจรมีการเก็บและคายพลังงานหรือทำงานได้อย่างปกติในแต่ละช่วงคาบเวลา ซึ่งแกนความถี่สูงจะเป็นไปตามกลไกดังกล่าวได้ก็ต่อเมื่อ ผลคูณของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดที่ทำให้เกิดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กและเวลาในช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ต้องมีค่าเท่ากับผลคูณดังกล่าวในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า ซึ่งก็คือเงื่อนไขในสมการที่ (4.5)

$$\int_0^T v_{L_m} dt = 0 \quad (4.5)$$

ในการออกแบบในขั้นนี้ จะใช้การประมาณค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์และไดโอดในขณะนำกระแสไฟฟ้ามีค่าเป็น 1 โวลต์ (Voltage Drop) เพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบ และไม่คิดค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมค่าความต้านทานของขดลวดทั้งสอง (Voltage Drop) โดยประมาณว่ามีค่าต่ำมาก อย่างไรก็ตาม ค่าความต้านทานของขดลวดทั้งสองจะนำมาคิดเพื่อประมาณค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจากขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิในกรณีที่ทำกรออกแบบวงจรแม่เหล็ก ดังนั้นจากวงจรแบบทั่วไปในรูปที่ 4.1 (ก) จาก KVL จะได้ค่า v_{L_m} ในช่วง T_{ON} , T_{OFF1} และ T_{OFF2} ดังต่อไปนี้

$$v_{L_m} = V_I - 1 \quad , \quad \text{ช่วง } [T_{ON}] \quad (4.6)$$

$$v_{L_m} = -\frac{N_{PC}}{N_{SC}}(V_{C_s} + 1) \approx -(V_{C_p} - V_I + 1) \quad , \quad \text{ช่วง } [T_{OFF1}] \quad (4.7)$$

$$v_{L_m} = -\frac{N_{PC}}{N_{SC}}(V_{C_s} + 1) \quad , \quad \text{ช่วง } [T_{OFF2}] \quad (4.8)$$

สมการที่ (4.7) ต่างกับสมการที่ (4.8) ตรงที่สมการที่ (4.7) คือ ช่วงเวลาที่มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมิผ่านทางไดโอด D_p ในรูปที่ 4.1 (ก) ไปอัดประจุให้กับ C_p และเนื่องจากไม่คิดค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมค่าความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิ ทำให้สามารถประมาณค่า $v_{L_m} \approx -(V_{C_p} - V_I + 1)$ ได้ ในขณะที่สมการที่ (4.8) ไม่สามารถทำได้เนื่องจากไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมิ และจากเงื่อนไขในการออกแบบที่ V_{C_p} และ V_{C_s} มีค่าคงที่

ดังนั้นค่า v_{Lm} ในช่วง T_{OFF1} และ T_{OFF2} จึงมีค่าเท่ากันหรือ (4.7) = (4.8) และจากสมการที่ (4.4) – (4.8) จะได้

$$(V_I - 1)T_{ON} - \frac{N_{PC}}{N_{SC}}(V_{C_S} + 1)(T_{OFF1} + T_{OFF2}) = 0 \quad (4.9)$$

แทน $T_{OFF1} + T_{OFF2} = T - T_{ON}$ ใน (4.9) จะได้

$$(V_I - 1)T_{ON} = \frac{N_{PC}}{N_{SC}}(V_{C_S} + 1)(T - T_{ON}) \quad (4.10)$$

จากรูปที่ 4.1 (ก) แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่า $V_o = V_{C_P} + V_{C_S}$ ดังนั้นเมื่อแทนค่า V_{C_P} จากสมการที่ (4.7) ใน $V_o = V_{C_P} + V_{C_S}$ จะได้ค่า V_{C_S} ดังสมการที่ (4.11) ซึ่งค่า V_o และ V_I นั้นเป็นค่าที่ต้องการใช้งานจึงทราบค่าอยู่แล้ว ส่วน N_{PC} / N_{SC} กำหนดมาจากขั้นที่ 2 และเมื่อได้ค่า V_{C_S} ก็สามารถนำไปใช้ออกแบบสวิตช์ในขั้นที่ 2 ได้ และใช้หาค่า V_{C_P} ได้จากสมการที่ (4.7)

$$V_{C_S} = \frac{\left(V_o - V_I + 1 - \frac{N_{PC}}{N_{SC}} \right)}{\left(\frac{N_{PC}}{N_{SC}} + 1 \right)} \quad (4.11)$$

แทนค่า V_{C_S} จากสมการที่ (4.11) ใน (4.10) แล้วจัดรูปใหม่จะได้

$$\frac{T_{ON}}{T} = \frac{(V_o - V_I + 2)}{\left(V_o + \frac{N_{SC}}{N_{PC}}(V_I - 1) + 1 \right)} \quad (4.12)$$

จากสมการที่ (4.12) และเงื่อนไขในการออกแบบที่ $V_I T_{ON} = \underline{V_I} \bar{T}_{ON} = \bar{V_I} \underline{T}_{ON}$ จะ
ได้

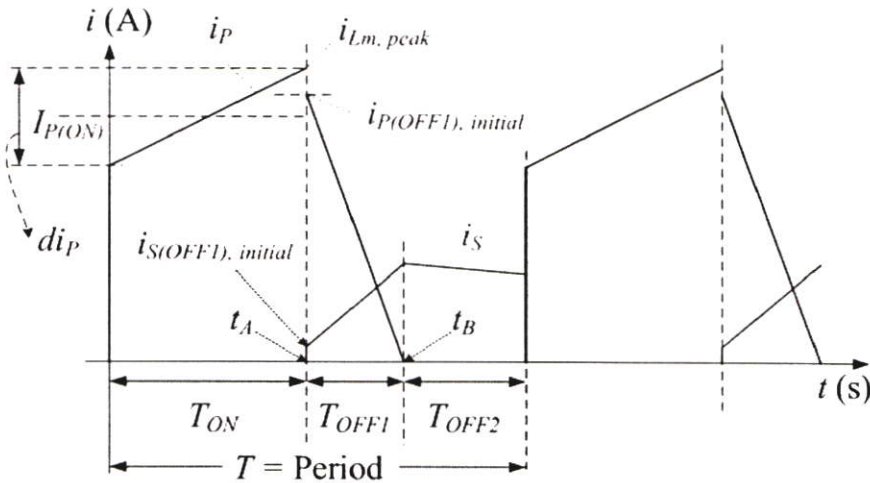
$$\frac{\bar{T}_{ON}}{T} = \frac{(V_o - \underline{V_I} + 2)}{\left(V_o + \frac{N_{SC}}{N_{PC}}(\underline{V_I} - 1) + 1 \right)} \quad (4.13)$$

ค่า \bar{T}_{ON} / T หรือ ค่า \bar{D} ก็คือ ค่าสูงสุดของอัตราส่วนช่วงเวลาที่สวิตช์มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าสูงสุดต่อคาบเวลาที่แกนความถี่สูงสามารถเก็บและคายพลังงานได้พอดีใน 1 คาบ

และเนื่องจากทราบค่าความถี่สวิตซ์ซึ่ง $f = 1/T$ ดังนั้นจะคำนวณค่า \bar{T}_{ON} ได้จากสมการที่ (4.13) สมการที่ได้นี้จะนำไปใช้คำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB แล้วสรุปค่า \bar{T}_{ON}/T ที่ใช้ในงานวิจัยนี้อีกครั้งในหัวข้อที่ 4.4

ขั้นที่ 4. กำหนดหาสมการความสัมพันธ์ของ T_{OFF1} และ T_{OFF2}

ในขั้นนี้จะหาสมการความสัมพันธ์ของ T_{OFF1} และ T_{OFF2} โดยใช้รูปที่ 4.4 สมการที่ได้จะนำไปใช้คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กต่ำสุดที่วงจรไฟฟ้ายังทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง ในการออกแบบขั้นที่ 4 ต่อไป



รูปที่ 4.4 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิในช่วงเวลาต่างๆ

รูปที่ 4.4 ที่จะใช้หาสมการความสัมพันธ์ของ T_{OFF1} และ T_{OFF2} แตกต่างจากรูปคลื่นในอุดมคติที่ทำการวิเคราะห์ในบทที่ 3 ตรงที่ช่วงรอยต่อของเวลา T_{ON} กับ T_{OFF1} เนื่องจากในช่วงดังกล่าวของรูปที่ 4.4 จะคิดผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลด้วยเพื่อให้ใกล้เคียงกับรูปคลื่นในทางปฏิบัติและการคำนวณที่ถูกต้องมากขึ้น โดยกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิในช่วงเริ่มต้นเวลา T_{OFF1} หรือ $i_{P(OFF1), initial}$ ดังรูปที่ 4.4 จะต่ำกว่าค่า $i_{Lm, peak}$ หรือ ค่ากระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กสูงสุดเล็กน้อย ในขณะที่กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิช่วงเริ่มต้นเวลา T_{OFF1} หรือ $i_{S(OFF1), initial}$ มีค่าสูงกว่าศูนย์เล็กน้อย ปรากฏการณ์ดังกล่าวมีการวิเคราะห์ไว้อย่างชัดเจนใน [3]-[4] ซึ่งเป็นผลจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ อย่างไรก็ตามเป็นการยากที่จะคำนวณค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล ดังนั้นในการออกแบบนี้ จะไม่คำนวณหาค่า $i_{P(OFF1), initial}$ และ $i_{S(OFF1), initial}$ แต่จะคิดไว้ในสมการของ T_{OFF1} และ T_{OFF2} ซึ่งไม่ส่งผลต่อการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กต่ำสุดในขั้นต่อไป ซึ่งเป็นจุดประสงค์หลักที่ทำให้มีการคำนวณในขั้นนี้ โดยการคำนวณหาสมการความสัมพันธ์ของ T_{OFF1} และ T_{OFF2} ทำได้ดังนี้

ใช้หลักการสมดุลของประจุไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุ C_p จะได้

$$\left| \Delta Q_{C_P} \right|_{Charge} = \left| \Delta Q_{C_P} \right|_{Discharge} \quad (4.14)$$

เมื่อ $\left| \Delta Q_{C_P} \right|_{Charge}$ คือ ปริมาณประจุที่อัดให้กับ C_P
 $\left| \Delta Q_{C_P} \right|_{Discharge}$ คือ ปริมาณประจุที่คายออกจาก C_P

ช่วง T_{OFF1} คือช่วงที่มีกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิไหลผ่าน C_P และอัดประจุให้กับ C_P ซึ่งช่วงนี้ C_P จะมีทั้งการอัดประจุพร้อมๆ กับการคายประจุเพื่อจ่ายโหลด ดังสมการที่ (4.15) ในขณะที่ช่วงเวลาที่เหลือ $(T - T_{OFF1}) C_P$ จะคายประจุเพื่อจ่ายโหลดเท่านั้น ดังสมการที่ (4.17)

$$\left| \Delta Q_{C_P} \right|_{Charge} = (I_{P(OFF1)} \times T_{OFF1}) - (I_o \times T_{OFF1}) \quad (4.15)$$

$$I_{P(OFF1)} = \frac{\left(\int_{t_A}^{t_A + T_{OFF1}} i_p dt \right)}{(T_{OFF1})} = \frac{(i_{P(OFF1), initial})}{2} \quad (4.16)$$

$$\left| \Delta Q_{C_P} \right|_{Discharge} = I_o \times (T - T_{OFF1}) \quad (4.17)$$

เมื่อ $I_{P(OFF1)}$ คือ ค่าเฉลี่ยของ i_p เฉพาะช่วงเวลา T_{OFF1}

จากสมการที่ (4.15) - (4.17) จะได้สมการความสัมพันธ์ของ T_{OFF1} และ T_{OFF2} ดังสมการที่ (4.18) และ (4.19)

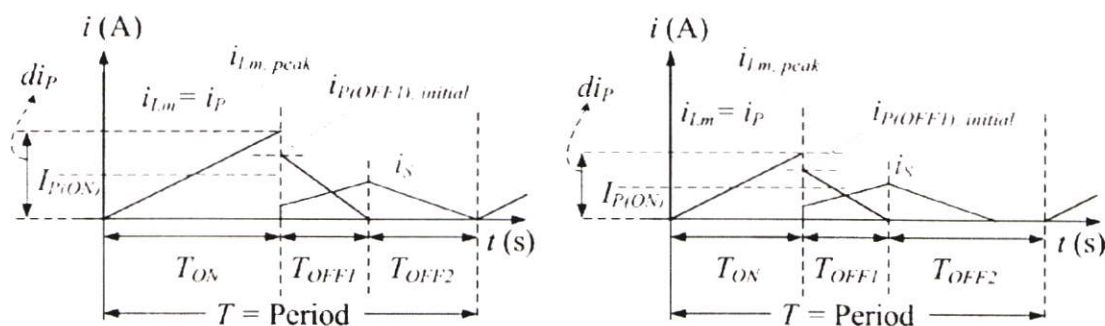
$$T_{OFF1} = \frac{2I_o T}{i_{P(OFF1), initial}} \quad (4.18)$$

$$T_{OFF2} = T - T_{ON} - T_{OFF1} \quad (4.19)$$

ขั้นที่ 5. คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กต่ำสุดที่วงจรไฟฟ้ายังทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง

ในงานวิจัยนี้ทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรที่นำเสนอ จะออกแบบให้มีการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง เพื่อลดแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลและขนาดของตัวเก็บประจุด้านโหลด ซึ่งรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิกับทุติยภูมิที่ผ่านมาทั้งในบทที่ 3 และ รูปที่ 4.4 เป็นลักษณะของโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง อย่างไรก็ตามในสภาวะที่มีการลดโหลดโดยที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก

มีค่าคงที่ ทำให้มีการเก็บและคายพลังงานไฟฟ้าในแกนความถี่สูงน้อยลง ส่งผลให้กระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก i_{Lm} มีระดับที่ลดต่ำลงดังรูปที่ 4.5 (ก) และ (ข)



(ก) ขอบเขตหรือรอยต่อระหว่างโหมดทั้งสอง

(ข) โหมดกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง

รูปที่ 4.5 ขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง

ในรูปที่ 4.5 (ก) ที่สภาวะขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง (Continuous Mode: CCM) และโหมดกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Mode: DCM) เมื่อลดโหลดกระแสไฟฟ้าด้านออกจนถึงค่าหนึ่ง พลังงานที่เก็บไว้ในแกนความถี่สูงในช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าในรูปของ i_{Lm} จะคายพลังงานเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าโดยผ่านทางขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ โดยที่กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิ i_s จะมีค่าลดลงเป็นศูนย์พอดีกับที่สวิตช์เริ่มนำกระแสไฟฟ้าและมีการเก็บพลังงานในแกนความถี่สูงอีกครั้งในรอบต่อไป ในขณะที่รูป 4.5 (ข) เมื่อลดโหลดมากขึ้นกว่าในรูป 4.5 (ก) กระแสไฟฟ้า i_s จะมีค่าเป็นศูนย์ก่อนที่จะมีการเก็บพลังงานในแกนความถี่สูงในรอบต่อไปซึ่งก็คือโหมด DCM เมื่อให้ L_{DCM} , $L_{boundary}$ และ L_{CCM} คือ ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กในโหมด DCM, ที่ขอบเขตของโหมดทั้งสอง และ โหมด CCM ตามลำดับ ที่สภาวะโหลดต่ำสุดค่าหนึ่ง เช่น ในรูป 4.5 (ก) แกนความถี่สูงจะต้องเก็บพลังงานไว้ในแกนในรูปของ i_{Lm} ที่ขอบเขตพอดี สภาวะนี้แทนด้วยสภาวะ A ซึ่งที่ขอบเขตดังรูปที่ 4.5 (ก) จะได้ว่า $I_{P(ON)} = 0.5 \times di_p = 0.5 \times di_{Lm}$ ดังนั้น จะคำนวณ $L_{boundary}$ ได้โดยคิดจาก $v_{Lm} dt = L_m di_{Lm}$ ในขณะที่มีการเก็บพลังงาน ซึ่ง $dt = T_{ON}$ และ $v_{Lm} = V_I$ และที่สภาวะเดียวกันนี้ ถ้ามีการเพิ่มโหลดให้สูงขึ้นอีก จะทำให้เข้าสู่โหมด CCM ซึ่งโหมดนี้เมื่อ L_m คือค่าเดิมที่ขอบเขตจะทำให้ di_{Lm} มีค่าเท่าเดิมแต่จะขึ้นอยู่กับสัญญาณไฟตรงซึ่งเป็นลักษณะของโหมด CCM แต่ถ้าเปลี่ยนค่า L_m ใหม่ โดยคำนวณจากสภาวะที่โหลดกระแสไฟฟ้าต่ำสุดสูงกว่าสภาวะ A โดยที่ค่าต่างๆ ได้แก่ $dt = T_{ON}$ และ $v_{Lm} = V_I$ เท่ากับสภาวะ A ดังนั้นที่สภาวะขอบเขตในรูปที่ 4.5 (ก) และจาก $v_{Lm} dt = L_m di_{Lm}$ จะทำให้ di_{Lm} เก็บพลังงานมากขึ้นและมีค่าสูงขึ้น แทนสภาวะนี้ด้วยสภาวะ B ทำให้คำนวณ $L_{boundary}$ ได้ต่ำกว่าสภาวะ A นั่นคือตัวอย่างการอธิบายว่า $L_{boundary}$ มีค่าต่ำลง หมายถึง กระแสไฟฟ้าโหลดที่สภาวะโหลดต่ำสุดเมื่อใช้งานในโหมด CCM จะมีค่าสูงขึ้น หรือกล่าวได้ว่ายิ่งค่า $L_{boundary}$ มีค่าสูงขึ้นเท่าไร วงจรไฟฟ้าก็จะยังทำงานในโหมด CCM

ได้ด้วยกระแสไฟฟ้าไหลลดต่ำลงเท่านั้น ดังนั้นในการออกแบบวงจรไฟฟ้าให้ทำงานในโหมด CCM จะต้องออกแบบให้ $L_{CCM} > L_{boundary} > L_{DCM}$ เพื่อให้ขอบเขตของกระแสไฟฟ้าในโหมด CCM มีค่าต่ำกว่ากระแสไฟฟ้าไหลลดต่ำสุดที่ต้องการใช้งาน ซึ่งหาค่าได้ดังต่อไปนี้

กำหนดให้ η คือ ประสิทธิภาพของวงจรไฟฟ้า ซึ่งในการออกแบบนี้จะประมาณค่าให้ $\eta \approx 0.85$ เมื่อ P_I และ P_o คือ กำลังไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกตามลำดับจะได้

$$P_o = \eta P_I \quad (4.20)$$

กำลังไฟฟ้าด้านเข้า $P_I = V_I \times I_I$ เมื่อ I_I คือ ค่าเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าด้านเข้า ซึ่งกระแสไฟฟ้าด้านเข้าก็คือกระแสไฟฟ้าที่ขดลวดปฐมภูมิตลอดคาบ ดังนั้นจากรูปที่ 4.5 (ก) จะได้ค่า P_I ดังสมการที่ (4.21) และเมื่อแทนค่า T_{OFF1} จากสมการที่ (4.18) ใน (4.21) จะเห็นได้ว่าตัวแปรที่ยากจะประมาณค่าเนื่องจากขึ้นอยู่กับผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล คือ $i_{P(OFF1), initial}$ จะหายไป และจะได้ค่า P_I ดังสมการที่ (4.22)

$$P_I = \left(V_I \times I_{P(ON)} \times \frac{T_{ON}}{T} \right) + \left(\frac{1}{2} \times V_I \times \frac{T_{OFF1}}{T} \times i_{P(OFF1), initial} \right) \quad (4.21)$$

$$P_I = \frac{P_o}{\eta} = \left(V_I \times I_{P(ON)} \times \frac{T_{ON}}{T} \right) + (V_I \times I_o) \quad (4.22)$$

ที่สภาวะขอบเขตของ CCM และ DCM ดังรูปที่ 4.5 (ก) จะเกิดขึ้นเมื่อใช้งานที่โหลดน้อยๆ ดังนั้น ในการออกแบบเพื่อให้วงจรไฟฟ้าทำงานในโหมด CCM จะแทนค่าน้อยที่สุดของกำลังไฟฟ้าด้านออก P_o และกระแสไฟฟ้าด้านออกน้อยที่สุด I_o ที่ต้องการออกแบบเพื่อใช้งานเพื่อหาค่า $L_{boundary}$ ที่ขอบเขต CCM และ DCM ซึ่งจากรูปที่ 4.5 (ก) จะได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงมีค่า $di_p = di_{Lm}$ เป็นสองเท่าของค่า $I_{P(ON)}$ ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยเฉพาะช่วง T_{ON} ของกระแสไฟฟ้าที่ขดลวดปฐมภูมิดังสมการที่ (3.38) ดังนั้น แทนค่า $I_{P(ON)} = 0.5 \times di_p = 0.5 \times di_{Lm}$ ในสมการที่ (4.22) จะได้

$$di_p = di_{Lm} = \left(\frac{P_o - \eta V_I I_o}{\eta V_I T_{ON}} \right) \times 2T \quad (4.23)$$

จาก $v_{Lm} = L_m (di_{Lm} / dt)$ ในช่วง T_{ON} จะเห็นได้ว่าถ้า di_{Lm} มีค่ามาก ค่า L_m จะมีค่าน้อย เมื่อ $v_{Lm} dt = L_m di_m = V_I T_{ON} = \overline{V_I} T_{ON} = \overline{V_I} T_{ON}$ ซึ่งเป็นเงื่อนไขในการออกแบบในทางกลับกันถ้า di_{Lm} มีค่าน้อย ค่า L_m จะมีค่ามาก ดังนั้น จากสมการที่ (4.23) จะได้ค่า di_{Lm} แบ่งเป็น 2 กรณี ดังสมการที่ (4.24) และ (4.25)

$$di_P = di_{Lm} = \left(\frac{P_o - \eta \bar{V}_I I_o}{\eta \bar{V}_I \bar{T}_{ON}} \right) \times 2T \quad (4.24)$$

$$di_P = di_{Lm} = \left(\frac{P_o - \eta \bar{V}_I I_o}{\eta \bar{V}_I \bar{T}_{ON}} \right) \times 2T \quad (4.25)$$

สมการที่ (4.24) คือ กรณีที่จ่ายโหลดต่ำสุดพร้อมกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าสูงสุด \bar{V}_I ส่วนสมการที่ (4.25) คือ กรณีที่จ่ายโหลดต่ำสุดพร้อมกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้ามีค่าต่ำสุด \underline{V}_I โดยที่พจน์ล่างของสมการทั้งสอง $\bar{V}_I \bar{T}_{ON} = \underline{V}_I \bar{T}_{ON}$ มีค่าเท่ากันจึงแทนด้วย $\bar{V}_I \bar{T}_{ON}$ เหมือนกัน จาก $v_{Lm} = L_m (di_{Lm} / dt)$ เมื่อแทนค่าด้วย $L_{boundary} = [(V_I - V_{SW(ON)}) \bar{T}_{ON}] / di_{Lm}$ โดยที่ $V_{SW(ON)}$ คือ ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ในขณะที่นำกระแสไฟฟ้า จะหาค่า $L_{boundary}$ จากสมการที่ (4.24) และ (4.25) ได้ 2 ค่า และจะเลือก $L_{boundary}$ ที่มีค่ามาก ซึ่งจะครอบคลุมทุกกรณีที่ใช้งานดังเหตุผลที่กล่าวไปแล้ว ดังนั้นจากสมการที่ (4.24) เมื่อคิดค่า $V_{SW(ON)} \approx 1 \text{ V}$ จะได้

$$L_{CCM} \geq L_{boundary} \approx \frac{\eta \bar{V}_I (V_I - V_{SW(ON)}) (\bar{T}_{ON})^2}{2T (P_o - \eta \bar{V}_I I_o)} \approx \frac{\eta \bar{V}_I (V_I - 1) (\bar{T}_{ON})^2}{2T (P_o - \eta \bar{V}_I I_o)} \quad (4.26)$$

จากพิกัดเป้าหมายที่จะออกแบบในตารางที่ 4.1 เมื่อประมาณค่า $\eta \approx 0.85$ จะสามารถหาค่า $L_{boundary}$ และควรเลือกค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องหรือในกรณีนี้ก็คือความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิเมื่อไม่คิดเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล ให้มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ $L_{boundary}$ ดังสมการที่ (4.26) เพื่อให้วงจรทำงานในโหมด CCM

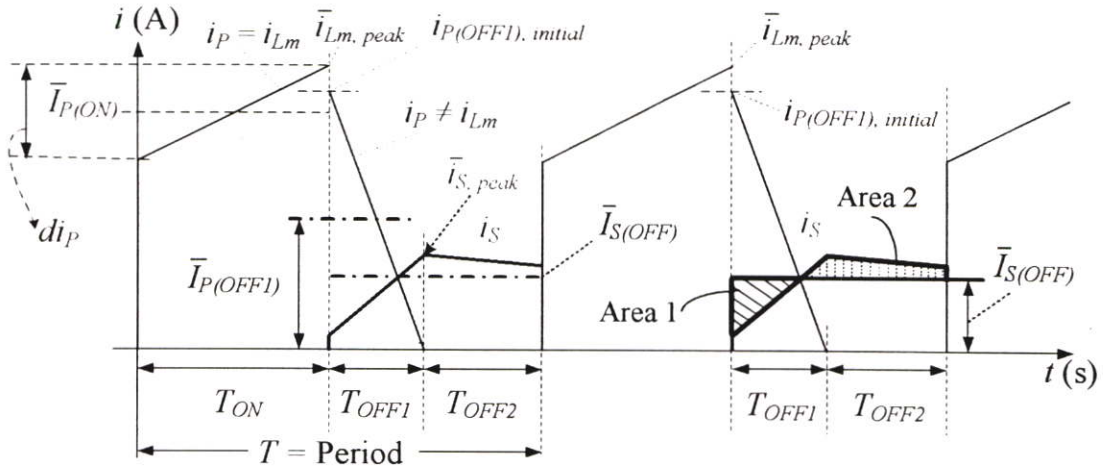
ขั้นที่ 6. การคำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กสูงสุด ($\bar{i}_{Lm, peak}$) และค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิ ($\bar{I}_{P, rms}$) และทุติยภูมิ ($\bar{I}_{S, rms}$)

ในขั้นนี้จะหาค่า $\bar{i}_{Lm, peak}$, $\bar{I}_{P, rms}$ และ $\bar{I}_{S, rms}$ ซึ่งความหมายของสัญลักษณ์ต่างๆ ได้กำหนดในเงื่อนไขการออกแบบชัดเจนแล้ว ค่า $\bar{I}_{P, rms}$ และ $\bar{I}_{S, rms}$ มีความสำคัญในการนำไปใช้ออกแบบขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ซึ่งค่าต่างๆ คำนวณได้โดยอ้างอิงกับรูปที่ 4.6 และจากรูปจะได้รับความสัมพันธ์ของ $\bar{i}_{Lm, peak}$, $\bar{I}_{P(ON)}$ และ di_P ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง ดังนี้

$$\bar{i}_{Lm, peak} = \bar{I}_{P(ON)} + \frac{di_P}{2} \quad (4.27)$$

จาก $v_{Lm} = L_m (di_{Lm} / dt)$ จะได้ค่า di_P ซึ่งจะมีค่าคงที่ที่ L_m ค่าหนึ่ง เนื่องจาก $v_{Lm} dt = V_I T_{ON}$ มีค่าคงที่ ดังนั้น ในโหมด CCM เมื่อเลือกค่า L_m โดยให้ค่า $L_{CCM} > L_{boundary}$ จะ

ทำให้ค่า di_p จริงที่คำนวณจาก L_{CCM} ที่เลือกใช้งานจริง มีค่าลดลงน้อยกว่า di_p ของ $L_{boundary}$ อย่างไรก็ตามการหาค่า $\bar{i}_{Lm, peak}$ จะใช้ค่า di_p ของ $L_{boundary}$ มาคำนวณในขั้นนี้ ซึ่งจะทำให้ค่า di_p ที่คำนวณได้สูงกว่าค่าจริง แต่ที่เลือกคำนวณจาก $L_{boundary}$ เนื่องจากไม่ต้องแทนค่าใหม่ให้ซับซ้อน และค่า $\bar{i}_{Lm, peak}$ ที่ได้จะสูงกว่าค่าจริง ทำให้ช่วยเพิ่มความปลอดภัยในการเลือกขดลวด ด้วยเพราะ $\bar{i}_{Lm, peak}$ จะนำไปใช้คำนวณค่า $\bar{I}_{P, rms}$ และ $\bar{I}_{S, rms}$ เพื่อออกแบบขดลวด ดังนั้นไม่ควรจะเลือกค่า L_{CCM} สูงกว่า $L_{boundary}$ มากนักเพราะจะทำให้ขดลวดมีขนาดใหญ่เกิน



รูปที่ 4.6 รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง

นอกจากค่า di_p แล้วจะหาค่า $\bar{I}_{P(ON)}$ เพื่อหาค่า $\bar{i}_{Lm, peak}$ ซึ่งจะเกิดขึ้นในกรณีจ่ายโหลดสูงสุด (\bar{I}_o) จึงต้องเพิ่มกระแสไฟฟ้าด้านเข้าทำให้แกนความถี่สูงต้องมีการเก็บพลังงานมากขึ้น ส่งผลให้ค่า $\bar{I}_{P(ON)}$ มีค่าสูงสุดเพื่อจ่ายโหลดมากขึ้น จากสมการที่ (4.22) ซึ่งเป็นสมการที่ใช้ได้ทั้งโหมด CCM และ DCM จะได้ $\bar{I}_{P(ON)}$

$$\bar{I}_{P(ON)} = \frac{(\bar{P}_o - \eta V_1 \bar{I}_o) T}{\eta V_1 \bar{T}_{ON}} \quad (4.28)$$

ดังนั้น จากสมการ (4.27) และ (4.28) แทนค่าสมการต่างๆ ในสภาวะโหลดสูงสุด โดยที่ di_p มีค่าคงที่และหาได้จากสมการที่ (4.24) จะแก้สมการหาค่ากระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กสูงสุดได้ดังสมการที่ (4.29)

$$\bar{i}_{Lm, peak} = \frac{T}{\eta V_1 \bar{T}_{ON}} (\bar{P}_o + \underline{P}_o - \eta V_1 \bar{I}_o - \eta \bar{V}_1 \underline{I}_o) \quad (4.29)$$

เมื่อได้ค่า $\bar{i}_{Lm, peak}$ จะนำมาใช้หาค่า $\bar{I}_{P, rms}$ และ $\bar{I}_{S, rms}$ ได้ดังต่อไปนี้

จากรูปที่ 4.6 เมื่อ $\bar{I}_{P(ON)}$ คือ ค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยสูงสุดเฉพาะช่วง T_{ON} ในขดลวดปฐมภูมิและ $\bar{I}_{P(OFF1)}$ คือ ค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยสูงสุดเฉพาะช่วง T_{OFF1} ในขดลวดปฐมภูมิ จะได้ค่า $\bar{I}_{P, rms}$ ดังสมการที่ (4.30)

$$\bar{I}_{P, rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^T i_P^2 dt \right)} \approx \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{T_{ON}} (\bar{I}_{P(ON)})^2 dt \right) + \frac{1}{T} \left(\int_{T_{ON}}^{T_{ON}+T_{OFF1}} (\bar{I}_{P(OFF1)})^2 dt \right)} \quad (4.30)$$

ค่า $\bar{I}_{P(ON)}$ ทราบค่าแล้วจากสมการที่ (4.28) ในขณะที่ $I_{P(OFF1)}$ เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.6 ในกรณีโหลดใดๆ จะได้

$$I_{P(OFF1)} = (i_{P(OFF1), initial}) / 2 \quad (4.31)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (4.18) แทนค่า $i_{P(OFF1), initial}$ ลงในสมการที่ (4.31) จะได้

$$I_{P(OFF1)} = (I_o T) / T_{OFF1} \quad (4.32)$$

แทนค่า T_{OFF1} จากสมการที่ (4.32) เมื่อจ่ายโหลดสูงสุด ในสมการที่ (4.30) จะได้

$$\bar{I}_{P, rms} = \sqrt{\left(\frac{\bar{I}_{ON}}{T} \right) (\bar{I}_{P(ON)})^2 + (\bar{I}_o) (\bar{I}_{P(OFF1)})} \quad (4.33)$$

จากสมการที่ (4.31) ค่า $i_{P(OFF1), initial}$ เป็นค่าที่ขึ้นอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลซึ่งยากที่จะคำนวณได้ แต่เนื่องจาก $i_{P(OFF1), initial}$ จะมีค่าต่ำกว่า $i_{Lm, peak}$ เล็กน้อย ดังนั้น ในกรณีโหลดสูงสุด สามารถประมาณใช้ค่า $\bar{i}_{Lm, peak}$ แทนค่า $\bar{i}_{P(OFF1), initial}$ ซึ่งจะทำให้ค่า $\bar{I}_{P, rms}$ ที่ได้จากสมการที่ (4.33) สูงกว่าค่าจริงที่คำนวณจาก $\bar{i}_{P(OFF1), initial}$ เล็กน้อย แต่ก็ยังเป็นผลดีในแง่ของความปลอดภัยที่เพิ่มขึ้นและลดความยุ่งยากในการประมาณค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล ดังนั้นจาก สมการที่ (4.29), (4.31) และ (4.33) โดยการแทนค่า $\bar{i}_{P(OFF1), initial}$ ด้วย $\bar{i}_{Lm, peak}$ จะได้ค่า $\bar{I}_{P, rms}$ ดังสมการที่ (4.34)

$$\bar{I}_{P, rms} = \sqrt{\left(\frac{T}{\bar{T}_{ON}} \right) \left(\frac{\bar{P}_o - \eta V_L \bar{I}_o}{\eta V_L} \right)^2 + \frac{1}{2} (\bar{I}_o) (\bar{i}_{Lm, peak})} \quad (4.34)$$

จากรูปที่ 4.6 เมื่อพื้นที่ที่ที่แลงเงา ใน Area 1 และ Area 2 มีค่าเท่ากัน ดังนั้นค่า $\bar{I}_{S(OFF)}$ หมายถึง ค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยสูงสุดเฉพาะช่วง $T_{OFF} = T - T_{ON}$ ของขดลวดทุติยภูมิ จะหาค่า $\bar{I}_{S, rms}$ ได้จากสมการที่ (4.35)

$$\bar{I}_{S, rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^T i_s^2 dt \right)} \approx \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_{T_{ON}}^{T_{ON}+T_{OFF}} (\bar{I}_{S(OFF)})^2 dt \right)} = \sqrt{\left(\frac{T - T_{ON}}{T} \right) (\bar{I}_{S(OFF)})^2} \quad (4.35)$$

ค่า $I_{S(OFF)}$ ที่สภาวะโหลดใดๆ จะหาได้โดยใช้หลักสมมูลของประจุไฟฟ้าในตัวเก็บประจุด้านทุติยภูมิ C_S ดังสมการที่ (4.36)

$$|\Delta Q_{C_S}|_{Charge} = |\Delta Q_{C_S}|_{Discharge} \quad (4.36)$$

เมื่อ $|\Delta Q_{C_S}|_{Charge}$ คือ ปริมาณประจุที่อัดให้กับ C_S
 $|\Delta Q_{C_S}|_{Discharge}$ คือ ปริมาณประจุที่คายออกจาก C_S

ช่วง $T_{OFF} = T - T_{ON}$ คือช่วงที่มีกระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิไหลผ่าน C_S และอัดประจุให้กับ C_S ซึ่งช่วงนี้ C_S จะมีทั้งการอัดประจุพร้อมๆ กับการคายประจุเพื่อจ่ายโหลด ดังสมการที่ (4.37) ในขณะที่ ช่วงเวลาที่เหลือ (T_{ON}) C_S จะคายประจุเพื่อจ่ายโหลดเท่านั้น ดังสมการที่ (4.38)

$$|\Delta Q_{C_S}|_{Charge} = (I_{S(OFF)} \times T_{OFF}) - (I_o \times T_{OFF}) = (I_{S(OFF)} - I_o)(T - T_{ON}) \quad (4.37)$$

$$|\Delta Q_{C_S}|_{Discharge} = I_o \times T_{ON} \quad (4.38)$$

จากสมการที่ (4.36) - (4.38) จะได้ $I_{S(OFF)}$ ที่ค่าโหลดใดๆ ดังสมการที่ (4.39)

$$I_{S(OFF)} = \frac{I_o T}{T - T_{ON}} \quad (4.39)$$

จากสมการที่ (4.35) และ (4.39) แทนค่า $\bar{I}_{S(OFF)}$ ที่โหลดสูงสุดจะได้ค่า $\bar{I}_{S, rms}$ ดังนี้

$$\bar{I}_{S, rms} = \bar{I}_o \sqrt{\left(\frac{T}{T - T_{ON}} \right)} = \bar{I}_o \sqrt{\left(\frac{1}{1 - D} \right)} \quad (4.40)$$

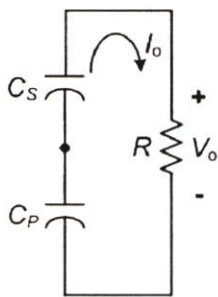
ค่า $\bar{I}_{P, rms}$ และ $\bar{I}_{S, rms}$ ที่ได้จะใช้ในการออกแบบขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิในวงจรแม่เหล็กต่อไป ซึ่งค่าสูงสุดของกระแสไฟฟ้าทั้งสองที่ใช้ในงานวิจัยนี้ จะคำนวณจากสมการต่างๆ ด้วยฟังก์ชันที่ต้องการออกแบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB และจะแสดงผลในหัวข้อที่ 4.4

ขั้นที่ 7. การออกแบบตัวเก็บประจุทางด้านโหลด

การออกแบบขั้นที่ 2-6 จะใช้วงจรแบบทั่วไปในการออกแบบ อย่างไรก็ตาม ค่าต่างๆ ที่คำนวณได้จากขั้นที่ 2-6 สามารถนำมาใช้กับวงจรที่นำเสนอได้เกือบทั้งหมด ทั้งค่า $\bar{V}_{SW, max}$, \bar{T}_{ON} / T , $\bar{I}_{Lm, peak}$, L_{CCM} , $\bar{I}_{P, rms}$ และ $\bar{I}_{S, rms}$ ด้วยเหตุผลที่กล่าวไว้ตอนต้นของบท ยกเว้นลักษณะการพันขดลวด ซึ่งจะกล่าวถึงในส่วนการออกแบบวงจรแม่เหล็ก ส่วนในขั้นที่ 7 นี้ เนื่องจากในวงจรแบบทั่วไปมีลักษณะของตัวเก็บประจุสองตัวอนุกรมกัน ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอจะมีตัวเก็บประจุสามตัวต่ออนุกรมกัน ทำให้การออกแบบแตกต่างกันซึ่งจะแบ่งการออกแบบได้ 2 ส่วนดังต่อไปนี้

(ก) ออกแบบค่า C_P และ C_S ของวงจรแบบทั่วไป

ในการออกแบบค่าความจุไฟฟ้าด้านออกจะเริ่มต้นจากการกำหนดค่าแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกสูงสุดที่ยอมรับได้ก่อน ซึ่งถือเป็นเป้าหมายในการออกแบบในขั้นนี้ โดยในงานวิจัยนี้ต้องการออกแบบโดยให้แรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกมีค่าไม่เกิน 0.5 % ของแรงดันไฟฟ้าด้านออก ดังนั้นเมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่า 100 โวลต์ จะได้เป้าหมายในการออกแบบคือแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกมีค่าไม่เกิน 0.5 โวลต์ และจะออกแบบค่าความจุไฟฟ้ารวมได้โดยพิจารณาวงจรในช่วง T_{ON} ซึ่งตัวเก็บประจุ C_P และ C_S ในช่วงนี้จะคายประจุให้กับโหลดในสถานะที่ต่ออนุกรมกันเนื่องจากช่วงนี้ไดโอดทุกตัวในวงจรไบอัสย้อนกลับ ดังรูปที่ 4.7 (ก)



(ก) ตัวเก็บประจุต่ออนุกรมในช่วง
สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า (T_{ON})



(ข) ความต้านทานและความเหนี่ยวนำแฝง
ของตัวเก็บประจุ

รูปที่ 4.7 การออกแบบตัวเก็บประจุสำหรับวงจรแบบทั่วไป

ค่าความจุไฟฟ้ารวมเนื่องจากตัวเก็บประจุทั้งสองต่ออนุกรมกันมีค่าดังสมการที่ (4.41) และประจุที่คายออกมาในช่วง T_{ON} ดังสมการที่ (4.42)

$$C_{Total} = \frac{C_P C_S}{C_P + C_S} \quad (4.41)$$

$$\Delta Q = C_{Total} \Delta V_o = I_o T_{ON} = V_o T_{ON} / R \quad (4.42)$$

เมื่อ ΔQ คือ ปริมาณประจุที่คายออกมาในช่วง T_{ON}
 ΔV_o คือ แรงดันไฟฟ้าริบเบิล (Ripple Voltage)

จากสมการที่ (4.41) และ (4.42) เมื่อไม่คิดผลของความต้านทานและค่าความเหนี่ยวนำอนุกรมเสมือนภายในตัวเก็บประจุแต่ละตัวเพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณ และแทนค่าต่างๆ ที่โหลดสูงสุด จะได้ค่าความจุไฟฟ้ารวมและเงื่อนไขที่ใช้เลือกค่าความจุไฟฟ้ารวม ดังสมการที่ (4.43)

$$C_{Total_selected} \geq C_{Total} = \frac{C_P C_S}{C_P + C_S} = \frac{T_{ON}}{R(\Delta V_o / V_o)} = \frac{DT}{R(\Delta V_o / V_o)} \quad (4.43)$$

เมื่อ $C_{Total_selected}$ คือ ค่าความจุไฟฟ้ารวมที่เลือกใช้งาน ซึ่งจะต้องมีค่ามากกว่า C_{Total} ที่คำนวณได้ดังสมการที่ (4.43) เพื่อให้ค่า $\Delta V_o / V_o$ (Ripple Factor) มีค่าต่ำๆ

จากสมการที่ (4.43) เป็นการคำนวณอย่างง่ายซึ่งไม่ได้นำผลขององค์ประกอบแฝงของตัวเก็บประจุมาพิจารณา และแม้ว่าจะสามารถคำนวณและเลือกค่าความจุไฟฟ้ารวมได้ แต่จากการคำนวณที่ผ่านมายังไม่เพียงพอต่อการเลือกค่า C_P และ C_S ที่สมเหตุสมผล ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำผลขององค์ประกอบแฝงของตัวเก็บประจุมาช่วยคำนวณค่า C_P และ C_S ซึ่งองค์ประกอบดังกล่าวดังรูปที่ 4.7 (ข) ได้แก่ ค่าความต้านทานอนุกรมเสมือนภายในตัวเก็บประจุ (Equivalent Series Resistance (ESR) หรือ R_{ESR}) และค่าความเหนี่ยวนำอนุกรมเสมือนภายในตัวเก็บประจุ (Equivalent Series Inductance (ESL) หรือ L_{ESR}) ซึ่งจากประสบการณ์ของ Abraham I. Pressman ผู้เชี่ยวชาญท่านหนึ่งทางด้านแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่มีการสวิตซ์ซึ่งได้กล่าวไว้ในหนังสือของเขาใน [33] ว่า ที่ความถี่ต่ำกว่า 300 kHz สามารถที่จะละเลยไม่นำผลของ ESL มาคิดได้ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะไม่คิดค่า ESL เนื่องจากใช้งานที่ความถี่สวิตซ์ 40 kHz เท่านั้น ในขณะที่ผลของ ESR จะพิจารณาในช่วง T_{OFF1} ดังในรูปที่ 4.6 ซึ่งจะมีกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิไหลไปอัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_P และจากผลของ ESR ของตัวเก็บประจุ C_P จะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าริบเบิลเนื่องจากกระแสไฟฟ้าริบเบิลในช่วงเวลาดังกล่าว ซึ่งคำนวณได้ดังนี้

$$\Delta \bar{V}_{r_Cp} = R_{ESR} \times \bar{I}_{P(OFF1),\ initial} \approx R_{ESR} \times \bar{i}_{Lm, peak} \quad (4.44)$$

เมื่อ $\Delta \bar{V}_{r_Cp}$ คือ แรงดันไฟฟ้าริบเบิลที่เกิดจาก R_{ESR} ของ C_P ในช่วง T_{OFF1}

จากสมการที่ (4.44) กระแสไฟฟ้ารีปเปิ้ลก็คือ $\bar{I}_{P(OFF), initial}$ และจะประมาณค่าเป็น $\bar{i}_{Lm, peak}$ เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณและทราบค่าแล้วจากสมการที่ (4.29) หาร่างที่ค่า R_{ESR} จะหาได้จากคู่มือที่ผู้ผลิตได้ทดสอบไว้ ซึ่งจากประสบการณ์ของ Abraham I. Pressman ใน [33] ได้กล่าวไว้ว่า ในการเลือกตัวเก็บประจุค่า R_{ESR} มีความจำเป็นที่จะต้องทราบค่าเนื่องมีผลต่อแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลแต่ก็ค่อนข้างจะหาได้ยาก หาร่างที่ดีจากการตรวจสอบจากคู่มือการขายของผู้ผลิตหลายๆ แห่ง สำหรับตัวเก็บประจุประเภทอะลูมิเนียม อิเล็กโทรไลติก (Aluminum Electrolytic Capacitor) โดย Abraham I. Pressman สรุปได้ว่า ผลคูณของค่าความจุไฟฟ้ากับค่า R_{ESR} หรือ $R_{ESR}C$ สำหรับตัวเก็บประจุประเภทนี้มีแนวโน้มคงที่ในช่วง $50 \times 10^{-6} \Omega \cdot F$ ถึง $80 \times 10^{-6} \Omega \cdot F$ ดังนั้นถ้าใช้ค่าเฉลี่ยของช่วงดังกล่าวมาใช้กับตัวเก็บประจุ C_P จะได้ว่า

$$R_{ESR}C_P \approx 65 \times 10^{-6} \quad (4.45)$$

และจากสมการที่ (4.44) และ (4.45) จะคำนวณค่า C_P ได้ดังสมการที่ (4.46)

$$C_{P_selected} > C_P \approx \frac{65 \times 10^{-6} \times \bar{i}_{Lm, peak}}{(\Delta \bar{V}_{rr_Cp})} \quad (4.46)$$

เมื่อ $C_{P_selected}$ คือ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_P ที่เลือกใช้งานจริง

โดยที่ค่า $\Delta \bar{V}_{rr_Cp}$ ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกออกแบบให้ $\Delta \bar{V}_{rr_Cp}$ มีค่าไม่เกินเป็น 0.3 % ของค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออก และในกรณีของตัวเก็บประจุ C_S เลือกออกแบบให้มีค่าแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกที่เกิดจาก R_{ESR} ภายในตัวเก็บประจุ C_S มีค่าไม่เกิน 0.2 % เนื่องจากเมื่อพิจารณารูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้ารีปเปิ้ลของขดลวดทุติยภูมิมีค่าต่ำกว่าด้านปฐมภูมิมากดังนั้นแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลที่เกิดขึ้นเนื่องจาก R_{ESR} ก็น่าจะต่ำกว่าจึงประมาณค่าไว้ที่ 0.2 % และใช้หลักการเช่นเดียวกับตัวเก็บประจุ C_P แรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลที่เกิดขึ้นกับตัวเก็บประจุ C_S จะประมาณค่าได้ดังสมการที่ (4.47) และจะเลือกค่า C_S ด้วยเงื่อนไขดังสมการที่ 4.48

$$\Delta \bar{V}_{rr_Cs} = R_{ESR} \times \bar{i}_{S, peak} \approx R_{ESR} \times \bar{I}_{S(OFF)} \quad (4.47)$$

$$C_{S_selected} > C_S \approx \frac{65 \times 10^{-6} \times \bar{I}_{S(OFF)}}{(\Delta \bar{V}_{rr_Cs})} \quad (4.48)$$

เมื่อ $\Delta \bar{V}_{rr_Cs}$ คือ แรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลที่เกิดจาก R_{ESR} ของ C_S ในช่วง T_{OFF}

\bar{i}_S คือ กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิสูงสุดดังรูปที่ 4.6

$C_{S_selected}$ คือ ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_S ที่เลือกใช้งานจริง

ค่า C_S ที่ได้จากสมการที่ (4.47) และ (4.48) เป็นการประมาณค่าจาก $\bar{I}_{S(OFF)}$ ซึ่งทราบค่าแล้วจากสมการที่ (4.39) โดยแทนค่าที่สภาวะโหลดสูงสุด เนื่องจากค่า $\bar{I}_{S(OFF)}$ จะต่ำกว่าค่า $\bar{I}_{S, peak}$ เล็กน้อยดังรูปที่ 4.6 แต่เนื่องจากการคำนวณค่า $\bar{I}_{S, peak}$ ที่ถูกต้องหรือใกล้เคียงนั้นทำได้ยาก จึงใช้ค่า $\bar{I}_{S(OFF)}$ แทนเพื่อลดความยุ่งยากซับซ้อนในการออกแบบ

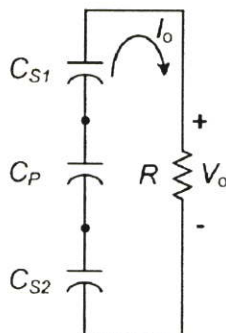
จากสมการที่ (4.46) และ (4.48) จะคำนวณค่า C_P และ C_S ได้เป็น $1,600 \mu F$ และ $391.14 \mu F$ ตามลำดับ ดังนั้น ได้เลือกค่า $C_{P_selected} = 2200 \mu F$ และ $C_{S_selected} = 470 \mu F$ ซึ่งเป็นค่าที่มีอยู่จริงตามท้องตลาด อย่างไรก็ตาม ค่า $C_{P_selected}$ และ $C_{S_selected}$ ที่ใช้งานจริงเมื่อนำมาคำนวณหาค่าความจุไฟฟ้ารวมที่ใช้งานจริงในช่วงสวิตช์นำกระแสไฟฟ้าจะได้ดังสมการที่ (4.49)

$$C_{Total_selected} = \frac{C_{P_selected} C_{S_selected}}{C_{P_selected} + C_{S_selected}} \quad (4.49)$$

เมื่อแทนค่าต่างๆ ในสมการที่ (4.49) แล้วจะคำนวณค่า $C_{Total_selected}$ ได้เป็น $387.27 \mu F$ ค่าดังกล่าวจะเป็นไปตามเงื่อนไขในสมการที่ (4.46) และ (4.48) ซึ่งในช่วง T_{OFF} แรงดันไฟฟฟาริปเป็ลจากกระแสไฟฟฟาริปเป็ลด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิจะถูกจัดการด้วยตัวเก็บประจุ $C_{P_selected}$ และ $C_{S_selected}$ ให้เป็นไปตามค่าที่ทำการออกแบบ ดังนั้นผลรวมของแรงดันไฟฟฟาริปเป็ลจะมีค่าไม่เกิน 0.5 % ของแรงดันไฟฟฟา์ด้านออก หรือ 0.5 โวลต์ และจะคำนวณค่าตัวเก็บประจุต่ำสุดหรือ $C_{Total, min}$ ที่เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าวได้จากค่า C_P และ C_S จากสมการที่ (4.46) และ (4.48) ในขณะที่ค่า C_{Total} ที่คำนวณจากสมการที่ (4.43) ซึ่งไม่ได้นำผลของ ESR มาคิด จะคำนวณค่าความจุไฟฟ้ารวมได้ต่ำกว่า $C_{Total, min}$ ซึ่งเมื่อแทนค่าต่างๆ แล้วจะได้ $C_{Total} \approx 14.64 \mu F$ ในขณะที่ $C_{Total, min} \approx 313.39 \mu F$ โดยสรุปได้ว่าผลของ ESR มีความสำคัญและไม่ควรละเลย

(ข) ออกแบบค่า C_P , C_{S1} และ C_{S2} ของวงจรแบบที่นำเสนอ

สำหรับการออกแบบตัวเก็บประจุด้านโหลดของวงจรที่นำเสนอ ก็จะใช้เป้าหมายในการออกแบบต่างๆ เหมือนกับวงจรแบบทั่วไป คือ แรงดันไฟฟฟาริปเป็ลด้านออกมีค่าไม่เกิน 0.5 % หรือ 0.5 โวลต์ และเนื่องจากกระแสไฟฟฟา์ที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของวงจรแบบที่นำเสนอยังคงมีรูปคลื่นเหมือนกับวงจรแบบทั่วไปดังรูปที่ 4.6 รวมทั้งกระแสไฟฟฟา์ในขดลวดทุติยภูมิทั้งสองจะมีขนาดเท่ากับวงจรแบบทั่วไปด้วยเช่นกัน ด้วยเหตุผลที่กล่าวไปแล้วในตอนต้นของบทนี้และการวิเคราะห์วงจรในบทที่ 3 ดังนั้น เมื่อใช้หลักการเดียวกับวงจรแบบทั่วไปก็จะคำนวณค่าตัวเก็บประจุด้านโหลดได้เป็น $C_{P_selected} = 2,200 \mu F$ เท่ากับวงจรแบบทั่วไป จึงไม่แสดงรายละเอียดการคำนวณซ้ำ ในขณะที่ในช่วงสวิตช์นำกระแสไฟฟฟา์ใดโอดทุกตัวในวงจรจะไบอัสย้อนกลับ ทำให้ในสภาวะนี้ตัวเก็บประจุด้านโหลดทั้งสามตัวจะต่ออนุกรมกันและคายพลังงานให้กับโหลด ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 การออกแบบตัวเก็บประจุสำหรับวงจรแบบที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.8 จะคำนวณค่าความจุไฟฟ้ารวมของวงจรที่นำเสนอในช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าได้ตั้งสมการที่ (4.50)

$$C_{Total} = \frac{C_P C_{S1} C_{S2}}{C_P C_{S1} + C_P C_{S2} + C_{S1} C_{S2}} \quad (4.50)$$

จากสมการที่ (4.50) เนื่องจากวงจรที่นำเสนอมีกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฏิกิริยาทั้งสองที่เท่ากันและมีลักษณะเหมือนกันดังนั้น จะเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_{S1} และ C_{S2} ดังนี้

$$C_{S_proposed} = C_{S1} = C_{S2} = 2C_S \quad (4.51)$$

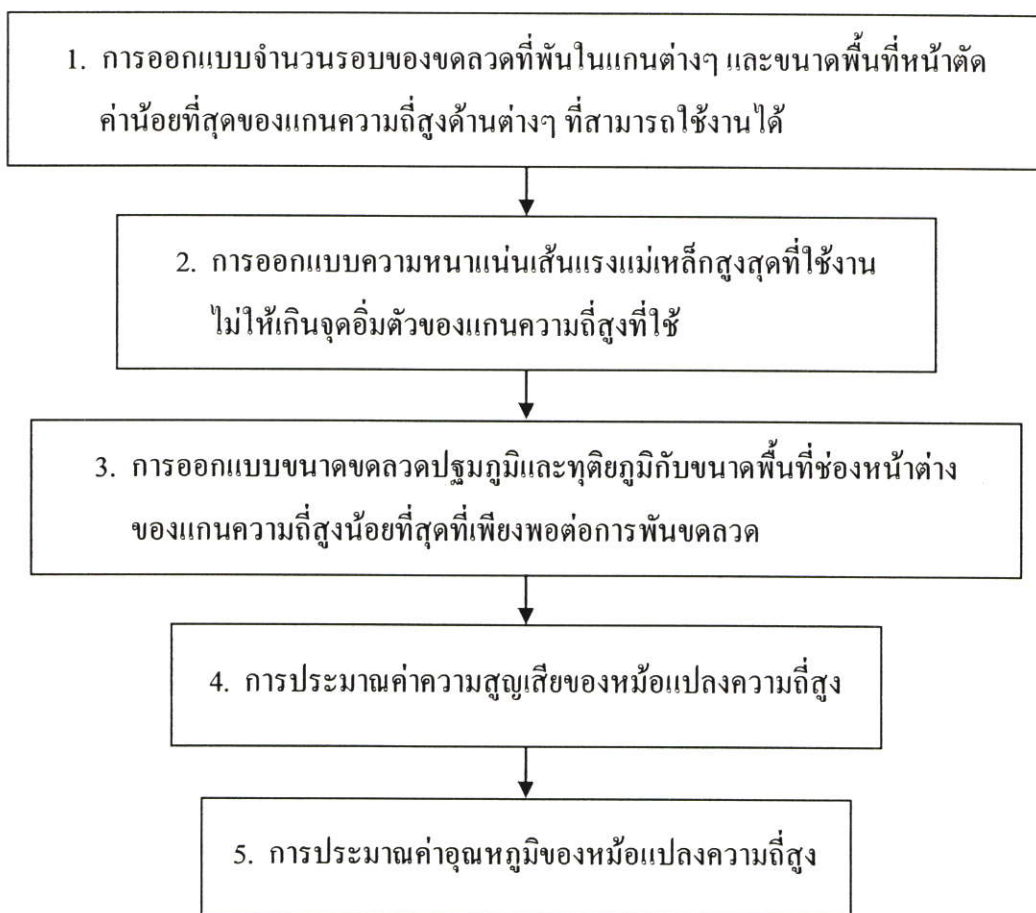
เมื่อ $C_{S_proposed}$ คือ ค่าตัวเก็บประจุด้านโหนดของ C_{S1} และ C_{S2} ที่มีค่าเท่ากัน
 $2C_S$ คือ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรแบบทั่วไป 2 ตัวต่อขนานกัน

สมการที่ (4.51) อธิบายได้ว่า เนื่องจากการทดลองในงานวิจัยนี้มีการเปรียบเทียบระหว่างวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอในประเด็นต่างๆ ดังนั้น ในการออกแบบตัวเก็บประจุด้านโหนดจะใช้หลักการออกแบบให้ค่าความจุไฟฟ้ารวมของทั้งสองวงจรมีค่าเท่ากัน และจากการออกแบบวงจรแบบทั่วไปจะได้ค่า $C_{Total_selected} = 387.27 \mu F$ ซึ่งได้มาจากตัวเก็บประจุ C_P และ C_S ของวงจรแบบทั่วไปต่ออนุกรมกัน ดังนั้น เพื่อให้ได้ค่าความจุไฟฟ้ารวมของวงจรที่นำเสนอมีค่าเท่ากับวงจรแบบทั่วไป ในงานวิจัยนี้จะใช้ตัวเก็บประจุ C_S ของวงจรแบบทั่วไป 2 ตัวต่อขนานกันดังสมการที่ (4.51) ซึ่งเมื่อแทนค่าในสมการที่ (4.50) ก็จะได้ค่าความจุไฟฟ้ารวมเท่ากับวงจรแบบทั่วไป

การออกแบบวงจรไฟฟ้าตั้งแต่ขั้นที่ 1 ถึง 7 จะใช้สมการต่างๆ มาคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ 4.4 และสมการสำคัญต่างๆ จะนำไปใช้ออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงชนิดรวมแกนในหัวข้อที่ 4.2

4.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงโดยใช้เทคนิคการรวมแกนความถี่สูง

ในส่วนนี้จะนำสมการต่างๆ ที่ได้จากการวิเคราะห์ในบทที่ 3 และที่ได้จากการออกแบบวงจรไฟฟ้าในหัวข้อที่ 4.1 มาทำการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงชนิดรวมแกนของวงจรที่นำเสนอ ในขณะที่หม้อแปลงความถี่สูงของวงจรแบบทั่วไปจะไม่กล่าวถึงรายละเอียดในการออกแบบเนื่องจากเป็นลักษณะแบบทั่วไป คือ จะพันขดลวดปฐมภูมิบนแกนกลางและพันขดลวดทุติยภูมิที่ขดลวดปฐมภูมิบนแกนกลาง โดยกระบวนการออกแบบด้วยเทคนิคการรวมแกนความถี่สูง ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ ดังในรูปที่มีทั้งหมด 5 ขั้นตอน ดังแผนภูมิรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 กระบวนการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงชนิดรวมแกน

การออกแบบตามกระบวนการออกแบบดังรูปที่ 4.9 ในงานวิจัยนี้ จะเริ่มต้นจากการเลือกแกนความถี่สูงที่ทราบข้อมูลสำคัญในการออกแบบต่างๆ แล้วนำมาออกแบบตามขั้นตอนที่ 1 ถึง 5 ซึ่งการเลือกแกนดังกล่าวใช้วิธีการสุ่มเลือกแกนความถี่สูงที่สามารถหาได้ตามท้องตลาด ดังนั้นจึงขึ้นอยู่กับประสบการณ์ของผู้ออกแบบที่จะประหยัดเวลาในการออกแบบได้ เนื่องจากเมื่อเลือกแกนความถี่สูงแล้วจะต้องนำมาตรวจสอบตามกระบวนการออกแบบทั้งหมดว่าใช้ได้หรือไม่ ถ้าไม่ได้ก็จะต้องสุ่มเลือกใหม่ โดยขั้นตอนการออกแบบต่างๆ มีดังต่อไปนี้

ขั้นที่ 1. การออกแบบจำนวนรอบของขดลวดที่พันในแกนต่างๆ และขนาดพื้นที่หน้าตัด
ค่าน้อยที่สุดของแกนความถี่สูง ด้านต่างๆ ที่สามารถใช้งานได้

(ก) การออกแบบจำนวนรอบของขดลวด

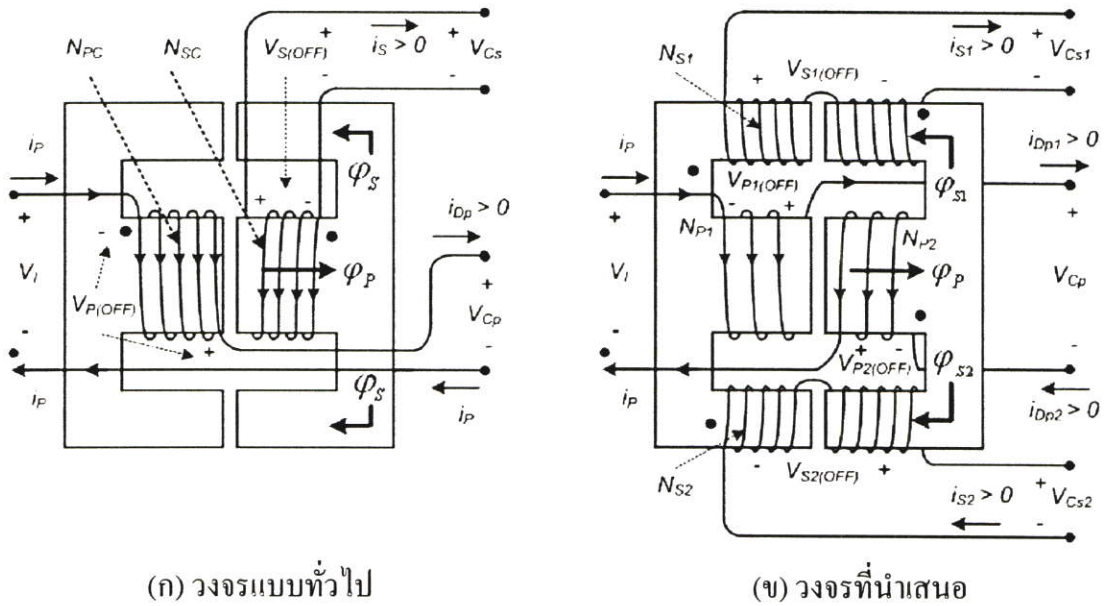
จากสมการที่ (4.26) ทำให้ทราบค่า $L_{CCM} \geq L_{boundary}$ ซึ่งเป็นค่าความเหนี่ยวนำทำ
แม่เหล็กที่วงจรยังทำงานในโหมด CCM ดังนั้นถ้า $L_{P_selected}$ คือ ค่า L_{CCM} ที่ผู้ออกแบบเลือกใ
งานจริงจะสามารถคำนวณจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิได้ดังนี้

$$N_{P_Total} = \sqrt{L_{P_selected} / AL_Value} \quad (4.52)$$

เมื่อ N_{P_Total} คือ จำนวนรอบรวมของขดลวดปฐมภูมิที่ทำให้เกิดค่า $L_{P_selected}$ โดย
กรณีของวงจรแบบทั่วไป $N_{P_Total} = N_{PC}$ ในขณะที่กรณีของ
วงจรที่นำเสนอ $N_{P_Total} = 2N_P$ เมื่อ $N_P = N_{P1} = N_{P2}$
โดยที่ N_{P_Total} ที่ได้ถ้าเป็นเศษส่วนหรือจำนวนคี่ให้ปัดขึ้นเป็น
จำนวนคู่

AL_Value คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่ได้ต่อกำลังสองของจำนวนรอบที่ทำการพัน
ซึ่งเป็นข้อมูลแกนที่ผู้ผลิตโดยส่วนมากจะให้มา

ค่า N_{P_Total} ที่ได้เป็นจำนวนรอบรวมที่ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมของ
ทั้งวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ สำหรับวงจรแบบทั่วไป ในรูปที่ 4.10 (ก) การพันขดลวดที่
ใช้ในงานวิจัยนี้จะเป็นการพันขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิอยู่บนแกนกลาง โดยในการพันจริงจะ
พันขดลวดทุติยภูมิ N_{SC} ทับขดลวดปฐมภูมิ N_{PC} ซึ่งอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดรู้ค่าตั้งแต่
การออกแบบวงจรไฟฟ้าในขั้นที่ 2 ดังนั้นเมื่อทราบค่า N_{PC} ก็จะได้ค่า N_{SC} ด้วย ในขณะที่วงจร
ที่นำเสนอในรูป 4.10 (ข) ในงานวิจัยนี้จะพันขดลวดปฐมภูมิ N_{P1} และ N_{P2} ด้วยจำนวนรอบที่
เท่ากันและเท่ากับ $N_{PC} / 2$ โดยมีทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กเสริมกัน ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในบท
ที่ 3 ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมที่ได้หรือ N_{P_Total} ของทั้งสองวงจรจึงมีค่าเท่ากัน
ส่วนขดลวดทุติยภูมิของวงจรที่นำเสนอทั้ง N_{S1} และ N_{S2} จะพันบนแกนด้านข้างทั้งสองด้วย
จำนวนรอบที่เท่ากันและเท่ากับ N_{SC} แต่เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กที่แยกไหลในแกนด้านข้างมี
ค่าประมาณครึ่งหนึ่งของแกนกลาง ดังนั้นแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวด N_{S1} และ N_{S2} จะมีค่า
เป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวด N_{SC} ในวงจรแบบทั่วไป อย่างไรก็ตาม ผลรวมของ
แรงดันไฟฟ้าที่ขด N_{S1} และ N_{S2} ในอุดมคติ ซึ่งไม่มีเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลจะมีค่าเท่ากับ
แรงดันไฟฟ้าที่ขด N_{SC} ดังนั้น เมื่อแรงดันไฟฟ้าทั้งหมดคือแรงดันไฟฟ้าที่อัดประจุให้กับตัวเก็บ
ประจุด้านโหลดแต่ละตัวในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า ดังในรูปที่ 4.10 ของทั้งสองวงจร
ทำให้แรงดันไฟฟ้ารวมทางด้านโหลดมีค่าเท่ากัน



รูปที่ 4.10 ลักษณะการพันขดลวดและวงจรไฟฟ้าขณะสวิตช์ไม่นำกระแสไฟฟ้า

(ข) ขนาดพื้นที่หน้าตัดค่าน้อยที่สุดของแกนความถี่สูงด้านต่างๆ ที่สามารถใช้งานได้

ในขั้นนี้ผู้ออกแบบทราบข้อมูลของแกนความถี่สูงที่เลือกมาทำการออกแบบ ดังนั้น ค่าเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลับสูงสุด $B_{AC, \max}$ เป็นอีกค่าหนึ่งที่ผู้ออกแบบจะต้องคำนึงถึงเพื่อใช้ตรวจสอบพื้นที่หน้าตัดของแกนที่เลือกกว่าสามารถทนต่อความร้อน (Hot Spot) [17] ที่เกิดจากค่าความสูญเสียในแกนด้านต่างๆ ได้หรือไม่ ซึ่งผู้ผลิตจะให้ข้อมูลเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลับกับค่าความสูญเสียในแกน ที่ความถี่ใช้งานต่างๆ มา ดังนั้นถ้า $B_{AC, \max}$ คือ ค่าเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลับสูงสุดที่สามารถเลือกใช้งานได้ โดยดูจากข้อมูลที่ผู้ผลิตให้มา จะคำนวณพื้นที่หน้าตัดค่าน้อยที่สุดของแกนด้านต่างๆ ได้โดยใช้สมการที่ (3.45)-(3.47) และจะสามารถตรวจสอบแกนความถี่สูงที่เลือกมาได้ดังนี้

ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลับที่แกนกลาง

$$A_p \geq A_{p, \min} = \left| \frac{V_I DT}{4N_P B_{AC, \max}} \right| = \left| -\frac{(V_{Cp} - V_I)(1-D)T}{4N_P B_{AC, \max}} \right| \quad (4.53)$$

ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงที่แกนด้านข้าง

$$A_{S1} = A_{S2} \geq A_{S, \min} = \left| \frac{V_{S(ON)} DT}{2N_S B_{AC, \max}} \right| = \left| -\frac{V_{Cs} (1-D)T}{2N_S B_{AC, \max}} \right| \quad (4.54)$$

เมื่อ $A_{p, \min}$ และ $A_{S, \min}$ คือ พื้นที่หน้าตัดค่าน้อยที่สุดที่แกนกลางและแกนด้านข้างทั้งสองตามลำดับ โดยที่ A_p และ A_s คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนที่เลือกมา ซึ่งจะต้องมีค่ามากกว่าหรือ

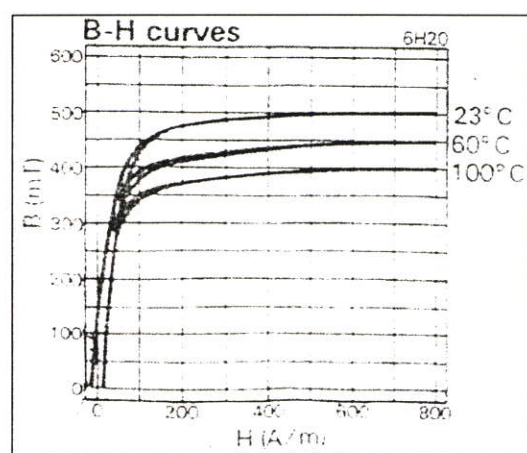
เท่ากับ $A_{P, \min}$ และ $A_{S, \min}$ ที่ได้จากการคำนวณ เพื่อป้องกันความร้อนที่อาจสูงเกินเมื่อใช้งานที่ค่าเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลับสูงสุด อย่างไรก็ตาม แม้ว่าจะไม่ได้ใช้งานที่ค่า $B_{AC, \max}$ แต่ผลรวมของเส้นแรงแม่เหล็กไฟสลับและไฟตรงที่ใช้งาน จะต้องไม่เกินค่าเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดค่าหนึ่งที่จะทำให้แกนอิมิตัวดั่งที่จะกล่าวถึงในการออกแบบขั้นต่อไป

ขั้นที่ 2. การออกแบบความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่ใช้งานไม่ให้เกินจุดอิมิตัวของแกนความถี่สูง

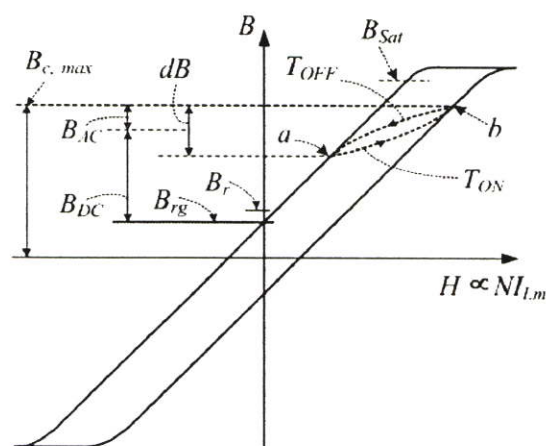
ในขั้นนี้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (ก) การตรวจสอบแกนในแต่ละด้านว่าทำงาน ในสภาวะที่จุดอิมิตัวของแกนความถี่สูงหรือไม่และ (ข) การออกแบบระยะช่องอากาศเพื่อป้องกันการอิมิตัวของแกน

(ก) ตรวจสอบการอิมิตัวของแกนความถี่สูง

ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดในแกนความถี่สูง ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ก็คือผลรวมของ B_{DC} , B_{AC} และ B_r โดยที่ค่า B_r ที่เคยกล่าวมาในบทที่ 3 จะพิจารณาได้จากกราฟ B-H ในรูปที่ 4.11 (ก) ซึ่งเป็นแกน EE42/42-20W เนื้อสารชนิด 6H20 ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ โดยที่ค่า B_r คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเมื่อค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H มีค่าเป็นศูนย์ หรือเมื่อกระแสไฟฟ้าไหลวนนำทำแม่เหล็กมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งข้อมูลจากผู้ผลิตและจากรูปที่ 4.11 (ก) จะได้ B_r มีค่า 130 mT (ผนวก ก)



(ก) เมื่อไม่ใส่ช่องอากาศ (ผนวก ก)



(ข) เมื่อใส่ช่องอากาศ

รูปที่ 4.11 กราฟ B-H จริงจากผู้ผลิตแกนความถี่สูง ในรูป (ก) ซึ่งเห็นเฉพาะช่วงที่ค่า B และ H เป็นบวกและกราฟที่เขียนขึ้นเมื่อใส่ช่องอากาศในรูป (ข)

สำหรับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่นำเสนอนี้ มีลักษณะของวงจรแม่เหล็กที่มีการเก็บพลังงานไว้ในแกนในช่วง T_{ON} โดยไม่มีการคายพลังงานเลย และพลังงานทั้งหมดที่เก็บในแกนจะคายพลังงานให้กับโหลดในช่วง T_{OFF} ทำให้ค่ากระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก i_{Lm} มีค่าเฉลี่ยหรือองค์ประกอบไฟตรงอยู่ในระดับที่สูงดังรูปที่ 4.6 ดังนั้น แม้ว่าวงจรไฟฟ้าจะทำงานในสภาวะ

โหลดไม่สูงมากนัก กระแสไฟฟ้า i_{Lm} ก็อาจจะมีค่าสูงพอจะทำให้แกนความถี่สูงอึดตัว ซึ่งในรูปที่ 4.11 (ก) จะเห็นได้ว่าที่ค่า H ต่ำๆ ที่ 100 A/m แกนความถี่สูงก็จะอึดตัวได้ที่ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่อึดตัว (B_{Sat}) ประมาณ 300-500 mT ซึ่งขึ้นอยู่กับอุณหภูมิที่ใช้งาน โดยที่ค่า H แปรผันตรงกับผลคูณของจำนวนรอบของขดลวด N และกระแสไฟฟ้าเฉลี่ย (I_{Lm}) ของ i_{Lm} หรือ NI_{Lm} ดังนั้นจึงต้องมีการใส่ช่องอากาศเพื่อให้ค่า NI_{Lm} มีค่าสูงขึ้นที่จุดซึ่งทำให้แกนความถี่สูงอึดตัวดังในรูปที่ 4.11 (ข) โดยการใส่ช่องอากาศจะทำให้ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของวงจรมแม่เหล็กมีค่าลดลง และค่า B_r ลดลง โดย B_{rg} ก็คือ ค่าเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างเมื่อใส่ช่องอากาศ ในขณะที่การทำงานในสภาวะอยู่ตัวของแกนความถี่สูงในโหมด CCM อธิบายได้ว่า เมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้าค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กจะมีค่า B_a (ค่าที่จุด a) ดังรูปที่ 4.11 (ข) และค่า B จะเพิ่มขึ้นจากจุด a ไปยังจุด b เนื่องจากมีการเก็บพลังงานในแกนความถี่สูงและค่า B จะมีค่าสูงสุดที่ $B_{C, max}$ จากนั้นเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าค่า $B_{C, max}$ จะลดลงมาอยู่ที่ค่า B_a หรือจากตำแหน่ง b กลับมาที่จุด a ตามเดิมเนื่องจากช่วงนี้แกนความถี่สูงมีการคายพลังงาน และจะเห็นได้ว่ายังคงมีค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอยู่ในแกน เนื่องจากผลขององค์ประกอบไฟตรง ซึ่งเป็นลักษณะของวงจรในโหมด CCM และจากรูปที่ 4.11 (ข) จะหาค่า $B_{C, max}$ หรือค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่ใช้งานได้ดังสมการที่ (4.55)

$$B_{Sat} > B_{C, max} = B_{DC} + B_{AC} + B_{rg} \quad (4.55)$$

เมื่อ B_{Sat} คือ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่จุดอึดตัวของแกนซึ่งจะต้องมีค่าสูงกว่า $B_{C, max}$ ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่ใช้งาน

สมการที่ (4.55) คือ สมการเงื่อนไขสำคัญในการออกแบบวงจรแม่เหล็ก ซึ่งค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดในแกนต่างๆ จะต้องไม่เกินค่า B_{Sat} ที่จุดอึดตัว เนื่องจากที่จุดนี้ ไม่ว่าจะเพิ่มกระแสไฟฟ้า I_{Lm} มากเท่าไรก็จะไม่ทำให้ค่า B เพิ่มขึ้นอีก ทำให้พลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรแม่เหล็กจะมีแต่ความสูญเสีย โดยที่ค่า B_{Sat} และ B_r นี้ ผู้ผลิตแกนความถี่สูงจะให้มาดังในรูปที่ 4.11 (ก) ในขณะที่ค่า B_{DC} และ B_{AC} คำนวณได้จากสมการที่ (3.39) - (3.40) และ (3.45) - (3.47) ซึ่งจากข้อมูลแกนความถี่สูงที่ใช้ใน (ผนวก ก) จะคำนวณค่าความต้านทานแม่เหล็กได้ในขณะที่ค่า B_{rg} มีความซับซ้อนในการหาและเนื่องจากค่า B_{rg} จะมีค่าต่ำลงเมื่อใส่ช่องอากาศ และจะยังมีค่าต่ำลงเมื่อเพิ่มระยะช่องอากาศขึ้นอีก และเมื่อพิจารณาจากข้อมูลแกน EE42/42-20W ที่ใช้ จะมีช่วงระยะช่องอากาศที่ใช้งานได้ในช่วงประมาณ 0-2 มิลลิเมตร ซึ่งผู้ออกแบบต้องการให้ระยะช่องอากาศต่ำที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้เพื่อให้ค่า AL_Value สูง ดังนั้นในกรณีนี้เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณจะประมาณค่า B_{rg} เป็น 80 % ของ B_r อย่างไรก็ตามหากระยะช่องอากาศที่คำนวณได้ในหัวข้อต่อไปในข้อ (ข) มีค่าสูงเช่น 1 มิลลิเมตรขึ้นไป ก็อาจกลับมาคำนวณในส่วนนี้

ใหม่โดยประมาณให้ B_{rg} น้อยลงเช่น 50 % ของ B_r ลงไปจนประมาณว่าเป็นศูนย์ที่ระยะช่องอากาศ 2 มิลลิเมตรและเมื่อได้ค่า B_{rg} ก็จะคำนวณค่า $B_{C, \max}$ ได้ซึ่งจะต้องไม่เกินค่า B_{Sat}

(ข) การคำนวณระยะช่องอากาศน้อยที่สุดที่แกนความถี่สูงไม่อึดตัว

ในงานวิจัยนี้มีช่องอากาศที่เท่ากันทั้งแกนกลางและแกนด้านข้างดังในรูปที่ 3.14 และจากเหตุผลที่กล่าวไปแล้วในข้อ (ก) จึงต้องมีการออกแบบระยะช่องอากาศน้อยที่สุดเพื่อให้แกนที่ใช้ทนค่าแอมแปร์-เทิร์น (Ampere-Turn) หรือ NI_{Lm} ดังรูปที่ 4.11 (ข) ได้สูงขึ้น และแกนความถี่สูงทำงานในสภาวะโหลดสูงสุดได้โดยไม่อึดตัว ซึ่งคำนวณได้โดยใช้สมการที่ (3.2)-(3.4), (3.36) และ (3.38) จะคำนวณระยะช่องอากาศน้อยที่สุดโดยใช้แกนกลางได้ดังสมการที่ (4.56) ซึ่งเป็นการคำนวณโดยใช้พื้นที่หน้าตัดที่แกนด้านข้างมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของแกนกลาง เนื่องจากแกนที่ใช้มีลักษณะดังกล่าว และในงานวิจัยนี้ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่แกนด้านข้างทั้งสองมีค่าน้อยกว่า หรือเท่ากับแกนกลางเมื่อไม่คิดค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไว้เลย ดังนั้นจึงทำการคำนวณหาระยะช่องอากาศที่น้อยที่สุดจากแกนกลางเพียงแกนเดียวเท่านั้น

$$I_{g, \min} \approx \frac{\mu_0 A_P}{2} \left(\frac{2N_P \bar{I}_{P(ON)}}{\phi_{P_{DC}, Sat}} - R_{l_{P, Total}} - \frac{R_{l_{S, Total}}}{2} \right) \quad (4.56)$$

เมื่อ $I_{g, \min}$ คือ ระยะช่องอากาศน้อยที่สุดที่แกนไม่อยู่ในสภาวะอึดตัว
 $\phi_{P_{DC}, Sat}$ คือ เส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงที่คำนวณจาก ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่จุดอึดตัว หรือ B_{Sat}

ในการหาค่าต่ำสุดของช่องอากาศ ที่แกนความถี่สูงทำงานได้โดยไม่เข้าสู่สภาวะอึดตัว ซึ่งสภาวะดังกล่าวจะต้องไม่เกิดขึ้นแม้ในขณะที่มีการจ่ายโหลดสูงสุด ดังนั้น ต้องแทนค่าในสมการที่ (4.56) ด้วยค่ากระแสไฟฟ้าป้อนมิตค่าสูงสุดและเส้นแรงแม่เหล็กไฟตรงในแกนกลางด้วยค่าที่ทำให้แกนพออึดตัว โดยที่ค่าต่างๆ ในสมการที่ (4.56) ส่วนมากจะทราบค่าและคำนวณได้จากข้อมูลจากผู้ผลิตแกนความถี่สูง ยกเว้นค่า $\bar{I}_{P(ON)}$ และ $\phi_{P_{DC}, Sat}$ โดยที่ค่า $\bar{I}_{P(ON)}$ จริงๆ แล้วก็คือ กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟด้านเข้า ดังนั้นจะสามารถคำนวณได้จากพิกัดเป้าหมายที่ต้องการออกแบบ อย่างไรก็ตาม ในกรณีนี้ $\bar{I}_{P(ON)}$ เป็นค่าเฉลี่ยเฉพาะช่วง T_{ON} จึงไม่สามารถคำนวณโดยใช้กระแสไฟฟ้าด้านเข้าได้ ดังนั้น ค่า $\bar{I}_{P(ON)}$ จะหาค่าได้โดยการสมมติค่าช่องอากาศที่จะใช้งาน ขึ้นมาก่อนแล้วทำการออกแบบตามกระบวนการออกแบบทางไฟฟ้าในหัวข้อ 4.1 ซึ่งจะได้ค่า $\bar{I}_{P(ON)}$ จากสมการที่ (4.7) ในขณะที่ $\phi_{P_{DC}, Sat}$ จะคำนวณได้จากสมการที่ (3.45) และ (4.55) ที่แกนกลางซึ่งในกรณีนี้คิดค่า B_{rg} ประมาณ 80 % ของ B_r (ด้วยเหตุผลที่กล่าวในข้อ (ก)) หรือ $B_{rg} \approx 0.8B_r$ ดังนั้นจะได้

(3.45) และ (4.55) ที่แกนกลางซึ่งในกรณีนี้คิดค่า B_{rg} ประมาณ 80 % ของ B_r (ด้วยเหตุผลที่กล่าวไว้ในข้อ (ก)) หรือ $B_{rg} \approx 0.8B_r$ ดังนั้นจะได้

$$\varphi_{P_{DC}, Sat} \approx (B_{Sat} A_P) - \left(\frac{V_L \bar{I}_{ON}}{4N_P} \right) - (B_{rg} A_P) \quad (4.57)$$

เมื่อ N_P คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิแต่ละขดของวงจรที่นำเสนอ

$$\text{โดยที่ } N_P = N_{P1} = N_{P2}$$

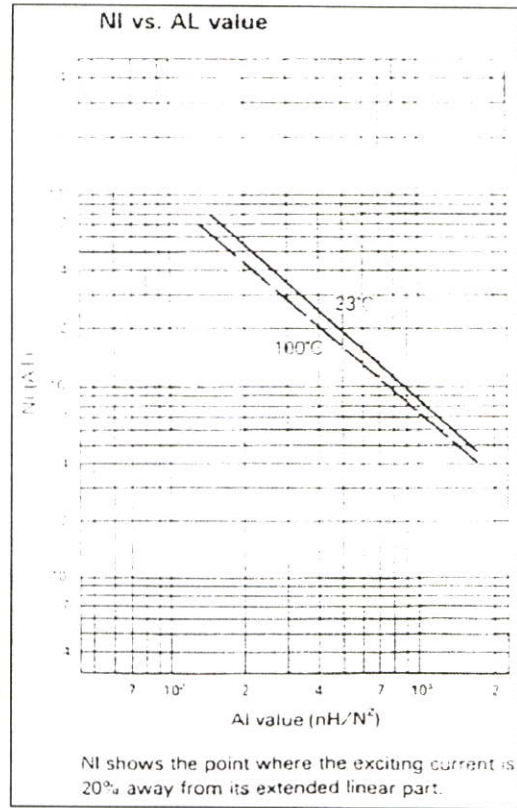
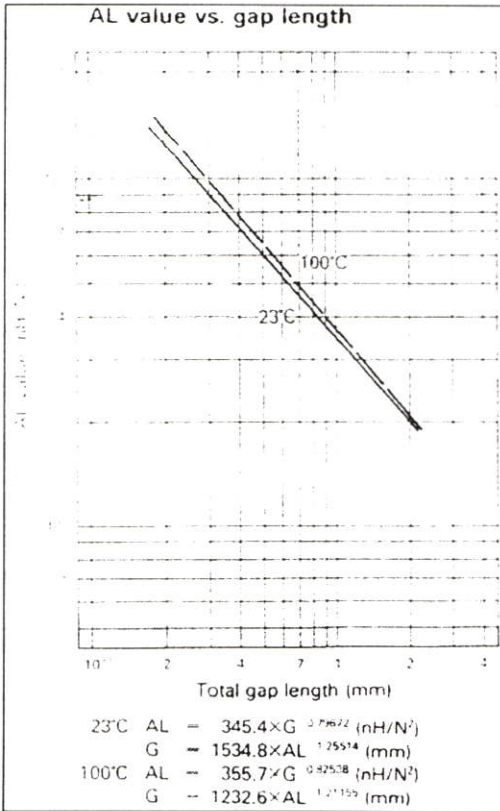
ค่า $\bar{I}_{P(ON)}$ ที่คำนวณจากระยะช่องอากาศที่สมมติขึ้นมาก่อนและ $\varphi_{P_{DC}, Sat}$ จากสมการที่ (4.57) เมื่อแทนค่าในสมการที่ (4.56) จะได้ค่า $I_{g, min}$ ซึ่งระยะช่องอากาศที่สมมติค่าขึ้นมาก่อนจะต้องมีค่ามากกว่า $I_{g, min}$ โดยถ้าไม่เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าวก็จะต้องเลือกค่าระยะช่องอากาศใหม่และแทนค่าจนได้ค่าที่สูงกว่า $I_{g, min}$ และเมื่อได้ค่าที่เป็นตามเงื่อนไขดังกล่าว ก็จะได้ค่าระยะช่องอากาศต่ำสุดโดยประมาณ อย่างไรก็ตาม ผู้ผลิตโดยส่วนมากจะอำนวยความสะดวกต่อผู้ออกแบบ โดยจะให้ข้อมูลในการเลือกระยะช่องอากาศ ดังรูปที่ 4.12 โดยรูปที่ 4.12 (ก) ใช้เลือกค่า AL_Value จากระยะช่องอากาศค่าหนึ่ง ซึ่งค่า AL_Value จะใช้เพื่อเลือกจำนวนรอบของขดลวดและค่าความเหนี่ยวนำดังสมการที่ (4.52) ในขณะที่รูปที่ 4.12 (ข) ที่ระยะช่องอากาศค่าหนึ่งก็จะได้ค่าแอมแปร์-เทิร์น หรือ NI_{Lm} สูงสุดที่แทนกันได้ค่าหนึ่ง ซึ่ง NI_{Lm} ค่าสูงสุดที่ใช้งานจริงไม่ควรจะเกินค่าที่อ่านจากรูปที่ 4.12 (ข) นี้ ดังนั้นในการออกแบบในงานวิจัยนี้จะคำนวณค่า NI_{Lm} ที่ใช้งานสูงสุดเพื่อเลือกระยะช่องอากาศได้ดังสมการที่ (4.58) ซึ่งคิดจากอินทิเกรตเชิงเส้นปิดของสนามแม่เหล็กในแกนความถี่สูงของวงจรที่นำเสนอ

$$N\bar{I}_{Lm} = (N_{P1} + N_{P2})\bar{I}_P + N_S\bar{I}_S \quad (4.58)$$

เมื่อ \bar{I}_{Lm} , \bar{I}_P และ \bar{I}_S คือ ค่าเฉลี่ยตลอดช่วง 1 คาบเวลา ของกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก, กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิและกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิขดใดขดหนึ่งที่สภาวะโหลดสูงสุด โดยที่ $N_S = N_{S1} = N_{S2}$ เนื่องจากเส้นทางในการอินทิเกรตเชิงเส้นปิดของสนามแม่เหล็กในแกนความถี่สูงที่พิจารณา จะตัดผ่านขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิเพียงขดเดียวโดยที่ ค่า $N\bar{I}_{Lm}$ ที่คำนวณจากสมการที่ (4.58) ไม่ควรจะเกินค่า NI ที่อ่านได้จากกราฟในรูปที่ 4.12 (ข) หรือกล่าวได้ว่าควรเลือกใช้งานระยะช่องอากาศตามเงื่อนไขดังสมการที่ (4.59)

$$I_{g, Selected} > I_{g, min} \quad (4.59)$$

เมื่อ $I_{g, Selected}$ คือ ระยะช่องอากาศที่เลือกใช้งาน



(ก) ค่า *AL Value* ที่ได้เมื่อเลือกใช้ ระยะช่องอากาศที่ค่านั้นๆ

(ข) ค่าแอมแปร์ - เทิร์นสูงสุดที่แกน ทนได้ที่ระยะช่องอากาศนั้นๆ

รูปที่ 4.12 ข้อมูลจากผู้ผลิตแกนความถี่สูงสำหรับเลือกใช้ค่า *AL Value* และระยะช่องอากาศ

ขั้นที่ 3. การออกแบบขนาดขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิกับขนาดพื้นที่ช่องหน้าต่างของ แกนความถี่สูงน้อยที่สุดที่เพียงพอต่อการพันขดลวด

ในขั้นนี้แบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ขนาดขดลวดและพื้นที่สำหรับพันขดลวดดังนี้

(ก) ขนาดขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

ในการออกแบบขดลวดจะต้องคำนวณหาพื้นที่หน้าตัดน้อยที่สุดที่สามารถรองรับปริมาณ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน โดยไม่ทำให้ขดลวดร้อนจนขนาดหรือไหม้ซึ่งคำนวณได้ดังสมการที่ (4.60)

$$A_{cu, Selected} > A_{cu, min} = D_{cma} \times \bar{I}_{rms} = \frac{\bar{I}_{rms}}{J} \tag{4.60}$$

เมื่อ $A_{cu, Selected}$ คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำที่เลือกใช้งาน

$A_{cu, min}$ คือ พื้นที่หน้าตัดน้อยที่สุดของขดลวดตัวนำที่ออกแบบให้ทน ต่อปริมาณกระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลในขดลวดตัวนำนั้นได้

D_{cma} คือ ค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าในหน่วย Circular mils / rms Ampere

J คือ ค่าความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าในหน่วย A/m² หรือ A/mm²

\bar{I}_{rms} คือ ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยค่าสูงสุดที่ใช้งานของกระแสไฟฟ้าใน
ขดลวดปฐมภูมิหรือทุติยภูมิ

จากสมการที่ (4.60) ค่า \bar{I}_{rms} จะคำนวณได้จากสมการที่ (4.34) และ (4.40) ในขณะที่ค่า D_{cma} หรือ J เป็นค่าที่ผู้ออกแบบสามารถเลือกได้โดยขึ้นอยู่กับประเภทของขดลวดตัวนำที่ใช้ เช่น ถ้าเป็นลวดทองแดงทั่วไป ก็อาจเลือกค่า D_{cma} ประมาณ 400 – 700 Circular mils/A หรือ ค่า J ประมาณ 3 - 5 A/mm² โดยค่า D_{cma} มาก หรือค่า J ต่ำ จะหมายถึงมีความปลอดภัยสูง ซึ่งการเลือกค่า D_{cma} และ J ถ้ามีความปลอดภัยมากเกินไป ก็จะสิ้นเปลืองขดลวดเช่นกัน โดยในการออกแบบขดลวดต้องเลือก $A_{cu, Selected}$ ให้มากกว่า $A_{cu, min}$ ที่คำนวณจากสมการที่ (4.60)

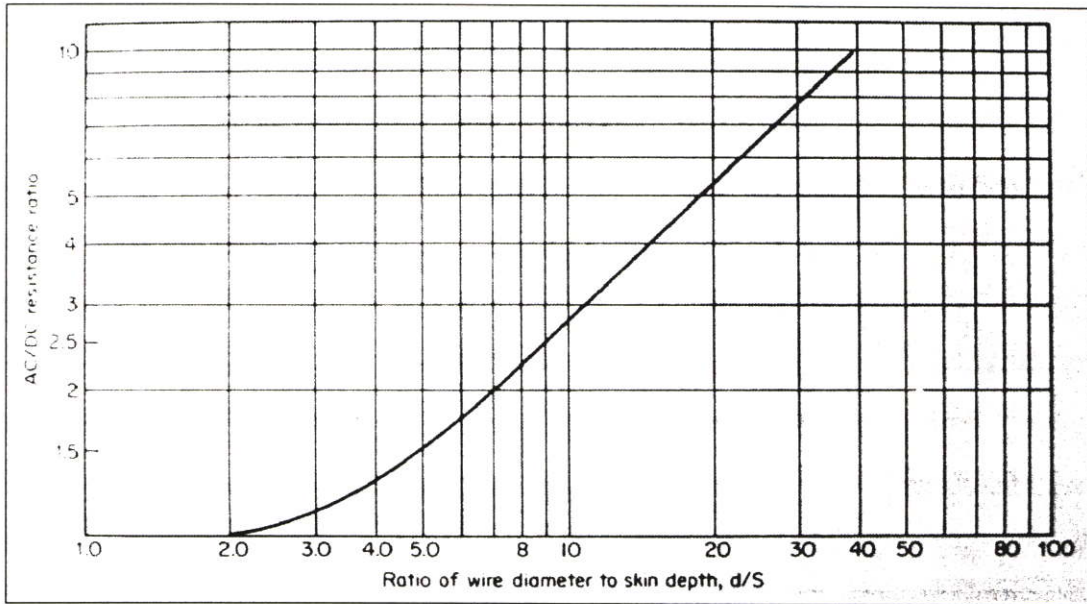
อย่างไรก็ดี เนื่องจากวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทั้งแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอมีการใช้งานที่ความถี่ 40 kHz ดังนั้นค่า $A_{cu, Selected}$ ที่เลือกจะต้องนำมาพิจารณาผลของกระแสไฟฟ้าที่ไหลมากบริเวณพื้นผิวของขดลวดตัวนำ ซึ่งกระแสไฟฟ้าจะมีค่าน้อยลงเรื่อยๆ จากพื้นผิว และจะมีค่าน้อยที่สุดที่บริเวณเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดตัวนำ หรือ Skin Effect ซึ่งกลไกการเกิด Skin Effect ได้กล่าวไว้อย่างชัดเจนแล้วใน [33]-[34] โดยในส่วนนี้จะนำผลของ Skin Effect มาพิจารณาเพื่อออกแบบขดลวดเท่านั้น ผลของ Skin Effect จะทำให้ความต้านทานของขดลวดตัวนำมีค่ามากขึ้นเมื่อเทียบกับการใช้งานที่ความถี่ต่ำๆ ซึ่งปกติค่าความต้านทานไฟตรงจะหาได้ดังนี้

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{A} \quad (4.61)$$

เมื่อ R_{DC} คือ ความต้านทานไฟตรงของขดลวดตัวนำ
 l คือ ความยาวของลวดตัวนำ
 ρ คือ ค่าความต้านทานไฟฟ้าสัมผัสของลวดตัวนำ
 (ลวดตัวนำทองแดง ที่ใช้มีค่า $\rho_{cu} = 2.2 \times 10^{-8} \Omega - m$)
 A คือ พื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำ

ผลของ Skin Effect เมื่อใช้งานที่ความถี่สูงๆ ทำให้ค่า R_{DC} มีค่าสูงขึ้น และเรียกค่าความต้านทานที่ใช้งานที่ความถี่สูงนี้ว่าความต้านทานไฟสลับ R_{AC} ค่าความต้านทานที่สูงขึ้นนี้ย่อมหมายถึงค่าความสูญเสียในขดลวดที่มากขึ้น ดังนั้นในส่วนนี้จะต้องประมาณค่า R_{AC} ของขดลวดที่เลือกกว่าอยู่ในระดับที่รับได้หรือไม่และจะแก้ไขอย่างไร ซึ่งทำได้โดยหาค่าอัตราส่วน d/S เมื่อ d คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวดตัวนำ และ S (Skin Depth) ระยะจากผิวของลวดตัวนำลึกเข้าไปภายในตัวนำจนถึงตำแหน่งที่ปริมาณกระแสไฟฟ้ามีค่าลดลงเหลือ $1/e$ หรือ 37% เมื่อเทียบกับปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลบริเวณพื้นผิว ค่า d/S นี้สามารถนำไปใช้

คำนวณหาค่า R_{AC} ได้ดังใน [33] อย่างไรก็ตามก็ได้มีการสรุปเป็นกราฟของ R_{AC} / R_{DC} ที่ค่า d/S ต่างๆ เพื่อความสะดวกต่อการใช้งานดังในรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 อัตราส่วน R_{AC} / R_{DC} ที่เกิดจากผลของ Skin Effect ที่ค่า d/S ใดๆ [33]

เมื่อจะหาค่า R_{AC} จากกราฟ จึงต้องหาค่า d/S และ R_{DC} ซึ่งข้อมูลต่างๆ สำหรับหาค่า d และค่า R_{DC} ดังสมการที่ (4.61) จะได้จากข้อมูลของขดลวดตัวนำที่ผู้ผลิตจะจัดเตรียมไว้สำหรับลูกค่า ส่วนค่า S จะคำนวณได้โดยใช้สมการที่ (4.62) [33]

$$S = \frac{2837}{\sqrt{f}} \quad (4.62)$$

เมื่อ S คือ ระยะ Skin Depth ในหน่วย mils
 f คือ ค่าความถี่ (Hz) ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดตัวนำ

สมการที่ (4.62) จะใช้กับกระแสไฟฟ้าในรูปของไซน์ซุซออย (Sinusoidal Waveform) อย่างไรก็ตาม วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ใช้โดยทั่วไป รวมทั้งในงานวิจัยนี้ สัญญาณกระแสไฟฟ้าในขดลวดทั้งปฐมภูมิและทุติยภูมิจะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งในการพิจารณาค่าของ S จะต้องคิดผลของฮาร์มอนิกส์ต่างๆ ด้วย ดังนั้นเพื่อความสะดวกในงานวิจัยนี้ จะคิดผลของความถี่ 3 ค่าคือ ที่ 40 kHz, 80 kHz และ 120 kHz แล้วนำมาหาค่าเฉลี่ยดังสมการที่ (4.63)

$$S_{av, 3} = \frac{1}{3} \left(\frac{2837}{\sqrt{f_1}} + \frac{2837}{\sqrt{2f_1}} + \frac{2837}{\sqrt{3f_1}} \right) \quad (4.63)$$

เมื่อ $S_{av, 3}$ คือ ค่าเฉลี่ยของระยะ Skin Depth โดยใช้ความถี่ 3 ค่า

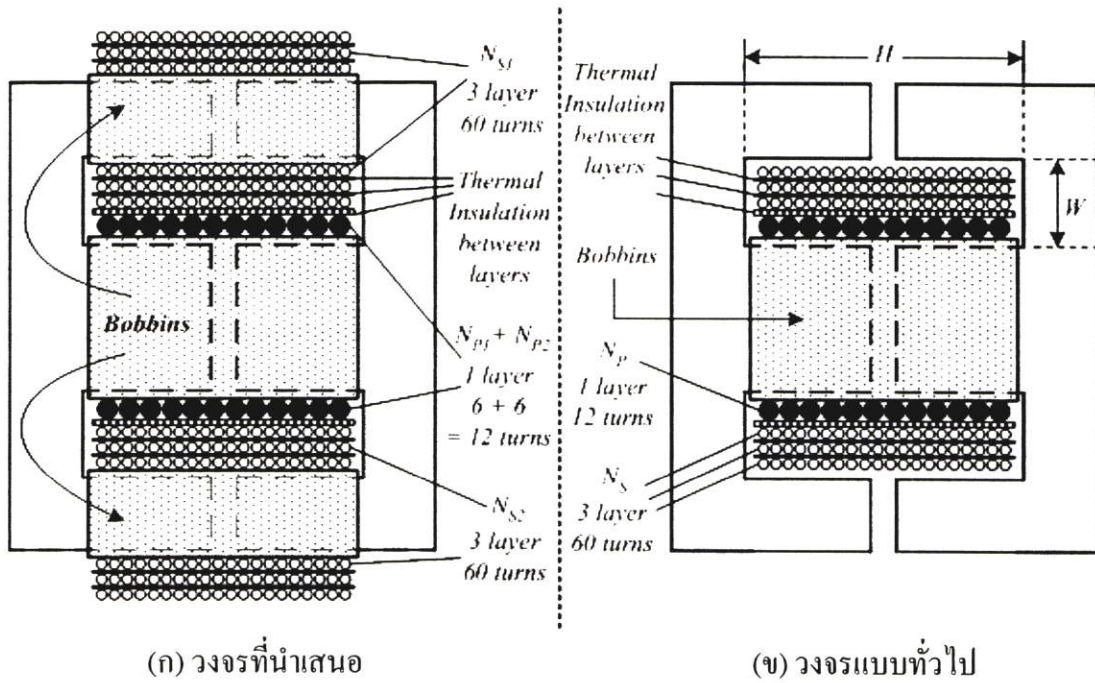
ค่า $S_{av, 3}$ ที่คำนวณได้จะอยู่ในหน่วย mils ซึ่งเป็นหน่วยความยาวที่นิยมใช้กับขดลวดตัวนำ ดังนั้นค่า d ของขดลวดตัวนำจะต้องอยู่ในหน่วย mils เช่นกัน เมื่อได้ค่า $d/S_{av, 3}$ ก็จะเทียบกับรูปที่ 4.13 เพื่อหาค่า R_{AC}/R_{DC} ได้ ซึ่งค่าที่ได้ยังมีค่าต่ำยังมีค่าความสูญเสียน้อย โดยที่ผู้ออกแบบจะต้องพิจารณาว่าพื้นที่หน้าตัดของขดลวดที่เลือก $A_{cu, Selected}$ มีค่า R_{AC}/R_{DC} เท่าไรและรับได้หรือไม่ เช่น กรณีที่ $d/S_{av, 3}$ มีค่า 20 จากรูปที่ 4.13 จะได้ค่า R_{AC}/R_{DC} ประมาณ 5 เท่า ซึ่งเป็นค่าที่สูงและถ้าผู้ออกแบบรับไม่ได้ก็สามารถแก้ไขได้โดยการเปลี่ยนขนาดของขดลวดให้เล็กลงแต่มีจำนวนขดลวดมากขึ้น แล้วนำขดลวดทั้งหมดมาตีเกลียวสายร่วมกันโดยพื้นที่หน้าตัดรวมของขดลวดทั้งหมดมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ $A_{cu, Selected}$ ของลวดตัวนำขนาดใหญ่เพื่อให้ทนกระแสไฟฟ้าได้เท่าเดิม หรือ อาจใช้สายที่ใช้ในงานในย่านความถี่สูงโดยเฉพาะหรือสาย Litz Wire ใดๆก็ได้ วิธีการตีเกลียวสายย่อมทำให้ขนาดขดลวดโดยรวมมากขึ้นจากผลของการตีเกลียวซึ่งหมายถึงต้องใช้พื้นที่ในช่องหน้าต่างสำหรับพันขดลวดมากขึ้น ในขณะที่สาย Litz Wire จะมีราคาแพง สำหรับในงานวิจัยนี้ ค่า $d/S_{av, 3}$ ของขดลวดปฐมภูมิมีค่าประมาณ 6 เท่า จากรูปที่ 4.13 จะได้ R_{AC}/R_{DC} ไม่เกิน 2 ซึ่งผู้ออกแบบถือว่ารับได้ในขณะที่ขดลวดทุติยภูมิมีค่า $d/S_{av, 3}$ ประมาณ 2.22 เท่า จะได้ R_{AC}/R_{DC} ประมาณไม่ถึง 1.25 ดังนั้นในงานวิจัยนี้จะไม่ทำการตีเกลียวสายเพื่อลดผลของ Skin Effect

(ข) พื้นที่ช่องหน้าต่างของแกนความถี่สูงน้อยที่สุดที่เพียงพอต่อการพันขดลวด

การคำนวณหาพื้นที่ช่องหน้าต่างของแกนความถี่สูงสำหรับพันขดลวดจะใช้รูปที่ 4.14 และรูปที่ 4.15 (รูปถ่ายจริง) โดยเมื่อ A_W คือ พื้นที่ช่องหน้าต่างของแกนความถี่สูงที่เลือกใช้งาน ดังนั้น จากรูปที่ 4.14 (ข) จะได้ว่า $A_W = H \times W$ ซึ่งจะต้องเพียงพอต่อพื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำทั้งหมดรวมกับพื้นที่ของบ๊อบบิน, ฉนวนทนความร้อนระหว่างชั้นของขดลวด และช่องว่างของอากาศที่สูญเสียไปกับลักษณะของขดลวดที่ไม่สามารถพันให้แนบสนิท โดยพื้นที่น้อยที่สุดที่ต้องการสำหรับรองรับการพันขดลวดทั้งหมดดังกล่าวคำนวณได้ดังสมการที่ (4.64)

$$A_{W, Selected} > A_W, \min \approx \frac{(A_{cu, pri} N_{P, total}) + (A_{cu, sec} N_{S, total})}{K_W} \quad (4.64)$$

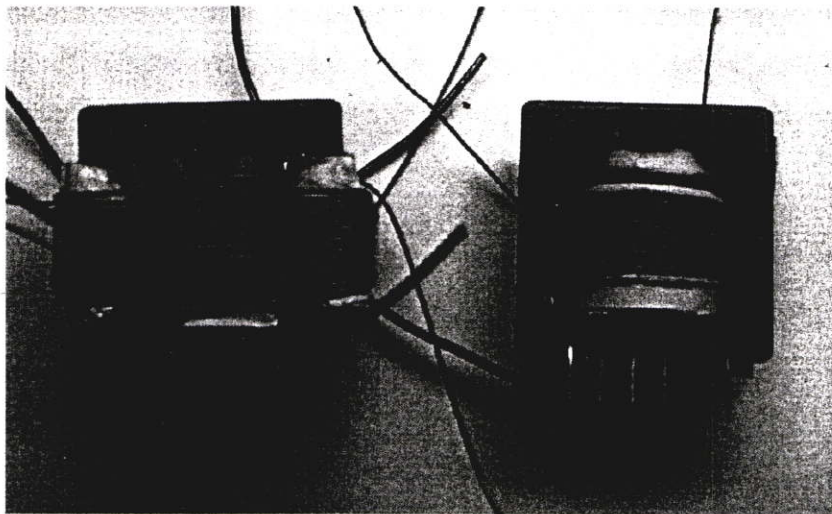
เมื่อ $A_{W, \min}$	คือ พื้นที่ช่องหน้าต่างน้อยที่สุดที่ต้องการสำหรับการพันขดลวด
$A_{W, Selected}$	คือ พื้นที่ช่องหน้าต่างของแกนความถี่สูงที่เลือกใช้งานจริง
$A_{cu, pri}$	คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวดปฐมภูมิ (รวมฉนวนของขดลวดด้วย)
$A_{cu, sec}$	คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวดทุติยภูมิ (รวมฉนวนของขดลวดด้วย)
$N_{P, total}$	คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิทั้งหมดที่พันผ่านช่องอากาศ
$N_{S, total}$	คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิทั้งหมดที่พันผ่านช่องอากาศ
K_W	คือ ค่าที่ชดเชยจากพื้นที่ที่สูญเสียไปกับบ๊อบบิน, ฉนวน และ อื่นๆ



(ก) วงจรถิ่นนำเสนอ

(ข) วงจรถิ่นแบบทั่วไป

รูปที่ 4.14 การพันขดลวดในช่องหน้าต่างการพันของแกนความถี่สูงของทั้งสองวงจร



รูปที่ 4.15 การพันขดลวดจริงบนแกนความถี่สูงแบบรวมและแบบทั่วไป

สำหรับค่า $A_{cu, pri}$ และ $A_{cu, sec}$ ก็คือ ค่า $A_{cu, Selected}$ ที่คำนวณได้จากสมการที่ (4.60) ในขณะที่ $N_{P, total}$ และ $N_{S, total}$ ก็คือจำนวนรอบของขดลวดทั้งหมดที่พันผ่านช่องอากาศ ซึ่งในกรณีของวงจรถิ่นนำเสนอและวงจรถิ่นแบบทั่วไปในรูปที่ 4.1 (ก) และ (ข) และลักษณะการพันในรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่าทั้งสองรูปจะพันด้วยขดลวดปฐมภูมิทั้งหมด 12 รอบ และขดลวดทุติยภูมิทั้งหมด 60 รอบ เท่ากันต่อหนึ่งช่องอากาศ แต่ในกรณีของวงจรถิ่นนำเสนอในรูปที่ 4.14 (ก) จะใช้พื้นที่ของบ๊อบบิ้นมากกว่า ดังนั้นในการคำนวณอาจชดเชยค่า K_W (Window Utilization Factor) มากกว่าวงจรถิ่นแบบทั่วไปเล็กน้อย ซึ่งโดยทั่วไป K_W มีค่าประมาณ 0.3 – 0.6 และมีตำราหลายเล่มที่ใช้ชื่อ K_W แตกต่างกันไป เช่น SF หรือ Space Factor [33], K_f หรือ

Winding Filling Factor [17] โดยที่บางเล่ม K_f จะหมายถึง Form Factor [25] ซึ่งไม่ใช่ Winding Filling Factor อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้จะใช้ K_w โดยเลือกค่าเป็น 0.2 เนื่องจากเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.14 (ก) และ 4.15 จะเห็นได้ว่าลักษณะการพันดักกล่าวของแกนความถี่สูงแบบรวมจะมีพื้นที่ที่สูญเสียไปจากบ็อบบิ้นที่แกนด้านข้างเพิ่มขึ้นมาเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 4.14 (ข) ในกรณีของวงจรแบบทั่วไป นอกจากนั้นสำหรับแกนความถี่สูงแบบรวม ข้อเสนอแนะจาก [17] คือ ค่า K_w หรือ K_f จะใช้ค่า 0.2 – 0.4 แม้ว่าใน [17] จะเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าชนิดพลาแนร์ดักที่กล่าวไปแล้วใน 3.1.2 โดยที่แกนความถี่สูงที่เลือกใช้จะต้องมีค่า $A_{W, Selected}$ มากกว่าค่า $A_{W, min}$ ที่คำนวณได้ในสมการที่ (4.64) เพื่อใช้ประเมินแกนที่เลือกว่ามีช่องหน้าต่างเพียงพอหรือไม่

ขั้นที่ 4. การประมาณค่าความสูญเสียของหม้อแปลงความถี่สูง

ค่าความสูญเสียของหม้อแปลงความถี่สูง ถ้ามีค่าสูงย่อมหมายถึงประสิทธิภาพของวงจรไฟฟ้าที่ต่ำดังนั้นจึงต้องมีการประมาณค่าความสูญเสียที่น่าจะเกิดขึ้น ว่าอยู่ในระดับที่ผู้ออกแบบรับได้หรือไม่ ซึ่งหากมีค่าสูงจนรับไม่ได้ก็อาจจะแก้ไขโดยวิธีการเปลี่ยนชนิด หรือขนาดของแกนความถี่สูงและขดลวดให้เหมาะสม เนื่องจากค่าความสูญเสียของหม้อแปลงความถี่สูงที่เกิดขึ้นก็คือค่าความสูญเสียจากแกนความถี่สูงและขดลวดดังต่อไปนี้

(ก) ค่าความสูญเสียจากแกนความถี่สูง

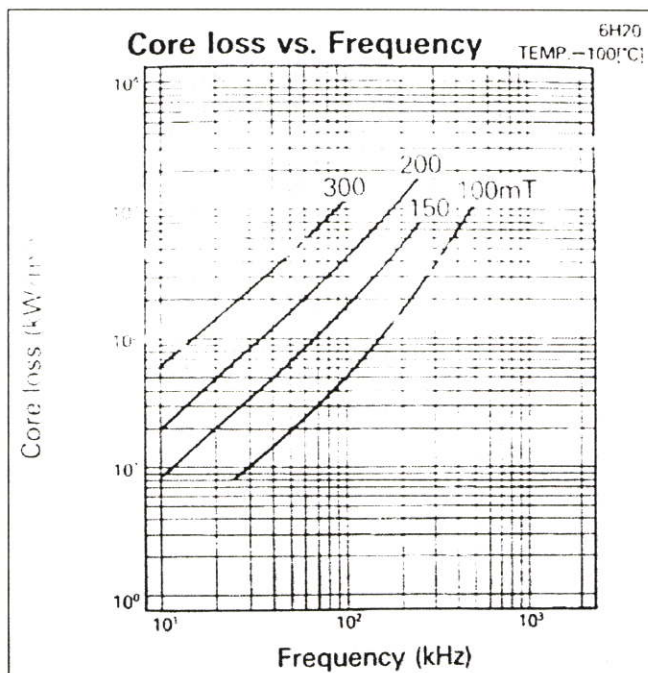
เป็นที่ทราบกันดีในทางไฟฟ้าว่าแกนความถี่สูงที่ใช้พันหม้อแปลง หรือตัวเหนี่ยวนำจะมีความสูญเสียอยู่ 2 รูปแบบ คือ ความสูญเสียฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Loss) และ ความสูญเสียจากกระแสไฟฟ้าไหลวนในแกน (Eddy Current Loss) [34], [35] อย่างไรก็ตามในงานวิจัยนี้จะไม่นำผลของ ความสูญเสียจากกระแสไฟฟ้าไหลวนในแกนความถี่สูงมาคิด เนื่องจากแกนความถี่สูงที่ใช้มีค่าความต้านทานสัมผัสสูง โดยแกนที่ใช้คือแกน EE42/42-20W เนื้อสารประเภท 6H20 (ภาคผนวก ก) มีค่าความต้านทานแม่เหล็กสัมผัส 3 $\Omega\text{-m}$ ซึ่งอยู่ในระดับที่สูงมากเมื่อเทียบกับทองแดง ($\rho_{Cu} = 2.2 \times 10^{-8} \Omega\text{-m}$) ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลวนที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำมาก ส่วนค่าความสูญเสียฮิสเทอรีซิสจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน ชนิดของแกนความถี่สูง และความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่มีการเปลี่ยนแปลง ดังสมการที่ (4.65) [34]

$$P_{m, sp} = kf^a (B_{AC})^d \quad (4.65)$$

เมื่อ $P_{m, sp}$ คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียต่อหนึ่งหน่วยปริมาตรของแกนความถี่สูง
 k, a และ b คือ ค่าคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับชนิดของขดลวด

ผู้ผลิตแกนความถี่สูงจะให้ข้อมูลค่าความสูญเสียฮิสเทอรีซิส ในรูปของกำลังไฟฟ้าสูญเสียต่อหนึ่งหน่วยปริมาตร ซึ่งคำนวณได้จากสมการที่ (4.65) แต่โดยส่วนมากผู้ผลิตแกนความถี่สูงจะ

อำนวยความสะดวกต่อผู้ใช้งาน โดยให้ข้อมูลมาในรูปแบบของกราฟดังในรูปที่ 4.16 ที่ผู้ใช้งานสามารถหาค่า $P_{m,sp}$ ได้จากความถี่และ B_{AC} ที่ใช้งาน



รูปที่ 4.16 กำลังไฟฟ้าสูญเสียของแกนต่อหนึ่งหน่วยปริมาตรที่ความถี่ต่างๆ (ภาคผนวก ก)

จากรูปที่ 4.16 จะหาค่า $P_{m,sp}$ ได้โดยความถี่ของวงจรที่ใช้ในงานวิจัยนี้ คือ 40 kHz ในขณะที่ค่า B_{AC} คำนวณได้จากสมการที่ (3.45) – (3.47) โดยเลือกค่าสูงสุดที่สภาวะโหลดสูงสุด ซึ่งในกรณีของวงจรที่นำเสนอนี้ ค่า B_{AC} ในแกนด้านข้างทั้งสองจะน้อยกว่าหรือประมาณเท่ากับแกนกลาง ดังนั้นจะใช้ค่าที่คำนวณจากสมการที่ (3.45) และเมื่อได้ค่า $P_{m,sp}$ แล้วก็จะประมาณค่าความสูญเสียฮิสเทอรีซิสซึ่งในกรณีนี้ก็คือค่าความสูญเสียรวมของแกนดังสมการที่ (4.66)

$$Core Losses = P_{core} \approx V_{Core} \times P_{m,sp} \tag{4.66}$$

เมื่อ V_{Core} คือ ปริมาตรของแกนความถี่สูงที่ใช้

(ข) ค่าความสูญเสียจากขดลวดตัวนำ

การประมาณค่าความสูญเสียจากขดลวดตัวนำทำได้โดยใช้สมการต่อไปนี้

ขดลวดปฐมภูมิ

$$P_{pri} \approx (\bar{I}_{P, rms})^2 \times R_{P, AC} \tag{4.67}$$

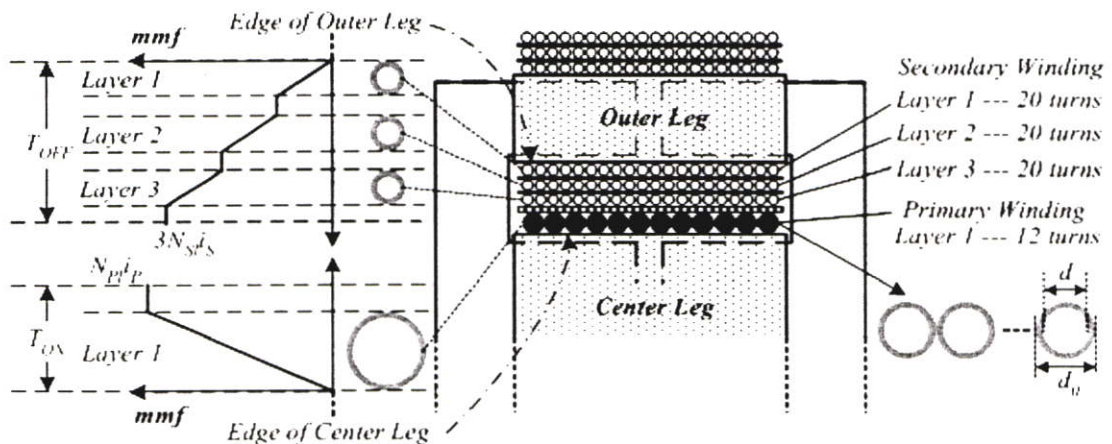
ขดลวดทุติยภูมิ

$$P_{sec} \approx (\bar{I}_{S, rms})^2 \times R_{S, AC} \tag{4.68}$$

เมื่อ P_{pri} และ P_{sec} คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

$R_{P, AC}$ และ $R_{S, AC}$ คือ ความต้านทานไฟสลับของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

ค่า $\bar{I}_{P, rms}$ และ $\bar{I}_{S, rms}$ คำนวณได้จากสมการที่ (4.34) และ (4.40) ส่วนค่า $R_{P, AC}$ และ $R_{S, AC}$ ในกรณีที่เป็นความต้านทานไฟสลับที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดตัวนำทุกๆ ไปก็ จะหาค่าได้จากสมการที่ (4.63) และรูปที่ 4.13 แต่ในกรณีที่เป็นขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของ หม้อแปลงไฟฟ้าหรือตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ผลของการพันขดลวดตัวนำ หลายๆ รอบ และหลายๆ ชั้น โดยพันชิดหรือติดกัน เพื่อลดค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลและเพื่อ ประหยัดเนื้อที่ จะทำให้เกิดผลของปรากฏการณ์ความใกล้เคียง (Proximity Effect) [25], [33], [34] ปรากฏการณ์ดังกล่าวจะทำให้ค่าความต้านทานไฟสลับมีค่าสูงขึ้นอย่างมาก โดยขึ้นอยู่กับจำนวน ชั้นของขดลวดเป็นสำคัญ นอกจากนั้น Skin Effect และลักษณะการพันก็มีผลต่อปรากฏการณ์ ความใกล้เคียง ปรากฏการณ์นี้จะมีผลต่อค่า R_{AC} มากกว่าผลของ Skin Effect ที่เกิดขึ้นกับตัวนำ ทัวไป ในสมการที่ (4.63) เนื่องจากกรณีของขดลวดตัวนำที่ไม่ได้พันเป็นชั้นๆ ติดกัน หรือ ตัวนำเดี่ยว ทั่วๆ ไป ผลของ Skin Effect จะทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลมากที่ผิวของตัวนำแต่ขนาดของ กระแสไฟฟ้ายังคงเท่าเดิม ในขณะที่ปรากฏการณ์ความใกล้เคียงจะมีกระแสไฟฟ้าไหลวนใน ขดลวดโดยขนาดของกระแสไฟฟ้าไหลวนจะเพิ่มมากแบบเอ็กโพเนนเชียล (Exponential) เมื่อ จำนวนชั้นของขดลวดเพิ่มขึ้นทั้งทิศทางที่เสริมและหักล้างกับกระแสไฟฟ้าหลัก ถึงแม้ว่ากระแส ไฟฟ้ารวมที่ไหลในตัวนำแต่ละชั้นจะยังคงเท่าเดิม ซึ่งกลไกการเกิดขึ้น จะไม่ขอกกล่าวถึงในส่วนนี้ เนื่องจากได้กล่าวไว้อย่างชัดเจนแล้วใน [25], [33] และ [34] ดังนั้นสำหรับงานวิจัยนี้ ค่า R_{AC} จากสมการที่ (4.63) จะใช้ในการเลือกขนาดของขดลวดโดยคำนึงถึงผลของ Skin Effect เท่านั้น แต่ในการพิจารณาค่าความสูญเสียจะใช้ R_{AC} ที่คำนวณจากผลของปรากฏการณ์ความใกล้เคียง เนื่องจากการพันขดลวดของหม้อแปลงความถี่สูงใช้ในงานวิจัยนี้มีการพันขดลวดเป็นชั้นๆ ใกล้เคียง กัน ซึ่งคำนวณได้โดยพิจารณาจากรูปที่ 4.17

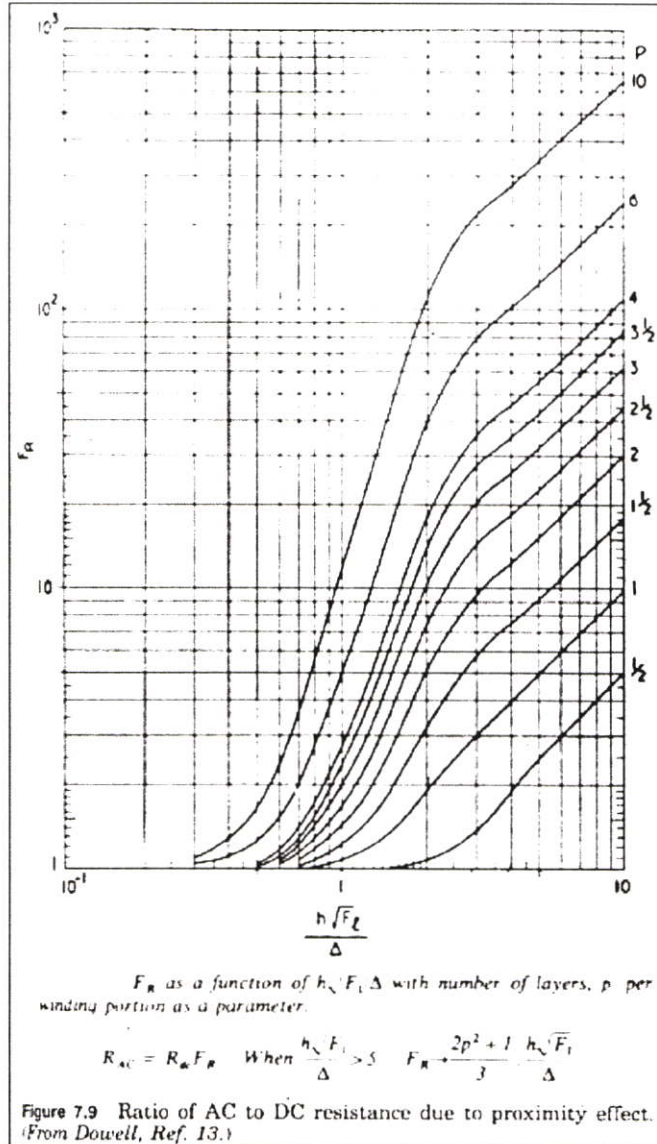


รูปที่ 4.17 ปรากฏการณ์ความใกล้เคียง (Proximity Effect) ของวงจรที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.17 อธิบายได้ว่าขดลวดปฐมภูมิมีการพันขดลวด 1 ชั้น จำนวน 12 รอบ (จำนวนรอบต่อชั้น N_{PI}) บนแกนกลาง ขดลวดทุติยภูมิพันขดลวด 3 ชั้น ชั้นละ 20 รอบ (จำนวนรอบต่อชั้น N_{SI}) บนแกนด้านข้าง ในช่วง T_{ON} มีเพียงขดลวดปฐมภูมิเท่านั้นที่มีกระแสไฟฟ้าไหล ดังนั้น ค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็ก $N_{PI}i_P$ จะเกิดขึ้นในช่วงนี้ ส่วนแรงเคลื่อนแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวดทุติยภูมิจะมีค่าเป็นศูนย์เพราะไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดทุติยภูมิในช่วงนี้ ส่วนช่วง T_{OFF} แบ่งได้ 2 ช่วง คือ T_{OFF1} และ T_{OFF2} โดยช่วง T_{OFF1} เป็นช่วงเวลาเดียวที่มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ส่วนช่วง T_{OFF2} จะมีเพียงขดลวดทุติยภูมิเท่านั้นที่มีกระแสไฟฟ้าไหล อย่างไรก็ตาม ในงานวิจัยนี้จะพิจารณาผลของปรากฏการณ์ความใกล้เคียงโดยแบ่งออกเป็น 2 ช่วง คือ T_{ON} และ T_{OFF} โดยช่วง T_{OFF} จะหมายถึง T_{OFF2} เท่านั้น ส่วนช่วง T_{OFF1} จะไม่นำมาคิดเพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบเนื่องจากเป็นช่วงเวลาที่สั้นกว่าช่วงอื่นๆ ส่วนสาเหตุที่พิจารณาแยกเป็น 2 ช่วงเนื่องจากแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (mmf) และกระแสไฟฟ้าในขดลวดทั้งสองเกิดขึ้นไม่พร้อมกัน สำหรับการหาค่า R_{AC} จะใช้วิธีการเดียวกันคือ หาค่า $(h\sqrt{F_1})/\Delta$ เมื่อ $h = 0.866d$ โดยที่ d คือเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวด ในขณะที่ $F_1 = d/d_0$ (d และ d_0 นิยามดังรูปที่ 4.17) และ Δ คือ ระยะ Skin Depth หรือ $S_{av, 3}$ ในสมการที่ (4.63) เมื่อได้ค่า $(h\sqrt{F_1})/\Delta$ ก็จะหาค่า R_{AC} ได้โดยดูจากกราฟดังรูปที่ 4.18 โดยที่ค่า P ในกราฟก็คือ จำนวนชั้นของขดลวดต่อหนึ่ง “portion” โดยที่ portion นิยามว่าเป็นบริเวณที่แรงเคลื่อนแม่เหล็กมีค่าตั้งแต่ศูนย์จนถึงค่าสูงสุด เช่น ในงานวิจัยนี้ ช่วง T_{ON} จะได้ P มีค่าเป็น 1 เนื่องจากมีจำนวนชั้นของขดลวดปฐมภูมิเพียง 1 ชั้น และ mmf มีค่าเป็นศูนย์ที่ขอบของแกนตรงกลางแล้วเพิ่มขึ้นจนสูงสุดที่ขอบของขดลวดปฐมภูมิด้านที่ติดกับขดลวดทุติยภูมิดังรูปที่ 4.17 ส่วนช่วง T_{OFF} ค่า mmf เกิดจากขดลวดทุติยภูมิซึ่งพันอยู่บนแกนด้านข้าง จะมีค่า P เป็น 3 เนื่องจาก mmf มีค่าเป็นศูนย์ที่ขอบของแกนด้านข้างแล้วมีค่าเพิ่มขึ้นจนกระทั่งถึงบริเวณระหว่างชั้นที่ 1 และ 2 จะมีค่า $N_{SI}i_S$ และจะเพิ่มขึ้นเป็น $2N_{SI}i_S$ ที่ตำแหน่งระหว่างชั้นที่ 2 และ 3 จากนั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ตามระยะจนกระทั่งถึงขอบของชั้นที่ 3 ด้านที่ติดกับขดลวดปฐมภูมิต่ำ mmf จะมีค่าสูงสุดเป็น $3N_{SI}i_S$ ดังนั้นจะหาค่า R_{AC} ได้โดยหาค่า $(h\sqrt{F_1})/\Delta$ แล้วเทียบกับกราฟในรูปที่ 4.18 ซึ่งวิธีการนี้คิดขึ้นโดย Dowell และเมื่อได้ค่า R_{AC} ก็จะสามารถหาค่าความสูญเสียจากขดลวดได้โดยใช้สมการที่ (4.67) - (4.68)

ผลรวมของค่าความสูญเสียจากแกนความถี่สูง จากสมการที่ (4.66) และความสูญเสียจากขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ จาก (4.67)-(4.68) ก็คือค่าความสูญเสียรวมโดยประมาณของหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบว่าค่าความสูญเสียที่ประมาณได้นั้นสูงเกินกว่าจะรับได้หรือไม่ ซึ่งหากสูงเกิน ก็อาจจะใช้วิธีการแก้ปัญหาต่างๆ เช่น อาจจะเปลี่ยนแกนความถี่สูงหรือลดความถี่ในกรณีที่ค่าความสูญเสียจากแกนความถี่สูงมีค่าสูง, ลดพื้นที่หน้าตัดขดลวดโดยเพิ่มจำนวนขดลวดแล้วตีเกลียวสายเพื่อความต้านทานไฟสลับ ส่วนในกรณีปรากฏการณ์ความใกล้เคียง อาจใช้เทคนิคการพันขดลวดเพื่อลดค่า P เช่น พันแบบอินเตอร์ลีฟ (Interleave) แบบ

แซนวิช (Sandwich) [25], [34] แต่สำหรับหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในงานวิจัยนี้ มีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลงแบบฟลายแบ็ค ซึ่งกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิจะไหลคนละช่วงเวลา ทำให้ไม่สามารถใช้เทคนิคการพันดังกล่าวได้ จึงมีวิธีการเดียวที่จะลดผลของปรากฏการณ์ความใกล้เคียงโดยออกแบบให้มีจำนวนชั้นน้อยๆ เท่านั้น

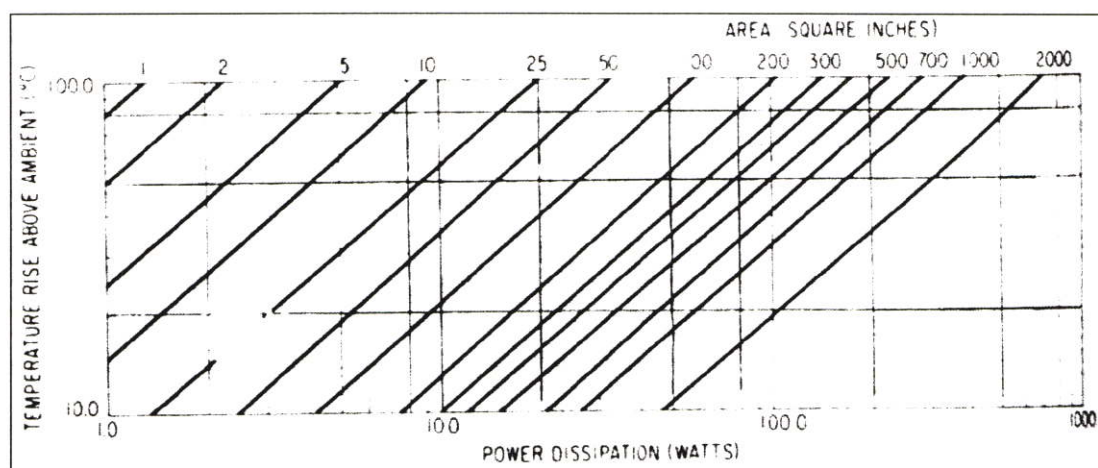


รูปที่ 4.18 อัตราส่วน R_{AC} / R_{DC} ที่เกิดจากผลของ Proximity Effect [33]

ขั้นที่ 5. การประมาณค่าอุณหภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง

การประมาณค่าอุณหภูมิที่สูงขึ้นของหม้อแปลงความถี่สูง มีเป้าหมายเพื่อตรวจสอบว่าอุณหภูมิสูงสุดของหม้อแปลงความถี่สูงมีค่าอยู่ในระดับที่ยอมรับได้หรือไม่ โดยในงานวิจัยนี้ผู้ออกแบบจะใช้งานหม้อแปลงความถี่สูงที่อุณหภูมิสูงสุดไม่เกิน 125°C โดยที่เป้าหมายในอุดมคติคืออุณหภูมิสูงสุดไม่เกิน 100°C เนื่องจากข้อมูลแกนความถี่สูงที่ใช้ จะให้ข้อมูลต่างในการใช้งานตามปกติสูงสุดที่ 100°C [33] นอกจากนั้นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ ที่ใช้ในงานวิจัยนี้และโดยทั่วไป มีขีดจำกัดการใช้งานตามปกติในช่วง $100-125^{\circ}\text{C}$ (ภาคผนวก ก)

อุณหภูมิที่สูงขึ้นของตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลงความถี่สูงนั้นเกิดจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียและความสามารถในการระบายความร้อนของตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลงความถี่สูง รวมถึงการใช้พัดลมเป่าก็จะช่วยเพิ่มความสามารถในการระบายความร้อนด้วยเช่นกัน อย่างไรก็ตาม ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงไม่ว่าจะโดยวิธีการใด เป็นการยากมากที่จะคำนวณค่าอุณหภูมิที่สูงขึ้นกว่าอุณหภูมิแวดล้อม (Ambient) ของหม้อแปลงความถี่สูงให้ใกล้เคียงหรือตรงกับค่าที่เกิดขึ้นเมื่อใช้งานจริง อย่างไรก็ตามวิธีการต่างๆ โดยส่วนมากสามารถที่จะประมาณค่าให้ใกล้เคียงในระดับที่ต่างจากค่าจริงไม่เกิน $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ ซึ่งกล่าวไว้โดย Abraham I. Pressman ใน [33] สำหรับวิธีการที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะใช้การประมาณค่าความสูญเสียรวมของหม้อแปลงความถี่สูง และพื้นที่ในการระบายความร้อนของหม้อแปลงความถี่สูงมาเทียบจากกราฟดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 กราฟสำหรับประมาณค่าอุณหภูมิที่สูงขึ้นของตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลง โดยพิจารณาจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียและพื้นที่ในการระบายความร้อน [33]

สำหรับค่าความสูญเสียรวมของหม้อแปลงความถี่สูง ก็คือ ผลรวมของค่าความสูญเสียจากแกนความถี่สูงจากสมการที่ (4.66) และจากขดลวดดังสมการที่ (4.67) - (4.68) ในขณะที่พื้นที่ในการระบายความร้อนจะใช้วิธีการประมาณอย่างง่าย โดยเปรียบแกนความถี่สูงเหมือนกับเป็นแผ่นระบายความร้อน (Heat Sink) ดังนั้นสำหรับแกนประเภท EE ที่ใช้ พื้นที่ด้านนอกทั้งหมดของแกน EE ก็คือพื้นที่ในการระบายความร้อน ซึ่งประมาณได้ดังสมการที่ (4.69) [33]

$$S_{area} = \text{Surface Area} \approx (2 \times W \times L) + (2 \times L \times H) + (2 \times W \times H) \quad (4.69)$$

เมื่อ S_{area} คือ พื้นที่ในการระบายความร้อนของหม้อแปลงความถี่สูง
 W, L และ H คือ ความกว้าง, ความยาว และความสูงของหม้อแปลงความถี่สูง

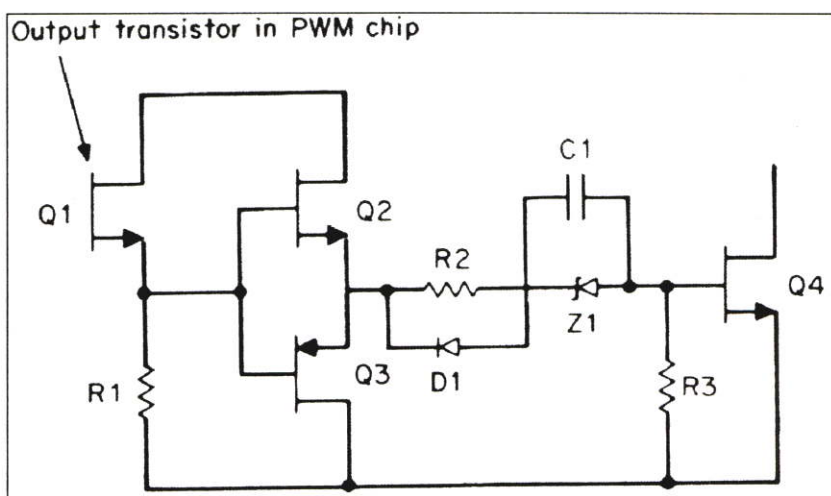
ค่า S_{area} โดยประมาณที่คำนวณ ต้องทำให้อยู่ในหน่วยของตารางนิ้ว เนื่องจากกราฟในรูปที่ 4.19 จะให้ค่า S_{area} ในหน่วยดังกล่าว และเมื่อทราบค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียของหม้อแปลง

ความถี่สูงสุดที่ใช้งานในหน่วยวัตต์ ก็จะทราบค่าอุณหภูมิที่สูงขึ้นของหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งเป็นค่าประมาณที่เชื่อถือได้ในระดับ $\pm 10^{\circ}\text{C}$ [33] โดยค่าที่ได้เมื่อรวมกับอุณหภูมิของห้องหรือบริเวณที่ใช้งานก็จะได้ค่าอุณหภูมิสูงสุดของหม้อแปลงความถี่สูงที่ประมาณโดยวิธีนี้ นอกจากนั้นแม้ว่าค่า S_{area} และกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่คำนวณได้ จะไม่อยู่ในเส้นหรือตำแหน่งที่สามารถอ่านค่าในรูปที่ 4.19 ก็สามารรถคำนวณเทียบได้ในลักษณะเป็นเชิงเส้น

จากขั้นตอนการออกแบบทั้งวงจรไฟฟ้าในหัวข้อที่ 4.1 และการออกแบบองค์ประกอบแม่เหล็กในหัวข้อที่ 4.2 ได้ทำการสรุปสมการสำคัญ และเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบไว้อย่างชัดเจนแล้ว ซึ่งสมการต่างๆ จะใช้โปรแกรม MATLAB มาคำนวณโดยแทนค่าที่ต้องการออกแบบในงานวิจัยนี้ในหัวข้อที่ 4.4 เพื่อสรุปค่าสำคัญที่ได้จากการออกแบบอีกครั้ง

4.3 วงจรควบคุมที่ใช้ในงานวิจัยนี้

สำหรับวงจรควบคุมที่ใช้ควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า ทั้งแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ได้ใช้ชุดวงจรควบคุมสัญญาณขาเกิดของมอสเฟต โดยใช้ IC รุ่น SG3524 ในการสร้างสัญญาณแรงดันไฟฟ้ารูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อควบคุมขาเกิดของมอสเฟตให้มีการสวิตชิ่งที่ความถี่ดังกล่าว โดยสัญญาณควบคุมที่ได้จาก SG3524 จะต่อผ่านวงจรไฟฟ้างดรูปที่ 4.20 เพื่อช่วยเพิ่มความสามารถในการควบคุมความเร็วในการสวิตชิ่งทั้งในช่วงที่ควบคุมให้มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้าและหยุดนำกระแสไฟฟ้า อย่างไรก็ตามจะไม่วางกล่าวถึงในรายละเอียดของการออกแบบ เนื่องจากได้นำวงจรนี้มาจากตำรา [33] ซึ่งตำราดังกล่าวได้อธิบายไว้อย่างชัดเจนดีแล้ว โดยที่ค่าต่างๆ ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในรูปที่ 4.20 ได้สรุปไว้ในตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.20 วงจรไฟฟ้าที่ต่อกับสัญญาณขาออกของ IC รุ่น SG3524 เพื่อเพิ่มความสามารถในการควบคุมการสวิตชิ่งของมอสเฟต [33]

ตารางที่ 4.2 ค่าต่างๆ ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้กับวงจรควบคุม

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์	ขนาด/รุ่น
Q_1	จาก SG 3524
Q_2	2N2222A
Q_3	2N2907A
Q_4	มอสเฟต เบอร์ IRFP 264
R_1	500 Ω
R_2	4 Ω
R_3	100 Ω
C_1	1 pF
D_1	1N914A
Z_1	1N4728A

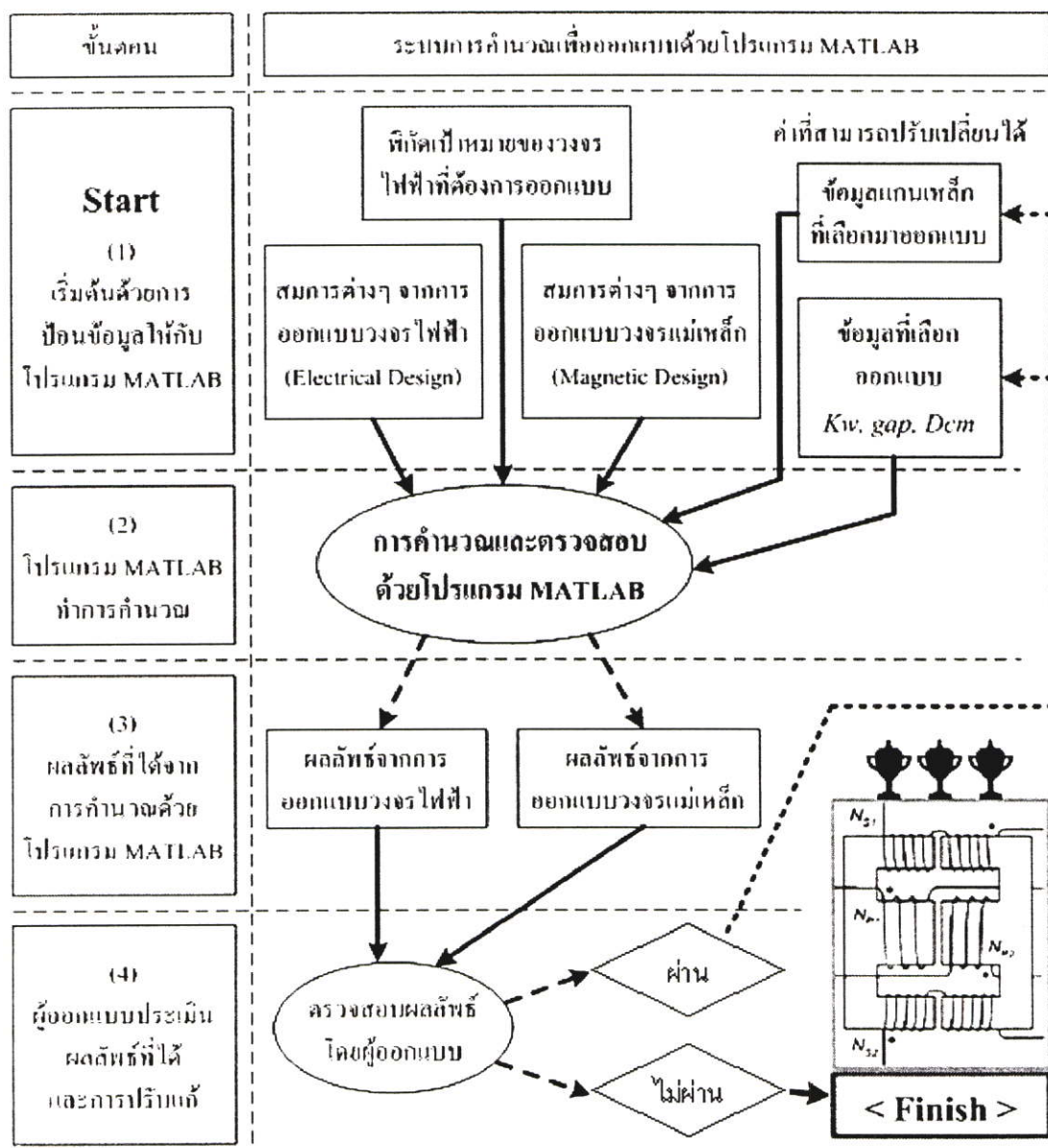
วงจรควบคุมในรูปที่ 4.20 และตารางที่ 4.2 จะใช้ชุดเดียวกันในการควบคุมวงจรทั้งแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ ซึ่งลักษณะการควบคุมที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นการควบคุมแบบเปิด (Open Loop Control) เนื่องจากขอบเขตงานในวิทยานิพนธ์นี้ไม่ได้มุ่งเน้นประเด็นไปที่เรื่องเสถียรภาพและผลตอบสนองเชิงจลน์ (Dynamic Response) ซึ่งน่าจะเป็นประเด็นหนึ่งที่ผู้วิจัยเองหรือผู้ที่สนใจจะได้นำไปศึกษาต่อไป เนื่องจากถ้าจะนำวงจรไฟฟ้าทั้งแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอไปใช้งานจริงหรือใช้ในเชิงพาณิชย์ จำเป็นจะต้องมีการควบคุมแบบปิด (Close Loop Control) และควรมีเสถียรภาพของวงจรที่ดี รวมถึงในมุมมองด้านวิชาการในการออกแบบวงจรในส่วนของเสถียรภาพและการควบคุมแบบปิด

4.4 การออกแบบวงจรและองค์ประกอบแม่เหล็กโดยใช้โปรแกรม MATLAB

ในหัวข้อนี้จะเป็นขั้นตอนสุดท้ายสำหรับการออกแบบ ด้วยการนำเป้าหมายที่ต้องการออกแบบและสมการสำคัญๆ ต่างๆ จากหัวข้อที่ 4.1 และ 4.2 มาทำการคำนวณด้วยโปรแกรม MABLAB เพื่อที่จะนำผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณมาเลือกอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และเป็นการตรวจสอบค่าในทางไฟฟ้าต่างๆ ที่ทำการออกแบบโดยประมาณ ว่าอยู่ในระดับที่ยอมรับได้หรือไม่ โดยระบบการคำนวณจะเป็นไปตามแผนภูมิในรูปที่ 4.21 ซึ่งอธิบายได้ดังนี้

การใช้โปรแกรม MABLAB ทำการคำนวณตามแผนภูมิในรูปที่ 4.21 นั้นจะเริ่มต้นจากขั้นที่ (1) ด้วยการป้อนข้อมูลพิกัดเป้าหมายที่ต้องการออกแบบ และสมการสำคัญจากหัวข้อที่ 4.1 และ 4.2 ให้กับโปรแกรม MATLAB จากนั้น จะใช้การสุ่มแกนความถี่สูงที่ทราบข้อมูล เพื่อป้อนข้อมูลแกนความถี่สูงที่ผู้ผลิตแกนให้มา (Core Datasheet) และข้อมูลสุดท้ายที่ผู้ออกแบบใส่ให้กับ

โปรแกรม MATLAB ก็คือข้อมูลต่างๆ ที่ผู้ออกแบบสามารถเลือกปรับค่าได้ ซึ่งข้อมูลดังกล่าว และข้อมูลแกนความถี่สูงที่ใช้เฉพาะข้อมูลที่สำคัญสรุปไว้ดังตารางที่ 4.3 ในขณะที่ข้อมูลอื่นๆ จะอยู่ในภาคผนวก ก หลังจากนั้นในขั้นที่ (2) โปรแกรม MATLAB ก็จะทำการคำนวณข้อมูลต่างๆ และให้ผลลัพธ์การคำนวณในขั้นที่ (3) จากนั้นในขั้นที่ (4) จะเป็นการตรวจสอบผลที่ได้ว่าผ่านเงื่อนไขต่างๆ ในการออกแบบตามหัวข้อที่ 4.1 และ 4.2 หรือไม่ และเป็นที่พอใจหรือไม่ เช่น สามารถเลือกสวิตช์, ไดโอด ที่มีในท้องตลาดได้หรือไม่, ค่าความสูญเสียของแกนความถี่สูง โดยประมาณเป็นที่ยอมรับได้หรือไม่ และค่าอื่นๆ โดยถ้าผลที่ได้ไม่เป็นที่พอใจหรือไม่ผ่าน ก็จะทำการปรับปรุงใหม่ โดยกลับไปเริ่มในขั้นที่ (1) โดยอาจปรับค่าต่างๆ เช่น K_w , gap และ D_{cma} หรือหากปรับค่าทั้งหมดแล้วไม่เป็นที่พอใจ ก็ต้องเปลี่ยนแกนความถี่สูงที่ใช้ จนกว่าจะได้ผลลัพธ์ที่ยอมรับได้หรือพอใจ ก็เป็นการสิ้นสุดการออกแบบ



รูปที่ 4.21 ภาพรวมของขั้นตอนและระบบการคำนวณเพื่อออกแบบด้วยโปรแกรม MATLAB

ตารางที่ 4.3 ข้อมูลที่เลือกออกแบบและข้อมูลแกน EE42/42-20W

ข้อมูลที่ใส่ให้กับโปรแกรม MATLAB	ค่า / ขนาด	หน่วยวัด	ที่มาข้อมูล
K_w	0.2	-	เลือกโดยผู้ออกแบบ
D_{cma} (หรือ $J = 3.036 \text{ A/m}^2$)	650	เซอร์คิวลาร์มิล / แอมแปร์ (Circular mils / A)	เลือกโดยผู้ออกแบบ
gap	0.4	มิลลิเมตร (mm.)	เลือกโดยผู้ออกแบบ
AL_Value (ที่ $gap = 0.4 \text{ มม.}, 100^\circ\text{C}$)	0.7578	ไมโครเฮนรี / กำลังสองของ จำนวนรอบขดลวด ($\mu\text{H} / \text{N}^2$)	ภาคผนวก ก
μ_e (ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก สัมพัทธ์)	1,850	-	ภาคผนวก ก
\overline{NI} ที่ $gap = 0.4$	(ก) 100-130	แอมแปร์-เทิร์น (A-T)	ภาคผนวก ก
A_p (พื้นที่หน้าตัดแกนกลาง)	235	ตารางมิลลิเมตร (mm^2)	ภาคผนวก ก
A_s (พื้นที่หน้าตัดแกนด้านข้าง)	117.5	ตารางมิลลิเมตร (mm^2)	ภาคผนวก ก
V_e (ปริมาตรของแกน)	23,000	ลูกบาศก์มิลลิเมตร (mm^3)	ภาคผนวก ก
B_{Sat}	0.3 (ข)	เทสลา (Tesla)	ภาคผนวก ก
B_r	0.13	เทสลา (Tesla)	ภาคผนวก ก
B_{rg}	0.104	เทสลา (Tesla)	หัวข้อ 4.2 ชั้นที่ 2
$B_{AC, \max}$	0.2 (ค)	เทสลา (Tesla)	ภาคผนวก ก
$P_{m, sp}$ (กำลังไฟฟ้าสูญเสียต่อ 1 หน่วยปริมาตรของแกน)	20 (ง)	กิโลวัตต์ต่อลูกบาศก์เมตร (kW / m^3)	ภาคผนวก ก
BB (ความหนาของบ็อบบิ้น)	1.1	มิลลิเมตร (mm.)	จากการวัด

- หมายเหตุ (ก) ที่ระยะช่องอากาศ 0.4 มม. จะได้ค่า $AL_Value \approx 757.8 \text{ mH/N}^2$ และตามข้อมูลจากผู้ผลิตจะ
 หนด \overline{NI} ได้สูงสุดประมาณ 100 – 130 A-T ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ระหว่าง $23^\circ\text{C} - 100^\circ\text{C}$
- (ข) ตามข้อมูลจากผู้ผลิต B_{Sat} จะอยู่ระหว่าง 0.3 – 0.5 T ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ แต่ในการออกแบบ
 จะเลือก B_{Sat} มีค่า 0.3 T เพื่อออกแบบในกรณีที่ยืดที่สุด
- (ค) ค่า $B_{AC, \max}$ เป็นค่าที่เลือกโดยผู้ออกแบบโดยพิจารณาจากข้อมูลแกนความถี่สูงเพื่อใช้ออก
 แบบวงจรแม่เหล็กชั้นที่ 1 (ข) ซึ่งค่า $B_{AC, \max} = 0.2 \text{ T}$ คือ กรณีที่ยืดที่สุดที่เป็นไปได้เนื่องจาก
 ถ้าเลือกค่าสูงกว่านี้ เมื่อนำไปรวมกับ B_r ก็จะเกินค่า B_{Sat} ซึ่งเป็นไปไม่ได้
- (ง) ค่า $P_{m, sp} = 20 \text{ kW/m}^3$ เลือกจากค่า B_{AC} สูงสุดที่ใช้งาน ซึ่งคำนวณได้ 0.037 T และที่ความถี่
 40 kHz ค่า $P_{m, sp}$ เป็นค่าที่เลือกภายหลังจากคำนวณค่า B_{AC} ในขั้นตอนที่ (3) ของรูปที่ 4.21

โปรแกรมจริงที่ใช้ในการออกแบบในงานวิจัยนี้อยู่ในภาคผนวกที่ ข ซึ่งโปรแกรมนี้ใช้แกน EE42/42-20W และค่าที่เลือกออกแบบดังที่กล่าวไปแล้ว ซึ่งเป็นค่าที่ทำการออกแบบจนสิ้นสุดการออกแบบและเป็นที่ยอมรับของผู้ออกแบบ ในขณะที่ผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบวงจรไฟฟ้าและการออกแบบวงจรแม่เหล็ก รวมทั้งอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือค่าต่างๆ ที่เลือกใช้ในงานวิจัยนี้ ดังตารางที่ 4.4 และตารางที่ 4.5 สรุปได้ดังนี้

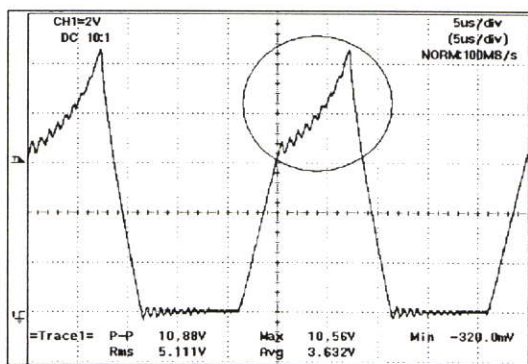
สรุปการออกแบบวงจรไฟฟ้า

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่เลือกใช้โดยอ้างอิงกับรูปที่ 4.1 ได้แก่ สวิตช์ (Q) ใช้ IRFP264 ไดโอด D_P, D_{P1} และ D_{P2} ใช้ MUR1540 ไดโอด D_S, D_{S1} และ D_{S2} ใช้ MUR840 ตัวเก็บประจุด้านโหลด C_P ใช้ค่า 2,200 ไมโครฟารัด ทนแรงดันไฟฟ้าได้ 100 โวลต์ ตัวเก็บประจุ C_S ใช้ค่า 470 ไมโครฟารัด ทนแรงดันไฟฟ้าได้ 63 โวลต์ และตัวเก็บประจุ C_{S1} และ C_{S2} จะใช้ตัวเก็บประจุ C_S 2 ตัวต่อขนานกันดังกล่าวไปแล้วในขั้นตอนการออกแบบที่ 7 ขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิใช้ขดลวด SWG16 และ SWG22 ตามลำดับ ในขณะที่ตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กคำนวณค่าที่เลือกใช้ได้เป็น 109.12 ไมโครเฮนรี เมื่อพันขดลวดปฐมภูมิตั้ง 12 รอบ แต่ค่าที่ใช้งานจริงเมื่อใช้ระยะช่องอากาศ 0.4 มม. แล้วพันขดลวดปฐมภูมิตั้ง 12 รอบ สำหรับวงจรแบบทั่วไปจะได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กประมาณ 125.53 ไมโครเฮนรี คงที่ถึงความถี่ประมาณ 80 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังรูปที่ 4.23 (ก) ซึ่งเป็นรูปจากการวัดจริง ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอเมื่อพันขดลวดปฐมภูมิด้วยจำนวนรอบรวมและใช้ระยะช่องอากาศที่เท่ากัน จะได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กประมาณ 122.34 ไมโครเฮนรี คงที่ถึงความถี่ประมาณ 250 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังรูปที่ 4.23 (ข) ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำทั้งสองสามารถใช้งานที่ความถี่สวิตซ์ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ได้ อย่างไรก็ดี ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กทั้งสองแตกต่างกันประมาณ 2.6 % ซึ่งเป็นผลจากการพันขดลวดของวงจรที่นำเสนอ ซึ่งทำให้มีการเกี่ยวค้ำของเส้นแรงแม่เหล็กต่ำกว่า ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำที่ได้ต่ำกว่าเมื่อพันขดลวดปฐมภูมิด้วยจำนวนรอบและระยะช่องอากาศที่เท่ากัน ในขณะที่ผลจากการวัดคุณลักษณะของอิมพีแดนซ์และเฟส ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 100 เฮิร์ตซ์ ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์ ของตัวเหนี่ยวนำทั้งสองดังในรูปที่ 4.24 สรุปได้ว่า วงจรแบบทั่วไปตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีจุดเรโซแนนซ์ (Self Resonance Frequency) 2 จุด ดังรูปที่ 4.24 (ก) ที่ความถี่ 363.19 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 3,002 กิโลเฮิร์ตซ์ ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอจะมีจุดเรโซแนนซ์ 3 จุด ดังรูปที่ 4.24 (ข) ที่ความถี่ 774 กิโลเฮิร์ตซ์ 1,993 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 14,076 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยการวัดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมของวงจรที่นำเสนอ จะใช้ปลายด้านหนึ่งของขดลวด N_{P1} ไปต่อกับปลายด้านหนึ่งของขดลวด N_{P2} ในทิศทางที่ทำให้สนามแม่เหล็กเสริมกัน แล้วทำการวัดค่าความเหนี่ยวนำที่ปลายด้านที่เหลือ ซึ่งก็คือค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมดังที่กล่าวไปแล้วทั้งในบทที่ 3 และการออกแบบวงจรแม่เหล็กชั้นที่ 1 โดยสรุปแล้วอุปกรณ์ที่เลือกในส่วนของการออกแบบทางไฟฟ้าในงานวิจัยนี้ไม่ได้ออกแบบให้เหมาะสมที่สุด โดยเฉพาะ ไดโอดทั้ง MUR1540 และ MUR840 ซึ่งมีการเผื่อค่าของ

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอดและแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดสูง เนื่องจากไม่ได้ในงานวิจัยนี้ ยังไม่ได้มุ่งประเด็นไปสู่เชิงพาณิชย์ ในขณะที่อุปกรณ์อื่นๆ ไม่ได้เผื่อค่ามากนัก

สรุปการออกแบบวงจรแม่เหล็ก

การออกแบบวงจรแม่เหล็กในงานวิจัยนี้ ได้ทำการออกแบบเฉพาะแกนความถี่สูงแบบรวมของวงจรที่นำเสนอ เนื่องจากแกนความถี่สูงของวงจรแบบทั่วไปเป็นลักษณะการพันที่มีใช้อยู่ทั่วไปและมีการนำเสนอผลงานอยู่แล้ว ซึ่งผลการออกแบบด้วยโปรแกรม MATLAB ดังตารางที่ 4.5 สรุปได้ว่า แกนความถี่สูงที่ใช้และขดลวดที่เลือกในตารางที่ 4.5 ผ่านขั้นตอนการออกแบบวงจรแม่เหล็กในหัวข้อที่ 4.2 ทุกกรณี ยกเว้นค่า \overline{NI} ซึ่งค่าที่ใช้งานสูงสุดจากการคำนวณมีค่าเป็น 113.2 A-T ในขณะที่ระยะช่องอากาศมีค่า 0.4 มม. ตามข้อมูลของแกนที่ใช้จะทน \overline{NI} สูงสุดประมาณ 100 – 130 A-T ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ในช่วง $23^{\circ}\text{C} - 100^{\circ}\text{C}$ ซึ่งตามหลักการแล้ว \overline{NI} ที่คำนวณได้ไม่ควรจะเกิน 100 A-T จึงจะถือว่าผ่าน อย่างไรก็ตามในกรณีนี้ผู้ออกแบบยังคงเลือกใช้ระยะช่องอากาศเท่าเดิมเนื่องจากค่า \overline{NI} ที่คำนวณได้มีการเผื่อค่าต่างๆ ในการออกแบบ ทำให้ค่าที่ได้ค่อนข้างสูง รวมทั้งค่า $I_{g, \min}$ หรือระยะช่องอากาศต่ำสุดที่แกนความถี่สูงพอดีอ้อมตัวจากการคำนวณมีค่า 0.36 มม. ยังคงน้อยกว่าระยะช่องอากาศที่เลือก ทำให้มั่นใจได้ในระดับหนึ่ง ซึ่งภายหลังจากที่สร้างขึ้นมาจริงและทดสอบงานใช้ที่พิกัด 70 วัตต์ วงจรแม่เหล็กทำงานได้ปกติ ซึ่งจะได้กล่าวถึงผลการทดลองในบทที่ 5 และ 6 โดยครั้งแรกที่ผู้ออกแบบทำการออกแบบวงจรแม่เหล็กไม่ได้ตรวจสอบค่า \overline{NI} จากข้อมูลของแกนความถี่สูง จึงได้เลือกค่าระยะช่องอากาศ 0.2 มม. ผลที่ได้คือวงจรแบบที่นำเสนอทำงานได้อย่างปกติที่กำลังไฟฟ้านำออก 50 วัตต์ แต่เมื่อใช้งานที่พิกัด 70 วัตต์ วงจรทำงานได้แต่มีลักษณะไม่ปกติ ดังรูปที่ 4.22 ซึ่งเป็นรูปจากการวัดจริงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ โดยช่วงที่วงกลมไว้คือช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ซึ่งช่วงนี้กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิก็คือกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก ซึ่งโดยปกติจะมีลักษณะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้น แต่ในรูปที่ 4.22 จะเห็นว่าเพิ่มขึ้นแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล นอกจากลักษณะดังกล่าวแล้วในขณะที่ใช้งานจะมีเสียงรบกวนของแกนความถี่สูง ซึ่งน่าจะเกิดจากผลของระยะช่องอากาศที่น้อยเกินไป



รูปที่ 4.22 กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิที่พิกัดกำลังไฟฟ้านำออก 70 วัตต์ เมื่อใช้ระยะช่องอากาศ 0.2 มม.

ตารางที่ 4.4 ผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบวงจรไฟฟ้าด้วยโปรแกรม MATLAB และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือค่าต่างๆ ที่เลือกใช้งานวิจัยนี้

ขั้นตอนการออกแบบ	ค่าที่ออกแบบ	หน่วยวัด	ผลลัพธ์จากโปรแกรม MATLAB	อุปกรณ์หรือค่าที่เลือกใช้งานจริง	วงจรที่ใช้
2	$n = N_S / N_P$	-	5	5	Both
2	$\bar{V}_{SW, max}$	โวลต์ (V)	86	IRFP 264 (Q)	Both
3	$\bar{D} = \bar{T}_{ON} / T$	-	0.4184	-	Both
3	\bar{T}_{ON}	ไมโครวินาที (μs)	10.46	-	Both
4	T_{OFF1}	ไมโครวินาที (μs)	สมการ	-	Both
4	T_{OFF2}	ไมโครวินาที (μs)	สมการ	-	Both
5	$L_{boundary} = L_{p_min}$	ไมโครเฮนรี (μH)	94.86	(ก) 109.12	Both
6	$\bar{I}_{Lm, peak}$	แอมแปร์ (A)	7.28	(ข) MUR1540 (D_P)	Both
6	$\bar{I}_{P, rms}$	แอมแปร์ (A)	5.52	ขดลวด SWG16	Both
6	$\bar{I}_{S, rms}$	แอมแปร์ (A)	0.92	ขดลวด SWG22, MUR840 (D_S)	Both
7	$C_{P, min}$	ไมโครฟารัด (μF)	1,600	2,200	Both
7	$C_{S, min}$	ไมโครฟารัด (μF)	391.14	470	Con.
7	$C_{S1, min} = C_{S2, min}$	ไมโครฟารัด (μF)	782.28	940	Prop.
7	$C_{Total, min}$	ไมโครฟารัด (μF)	313.39	387.27	Both

- หมายเหตุ (ก) ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กต่ำสุดที่วงจรทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่องตามพิกัดเป้าหมายที่ออกแบบคำนวณได้เป็น 94.86 μH และคำนวณค่าที่เลือกใช้ได้เป็น 109.12 μH เมื่อพันขดลวดปฐมภูมิรวม 12 รอบ แต่ค่าที่ใช้งานจริงจากการวัดจริงเมื่อพันขดลวดปฐมภูมิด้วยจำนวนรอบรวม 12 รอบจะอยู่ที่ประมาณ 122 – 125 μH ดังรูปที่ 4.23
- (ข) ค่า $\bar{I}_{Lm, peak}$ ที่ได้นำไปใช้คำนวณค่าประมาณของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอด D_P ทั้งกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยและค่ารากกำลังสองเฉลี่ยได้
- (ค) การออกแบบวงจรไฟฟ้าสามารถนำข้อมูลไปใช้ได้ทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรที่นำเสนอซึ่งสรุปไว้ในตารางโดย Both คือ ใช้ได้ทั้งสองวงจร Prop. คือ ใช้กับวงจรที่นำเสนอเท่านั้นและ Con. คือ ใช้กับวงจรแบบทั่วไปเท่านั้น

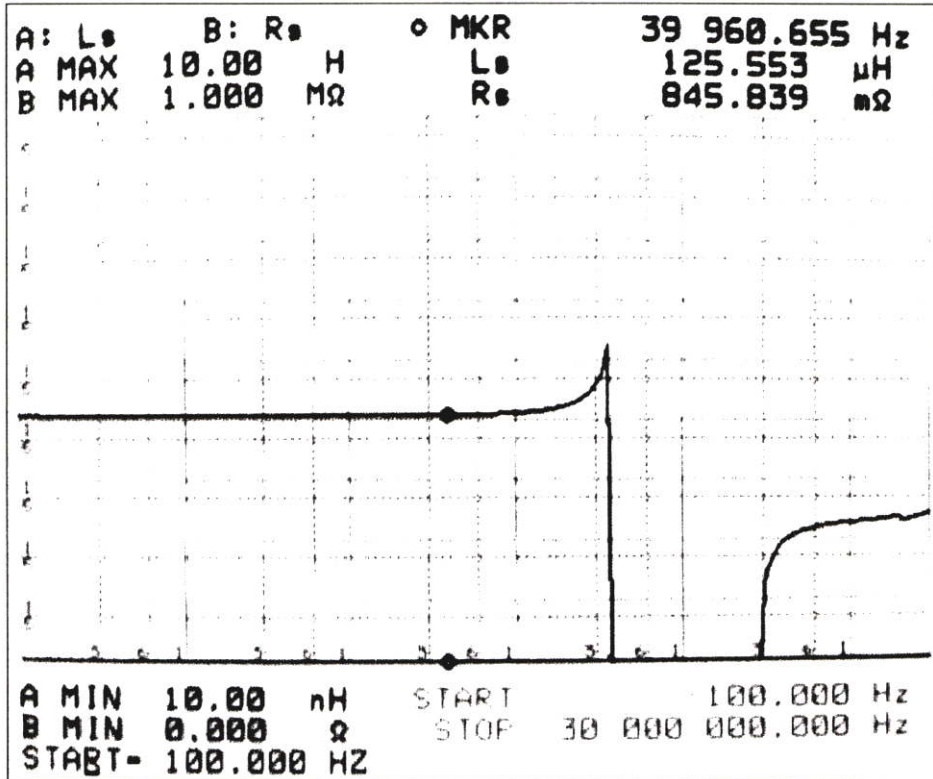
ตารางที่ 4.5 ผลลัพธ์ที่ได้จากการออกแบบวงจรแม่เหล็กที่ใช้แกนความถี่สูงแบบรวมด้วย

โปรแกรม MATLAB และอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือค่าต่างๆ ที่เลือกใช้ในงานวิจัยนี้

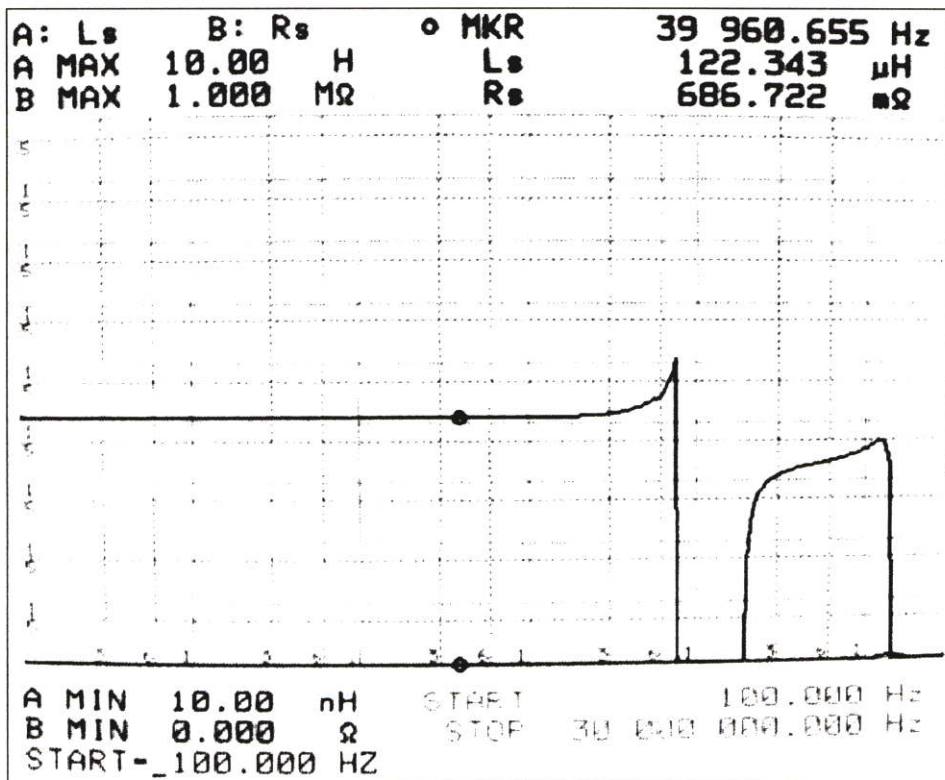
ขั้นตอนการออกแบบ	ค่าที่ออกแบบ	หน่วยวัด	ผลลัพธ์จากโปรแกรม MATLAB	อุปกรณ์หรือค่าที่เลือกใช้งานจริง
1	$N_P = N_{P1} = N_{P2}$	รอบ	6	6
1	$N_S = N_{S1} = N_{S2}$	รอบ	60	60
1	$N_{P, Total}$	รอบ	12	12
1	$A_{P, min}$	ตารางมิลลิเมตร (mm^2)	43.58	235
1	$A_{S, min}$	ตารางมิลลิเมตร (mm^2)	10.90	117.5
2	$B_{C, max}$	เทสลา (Tesla)	0.285	0.3
2	\overline{NI}_{Lm}	แอมแปร์-เทิร์น (A-T)	113.2	(ก)
2	$l_{g, min}$	มิลลิเมตร (mm.)	0.36	0.4
3	$A_{cu, pri}$	ตารางมิลลิเมตร (mm^2)	1.82	2.075
3	$A_{cu, sec}$	ตารางมิลลิเมตร (mm^2)	0.302	0.397
3	$A_{W, min}$	ตารางมิลลิเมตร (mm^2)	243.7	276
4	P_{core}	วัตต์ (W)	0.46	-
4	$R_{P, AC}$	โอห์ม (Ω)	0.0541	-
4	$R_{S, AC}$	โอห์ม (Ω)	5.7602	-
4	P_{pri}	วัตต์ (W)	1.6475	-
4	P_{sec}	วัตต์ (W)	4.8527	-
4	<i>Total Losses</i>	วัตต์ (W)	6.96	(ข)
5	S_{area}	ตารางนิ้ว (in^2)	10.65	(ข)

หมายเหตุ (ก) จากตารางที่ 4.3 ระยะช่องอากาศที่เลือก 0.4 มม. แกนที่ใช้จะทน \overline{NI} ได้สูงสุดประมาณ 100 – 130 A-T ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิแต่ค่าที่คำนวณได้เป็น 113.2 A-T ซึ่งตามหลักการแล้วควรจะน้อยกว่า 100 A-T อย่างไรก็ดี ในกรณีนี้ผู้ออกแบบยังคงเลือกใช้ระยะช่องอากาศเท่าเดิมเนื่องจากค่า \overline{NI} ที่คำนวณได้มีการเผื่อค่าต่างๆ ในการออกแบบทำให้ค่าที่ได้ค่อนข้างสูง รวมทั้งค่า $l_{g, min}$ ที่คำนวณได้ยังคงน้อยกว่าระยะช่องอากาศที่เลือก

(ข) กำลังไฟฟ้าสูญเสียของหม้อแปลงความถี่สูงคำนวณได้ประมาณ 6.96 วัตต์ ที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 70 W หรือกล่าวได้ว่าถ้าไม่คิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียจากอุปกรณ์อื่นๆ วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจะมีประสิทธิภาพประมาณ 90.96% ในขณะที่ S_{area} เมื่อนำไปเปิดตารางจะได้อุณหภูมิที่สูงขึ้น 80 °C ดังนั้นจะได้อุณหภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงประมาณ 110 °C (เมื่ออุณหภูมิห้องที่มีเครื่องปรับอากาศไม่เกิน 30 °C) ซึ่งผู้ออกแบบยอมรับได้

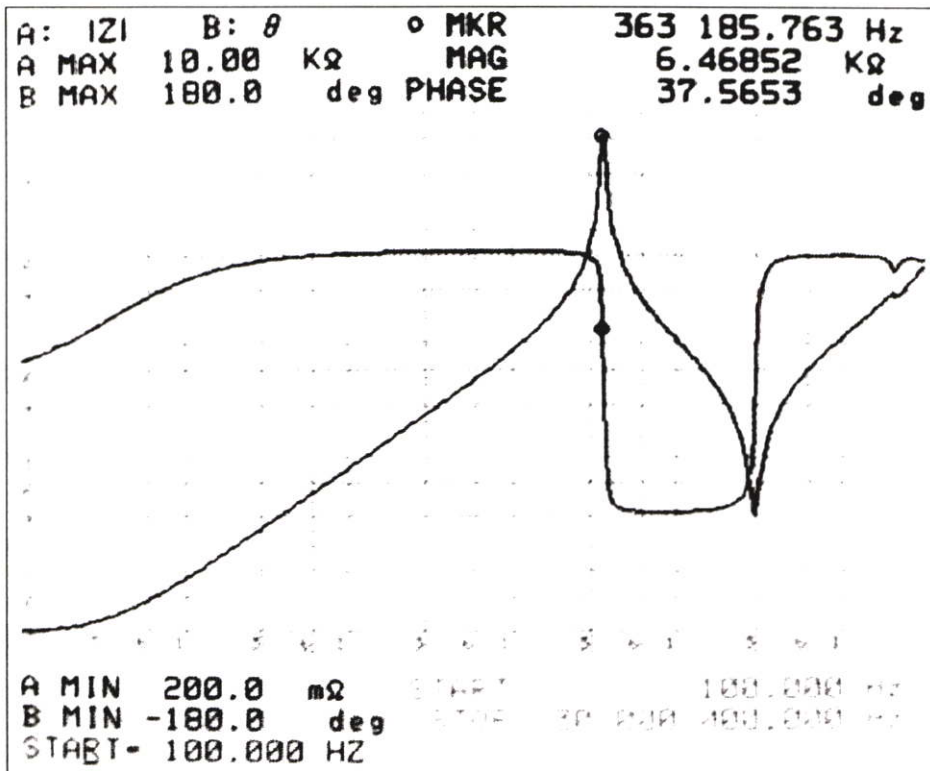


(ก) ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมของวงจรแบบทั่วไป

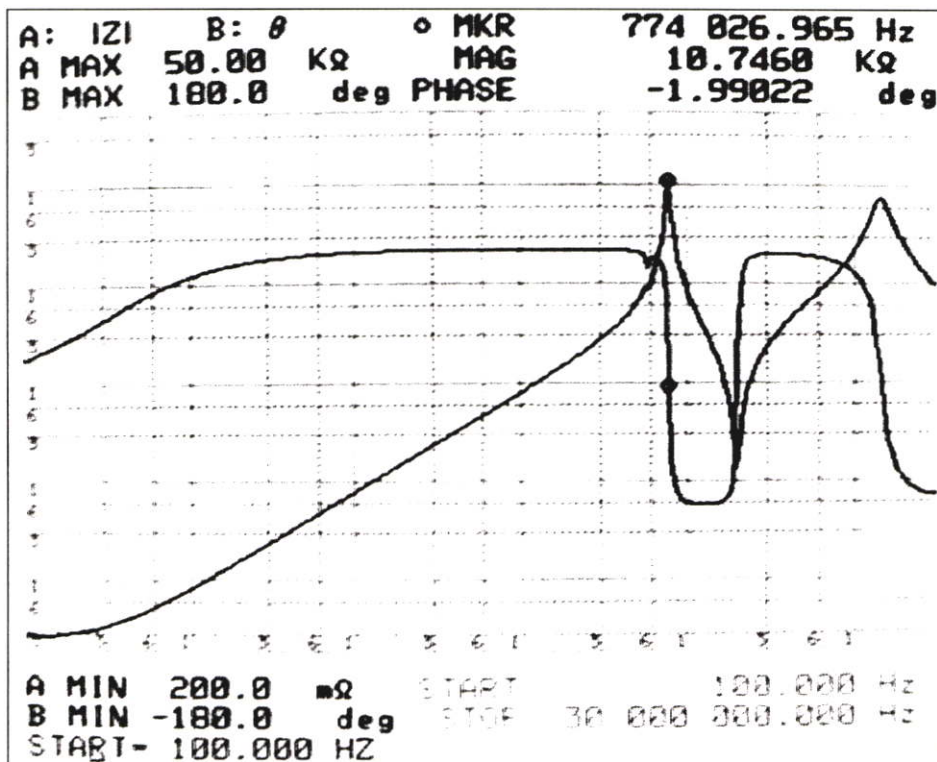


(ข) ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมของวงจรแบบที่นำเสนอ

รูปที่ 4.23 ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวม (Magnetizing Inductance) หรือค่าความเหนี่ยวนำรวมของขดลวดปฐมภูมิ ในช่วง 100 Hz – 30 MHz ซึ่งเป็นรูปถ่ายผลจากการวัดจริงด้วยเครื่อง Impedance Analyzer



(ก) ค่าอิมพีแดนซ์และเฟสของขดลวดเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมของวงจรแบบทั่วไป



(ข) ค่าอิมพีแดนซ์และเฟสของขดลวดเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมของวงจรแบบที่นำเสนอ

รูปที่ 4.24 ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) และเฟส (Phase) ของความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กหรือค่าความเหนี่ยวนำรวมของขดลวดปฐมภูมิ ในช่วง 100 Hz – 30 MHz ซึ่งเป็นรูปถ่ายผลจากการวัดจริง ด้วยเครื่อง Impedance Analyzer

บทที่ 5

การทดลอง

บทนี้กล่าวถึงการทดลอง โดยแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อหลัก หัวข้อที่ 5.1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์ที่ทำการทดลอง ซึ่งจะช่วยให้เข้าใจถึงเหตุผลที่ทำการทดลอง หัวข้อที่ 5.2 กล่าวถึงขอบเขตที่ทำการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ และ หัวข้อที่ 5.3 กล่าวถึงรูปแบบและการติดตั้งวงจรเพื่อทำการทดลองหรือการทดสอบในกรณีต่างๆ

5.1 วัตถุประสงค์

การทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อตรวจสอบวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงที่น่าเสนอว่า วงจรที่สร้างขึ้นจริงมีความแตกต่างจากหลักการทางทฤษฎีที่เป็นการวิเคราะห์วงจรในอุดมคติอย่างไร รวมถึงการเปรียบเทียบกับวงจรแบบทั่วไป ทั้งหลักการทำงานของวงจรในทางไฟฟ้ากำลัง และ สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการทดลองภายใต้เงื่อนไขและขอบเขตดังในหัวข้อที่ 5.2 ในขณะที่รูปแบบและประเด็นต่างๆ ที่ทำการทดลองจะเป็นไปตามหัวข้อที่ 5.3

5.2 ขอบเขตของการทดลอง

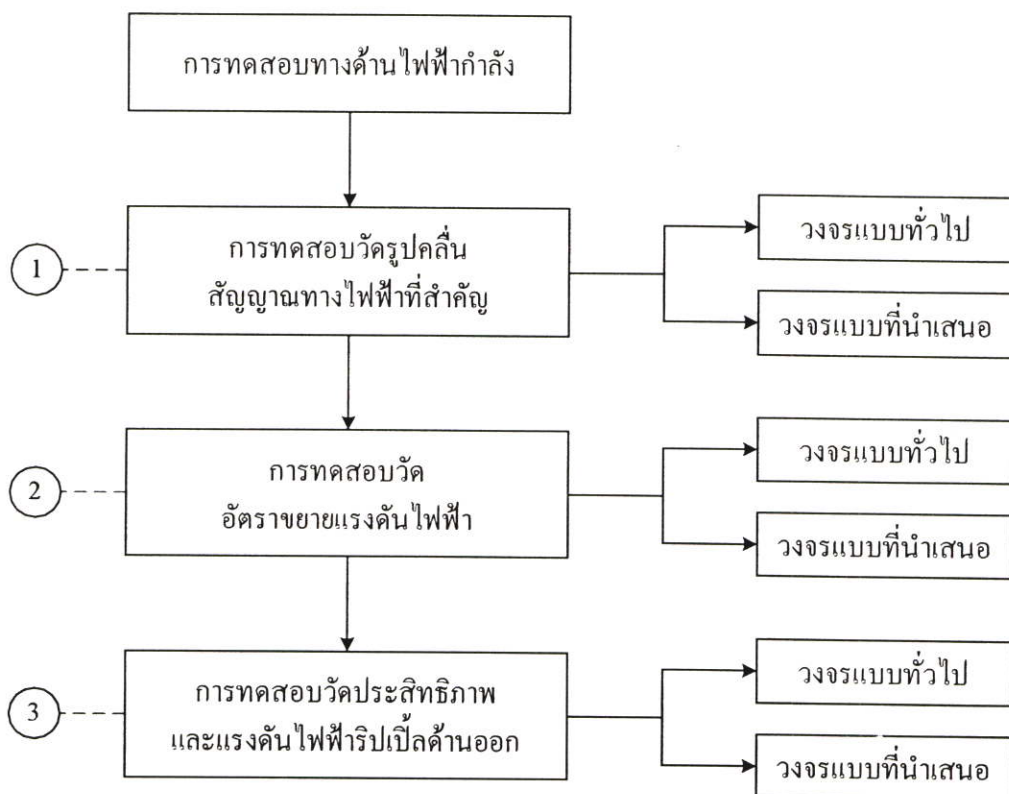
การทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ จะสอดคล้องกับขอบเขตของงานวิจัยในหัวข้อที่ 1.6 ดังนั้นในการทดลองจะใช้วงจรที่สร้างขึ้นจริง ทั้งวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงที่น่าเสนอและวงจรแบบทั่วไป วงจรดังกล่าวจะออกแบบให้ทำงานได้ตามพิกัดของวงจรในตารางที่ 1.1 อุปกรณ์ไฟฟ้าต่างๆ และองค์ประกอบแม่เหล็กที่ใช้ได้ทำการออกแบบตามวิธีการในบทที่ 4

5.3 รูปแบบต่างๆ ที่ทำการทดลอง

การทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ แบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลัก ได้แก่ หัวข้อที่ 5.3.1 เป็นการทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลัง และ หัวข้อที่ 5.3.2 เป็นการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

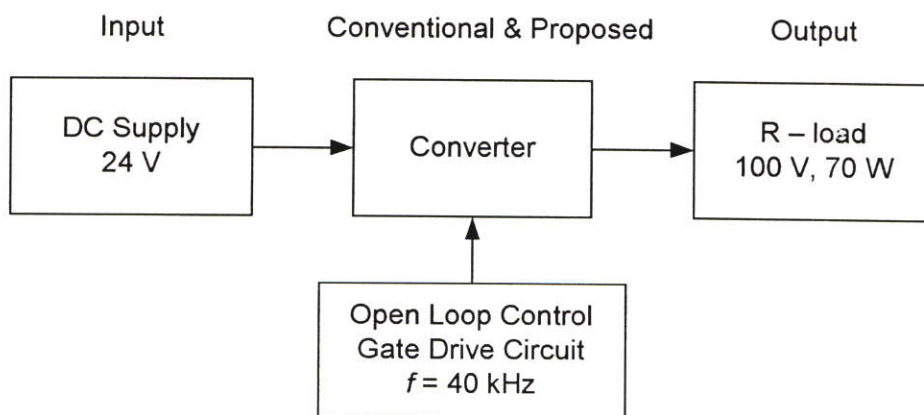
5.3.1 การทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลัง

การทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลังแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลัก ดังแผนภูมิในรูปที่ 5.1 โดยสอดคล้องกับวัตถุประสงค์ในหัวข้อที่ 5.1 ซึ่งสรุปประเด็นที่ทำการทดลองได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.1 แผนภูมิแสดงประเด็นหรือรูปแบบที่จะทำการทดลองทางด้านไฟฟ้ากำลัง

(1) การทดสอบวัดรูปคลื่นสัญญาณทางไฟฟ้าที่สำคัญ เป็นการทดสอบเพื่อนำผลที่ได้มาวิเคราะห์ว่าวงจรไฟฟ้าทั้งแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ สามารถทำงานได้จริงหรือไม่และมีความแตกต่างจากอุดมคติอย่างไร รวมถึงการนำมาเปรียบเทียบกันระหว่างทั้งสองวงจร โดยจะทำการทดสอบที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 70 วัตต์ ด้วยการต่อวงจรเพื่อทำการวัดดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 การติดตั้งวงจรเพื่อทำการทดสอบด้านไฟฟ้ากำลัง

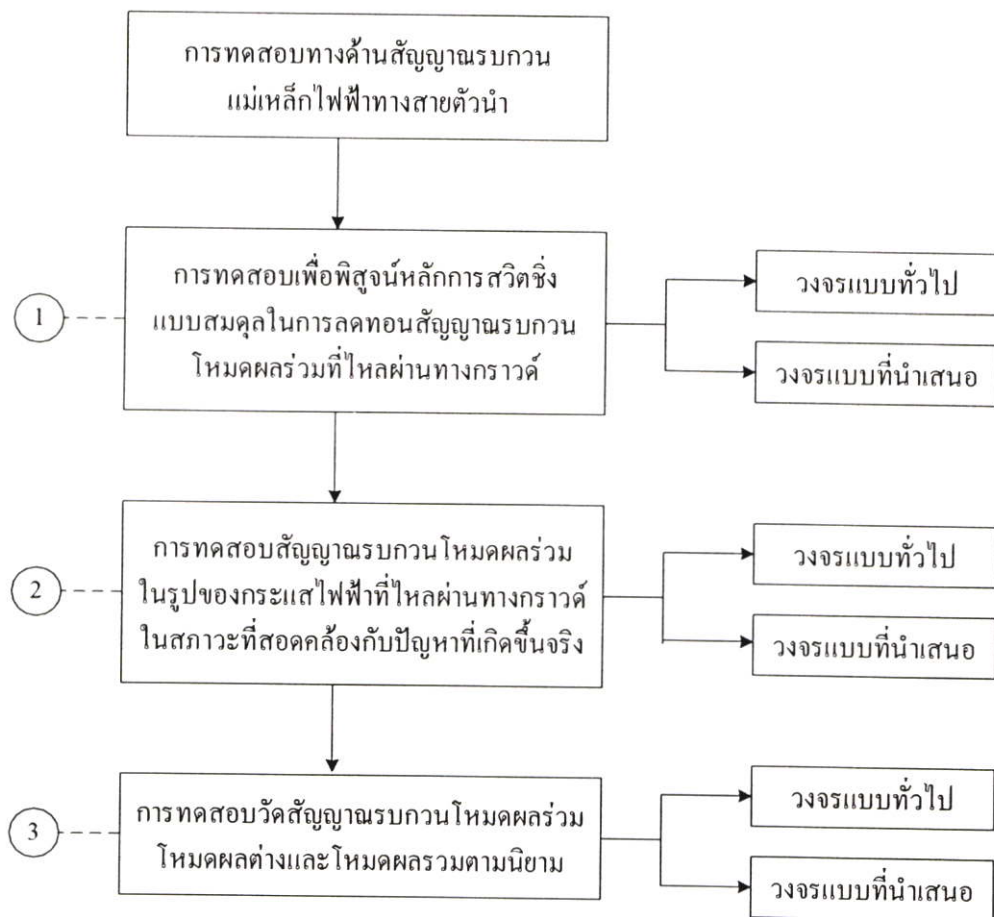
เงื่อนไขที่ใช้ทำการทดสอบวัดรูปคลื่นสัญญาณที่สำคัญของวงจรจะเป็นดังรูปที่ 5.2 คือจ่ายแรงดันไฟตรงจากแหล่งจ่ายไฟตรง (DC Supply) คงที่ 24 โวลต์ แล้วปรับช่วงเวลาที่สวิทช์นำกระแสไฟฟ้าต่อคาบเวลาหรือ Duty Ratio (D) ให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกคงที่ 100 โวลต์ เพื่อจ่ายโหลดตัวต้านทานขนาด 142.5 โอห์ม หรือกำลังไฟฟ้าด้านออกประมาณ 70 วัตต์ โดยปรับที่วงจรควบคุม (หัวข้อที่ 4.3) สวิตช์มอสเฟต ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้วงจรควบคุมแบบเปิดชุดเดียวกันในการควบคุมการทำงานของวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ ความถี่สวิทซ์ที่ใช้ควบคุมในงานวิจัยนี้คือ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยรูปคลื่นสำคัญต่างๆ เช่น กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ตำแหน่งที่ทำการวัดและผลที่ได้จะกล่าวถึงในบทที่ 6 อีกครั้ง

(2) การทดสอบวัดอัตราขยายแรงดันไฟฟ้า จะทำการติดตั้งวงจรดังรูปที่ 5.2 แต่ไม่ได้คงที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ 100 โวลต์ โดยจะใช้วิธีการคงที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ 24 โวลต์และคงที่ค่าโหลดตัวต้านทานด้านออกที่ 142.5 โอห์ม จากนั้นทำการปรับค่าอัตราส่วนช่วงเวลาที่สวิทช์นำกระแสไฟฟ้าต่อคาบเวลา (D) ตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.4 โดยเพิ่มค่าทีละ 0.05 และค่า D ที่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่า 100 โวลต์ ซึ่งตัวต้านทานด้านโหลดที่ใช้จะเป็นค่าที่ทำให้กำลังไฟฟ้าด้านออกมีค่าประมาณ 70 W ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 100 โวลต์ โดยจะทำการทดสอบทั้งวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ ซึ่งผลที่ได้จะนำไปเปรียบเทียบกับสมการทางทฤษฎีในอุดมคติในหัวข้อที่ 3.3.4 สมการที่ 3.56 แล้วทำการสรุปอีกครั้งในบทที่ 6

(3) การทดสอบวัดประสิทธิภาพและแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออก จะทำการติดตั้งวงจรดังรูปที่ 5.2 โดยจะคงที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ 24 โวลต์ แล้วปรับค่าอัตราส่วนช่วงเวลาที่สวิทช์นำกระแสไฟฟ้าต่อคาบเวลา (D) เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกคงที่ 100 โวลต์ แต่จะไม่คงที่ตัวต้านทานด้านโหลด โดยจะเปลี่ยนค่าตัวต้านทานด้านโหลด เพื่อทำการทดสอบประสิทธิภาพและแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 10 วัตต์ จนถึง 70 วัตต์ โดยเพิ่มทีละ 10 วัตต์ ซึ่งวิธีการที่ใช้วัดประสิทธิภาพและแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออก รวมทั้งผลการทดสอบของทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอจะได้กล่าวถึงในบทที่ 6

5.3.2 การทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

การทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลัก ดังแผนภูมิในรูปที่ 5.3 โดยสอดคล้องกับวัตถุประสงค์ในหัวข้อที่ 5.1 การทดสอบทั้งสามส่วนตามรูปที่ 5.3 เป็นการทดสอบจากกรณีต่างๆ อีกหลายกรณี เช่น กรณีที่วงจรมีการนำแผ่นระบายความร้อน (Heat Sink) ต่อลงกราวด์ และกรณีที่ไม่ต่อลงกราวด์ กรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย (Auxiliary Capacitances) [13] และอื่นๆ ซึ่งมีผลโดยตรงต่อสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมในรูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์ กรณีต่างๆ ที่จะแสดงผลการทดสอบในบทที่ 6 สรุปเงื่อนไขและรายละเอียดในการทดสอบต่างๆ ที่ได้ดังต่อไปนี้



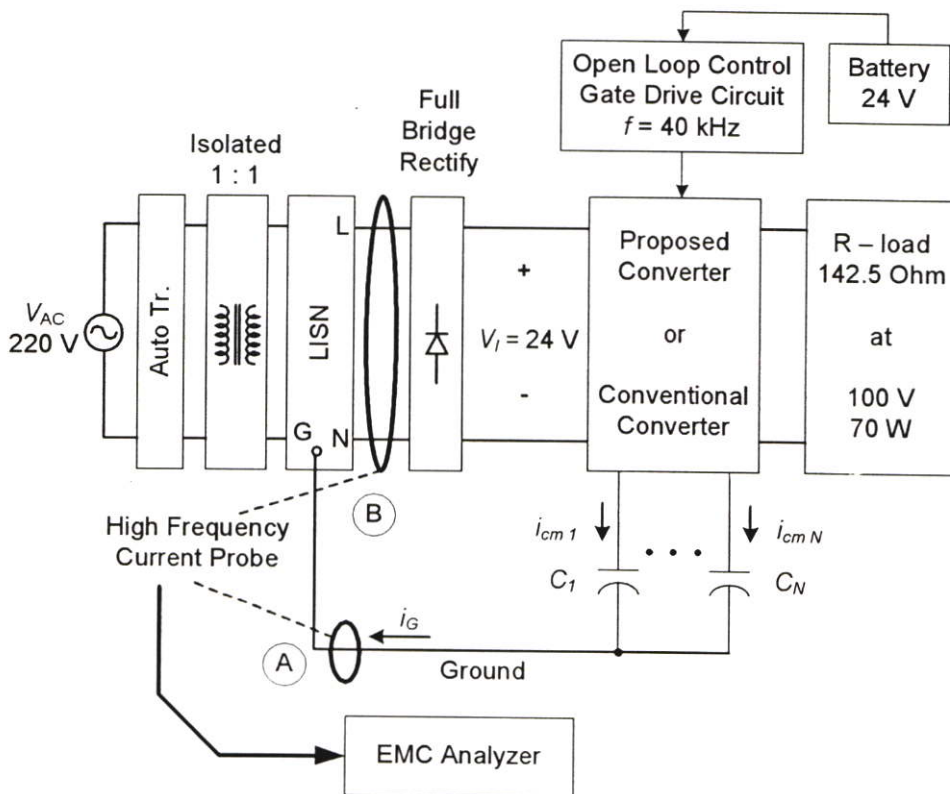
รูปที่ 5.3 แผนภูมิแสดงประเด็นหรือรูปแบบที่จะทำการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

(1) การทดสอบเพื่อพิสูจน์หลักการสวิตซ์แบบสมมูลในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์ การทดสอบในส่วนนี้ จะทำการวัดรูปคลื่นที่สำคัญต่างๆ ในโดเมนของเวลาเพื่อใช้สำหรับยืนยันหลักการสวิตซ์แบบสมมูล และทำการวัดสัญญาณรบกวนในรูปของกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์ในโดเมนของความถี่ เนื่องจากทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำจะพิจารณาในย่านความถี่ 150 kHz ถึง 30 MHz แล้วเปรียบเทียบระหว่างวงจรแบบที่นำเสนอกับวงจรแบบทั่วไป

ในการทดสอบรูปคลื่นที่สำคัญและสัญญาณรบกวน จะทำการติดตั้งวงจรเพื่อทำการวัดดังรูปที่ 5.4 โดยที่ $C_1 \dots C_N$ หมายถึงตัวเก็บประจุแฝง หรือตัวเก็บประจุที่ใส่เข้าไปเพื่อทำการทดสอบในกรณีต่างๆ โดยมีเงื่อนไข คือ จะจ่ายแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า (Auto Transformer) เพื่อลดระดับแรงดันไฟฟ้าลงจนแรงดันไฟตรงด้านเข้า (V_I) หลังชุดวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า (Bridge Rectify) มีค่า 24 โวลต์เพื่อจ่ายให้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงทั้งวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ โดยที่ตำแหน่งก่อนเข้าสู่ชุดวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า จะมี LISN (อธิบายไว้ในบทที่ 2) ต่ออยู่ แล้วปรับค่า D ของวงจรควบคุมแบบเปิด ซึ่งในกรณีที่ทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ เพื่อทำการเปรียบเทียบในเงื่อนไขเดียวกัน

จึงใช้วงจรควบคุมชุดเดียวกันในการควบคุมทั้งวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ ซึ่งเป็นชุดวงจรควบคุมที่แยกออกมาจากวงจรกำลัง โดยใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าให้กับวงจรควบคุมคือ แบตเตอรี่ 24 โวลต์ เพื่อไม่ให้มีผลกระทบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดจากการใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงที่มีการสวิตซ์ิ่งอื่นๆ ที่จ่ายให้กับวงจรควบคุม โดยปรับค่า D เพื่อให้แรงดันไฟตรงด้านออกมีค่า 100 โวลต์ แล้วจึงทำการทดสอบวัดรูปคลื่นที่สำคัญในโดเมนเวลา

จากนั้นจะปิดเครื่องวัดต่างๆ เช่น Digital Oscilloscope ที่ใช้วัดรูปคลื่นในโดเมนเวลาและวงจรอื่นๆ ที่ไม่เกี่ยวข้องกับการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ทำการทดสอบ แล้วทำการวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ผ่านทางกราวด์ ที่พิกัด 70 วัตต์ ที่ตำแหน่ง A ในรูปที่ 5.4 คือตำแหน่งที่ใช้ โพรบวัดกระแสไฟฟ้าคล่องลักษณะดังรูปเพื่อวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ ในขณะที่ตำแหน่ง B เป็นจุดที่ใช้วัดผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลผ่านสายไลน์และนิวทรอล ($2i_{CM}$) และวัดผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในไลน์และนิวทรอล ($2i_{DM}$) ซึ่งในรูปเป็นการวัดสัญญาณ $2i_{CM}$ นอกจากนั้นเมื่อใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าที่เส้นไลน์เพียงเส้นเดียวที่ตำแหน่ง B จะเป็นการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลผ่านสายไลน์ ($i_{Total,L}$) และเมื่อคล้องสายนิวทรอลเส้นเดียวจะเป็นการวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ไหลผ่านสายนิวทรอล ($i_{Total,N}$) ซึ่งลักษณะการคล้องทั้งหมดที่ชัดเจนได้นิยามไว้ในบทที่ 2



รูปที่ 5.4 การติดตั้งเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้า (High Frequency Current Probe)

จากรูปที่ 5.4 และเงื่อนไขในการทดสอบดังกล่าว เมื่อทำการวัดรูปคลื่นที่สำคัญและสัญญาณรบกวนโหมดต่างๆ สำหรับวงจรแบบทั่วไปจะแสดงรายละเอียดและกำหนดสัญลักษณ์ต่างๆ ในการติดตั้งวงจรแบบทั่วไปเพื่อทำการวัดดังรูปที่ 5.5 (ก) และวงจรแบบที่นำเสนอดังรูปที่ 5.5 (ข) ซึ่งเป็นการวัดในกรณีที่ไม่วัดตัวเก็บประจุช่วย (Auxiliary Capacitances) [13] ทั้งสองรูป ในขณะที่เมื่อมีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย (C_{PG} , C_{PIG} , C_{P2G} , C_{SG} , C_{S1G} และ C_{S2G}) ให้กับวงจรทั้งสองจะแสดงรายละเอียดได้ดังรูปที่ 5.6 (ก) และ (ข) ซึ่งรูปที่ 5.4 – 5.6 นี้จะใช้เป็นรูปอ้างอิงเงื่อนไขที่ทำการทดสอบรวมถึงรายละเอียดของสัญลักษณ์ต่างๆ ทั้งหมดในบทที่ 6 โดยที่สัญลักษณ์ต่างๆ ในรูปที่ 5.5 และ 5.6 มีความหมายได้ดังต่อไปนี้

สัญลักษณ์ต่างๆ ในรูปที่ 5.5 และ 5.6

⊥ คือ สัญลักษณ์แทนว่าจุดนั้นๆ ได้ต่อลงกราวด์

▽ คือ สัญลักษณ์แทนว่าแผ่นระบายความร้อนทุกแผ่นเชื่อมต่อถึงกันทางไฟฟ้า

⋮ หรือ ⋮⋮ คือ สัญลักษณ์แทนตัวเก็บประจุแฝงที่ตำแหน่งนั้นๆ

Ⓜ คือ สัญลักษณ์แทนว่าที่ตำแหน่งนั้นมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าเทียบกับกราวด์อย่างรวดเร็ว

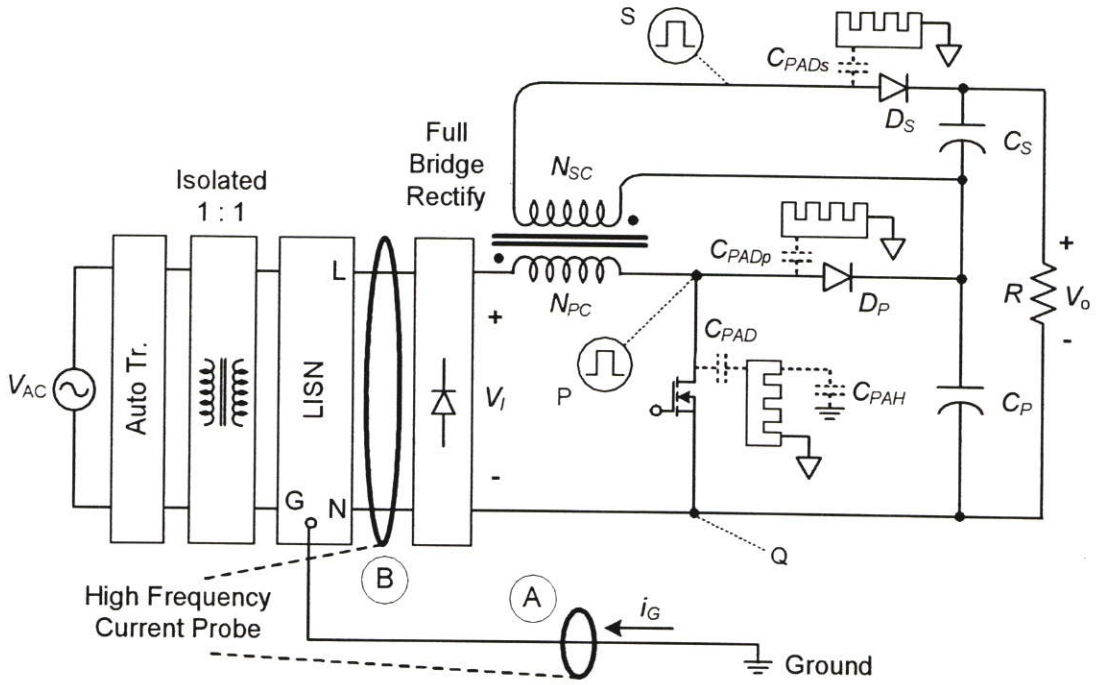
ⓂⓂ คือ สัญลักษณ์แทนว่าที่ตำแหน่งนั้นมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าเทียบกับกราวด์อย่างรวดเร็วแต่มีทิศทางตรงกันข้ามกับ Ⓜ

 คือ สัญลักษณ์แทนแผ่นระบายความร้อน

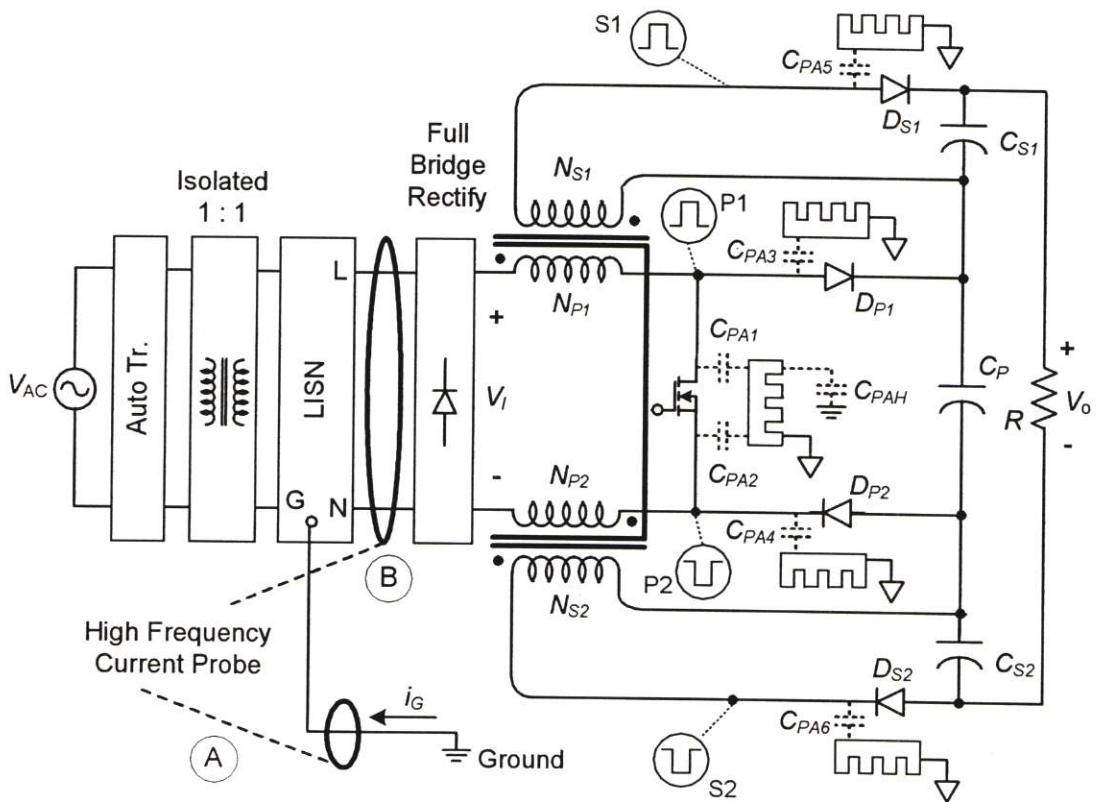
C_{PG} , C_{PIG} , C_{P2G} , C_{SG} , C_{S1G} และ C_{S2G} คือ ตัวเก็บประจุที่ใส่ให้กับวงจรแบบที่นำเสนอตามหลักการสวิตซ์ซึ่งแบบสมดุลหรือตัวเก็บประจุช่วย (Auxiliary Capacitances) และใส่ให้กับวงจรแบบทั่วไปเพื่อทำการเปรียบเทียบ

C_{PAD} , C_{PADp} , C_{PADs} , C_{PAH} , C_{PA1} , C_{PA2} , C_{PA3} , C_{PA4} และ C_{PA5} คือ ตัวเก็บประจุแฝง (Parasitic Capacitances) ที่ตำแหน่งต่างๆ ในวงจร

สำหรับการติดตั้งวงจรเพื่อทำการวัดจริงจะเป็นดังรูปที่ 5.7 ซึ่งเป็นรูปถ่ายจากการวัดจริงโดยเครื่องมือวัดหรืออุปกรณ์ต่างๆ สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ เช่น EMC Analyzer หรือ Spectrum Analyzer, LISN, Current Probe และ EUT หรือ วงจรที่ทำการทดสอบ ได้แสดงรายละเอียดทั้งหน้าที่และพิกัดที่สำคัญ รวมถึงรุ่นหรือ ประเภทไว้ในบทที่ 2 อย่างชัดเจนแล้ว โดยจากรูปที่ 5.7 เป็นการวัดในสภาวะแวดล้อมแบบเปิด ที่ไม่มีห้องกันสัญญาณที่อาจแพร่กระจายมาทางอากาศ (Screen Room) ดังนั้นในการวัดจะทำการวัดสัญญาณรบกวนขณะยังไม่จ่ายไฟให้วงจรทำงานเพื่อเป็นสัญญาณอ้างอิงก่อนทำการวัด จากเงื่อนไขการวัดทั้งหมดจะทำการทดสอบในกรณีต่างๆ ดังในแผนภูมิรูปที่ 5.8

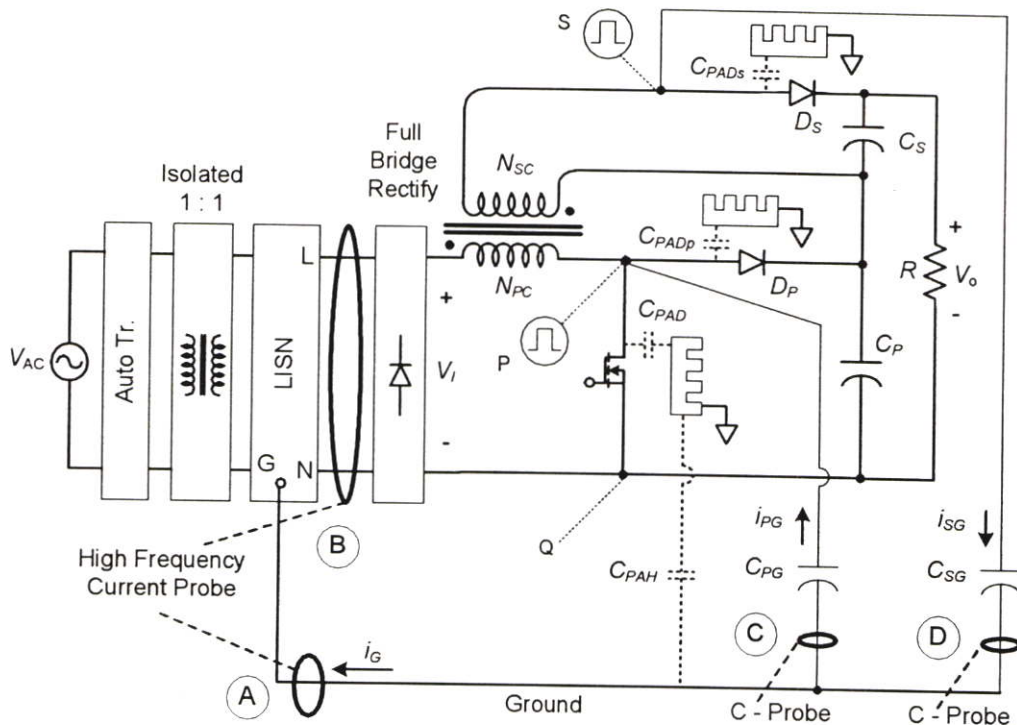


(ก) วงแบบทั่วไป

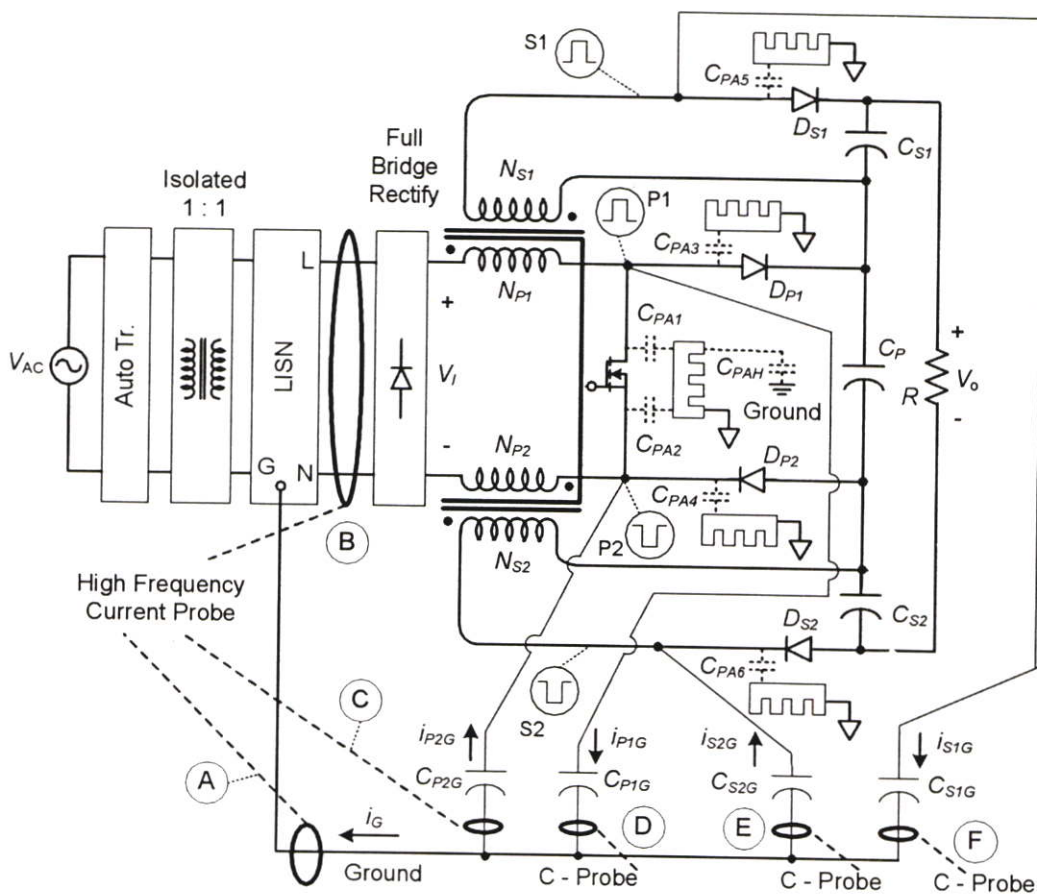


(ข) วงจรแบบที่นำเสนอ

รูปที่ 5.5 การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำกรณีสื่อที่ไม่ใส่
ตัวเก็บประจุช่วย C_{PG} , C_{P1G} , C_{P2G} , C_{SG} , C_{S1G} และ C_{S2G}

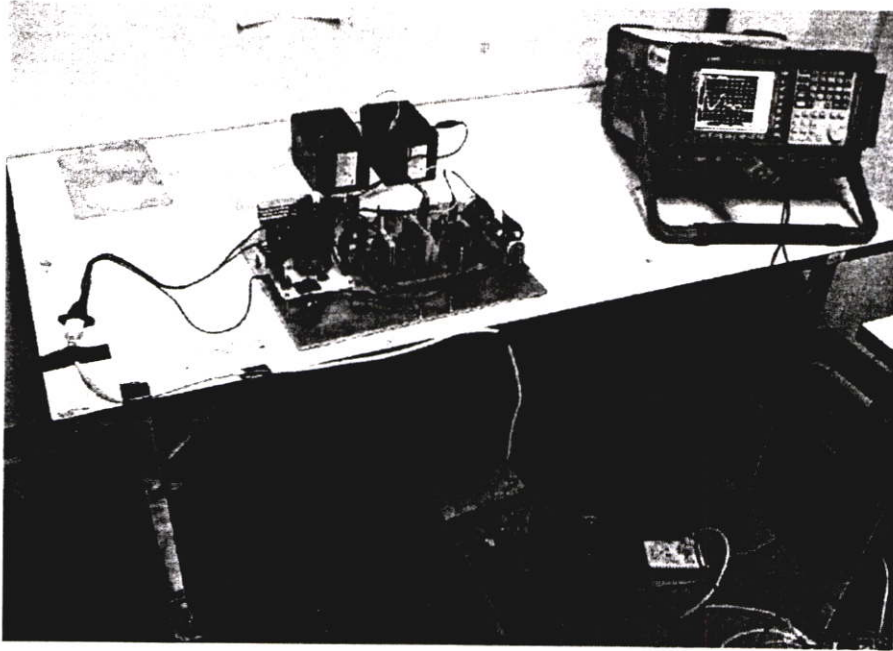


(ก) วงแบบทั่วไป

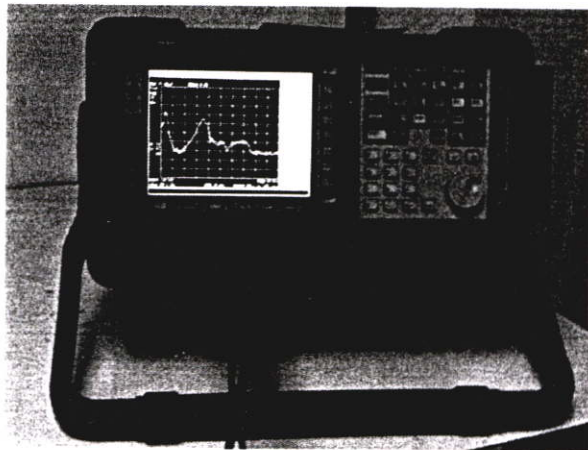


(ข) วงจรแบบที่นำเสนอ

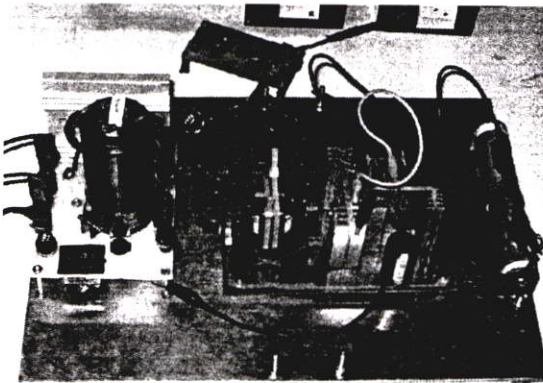
รูปที่ 5.6 การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย C_{PG} , C_{P1G} , C_{P2G} , C_{SG} , C_{S1G} และ C_{S2G}



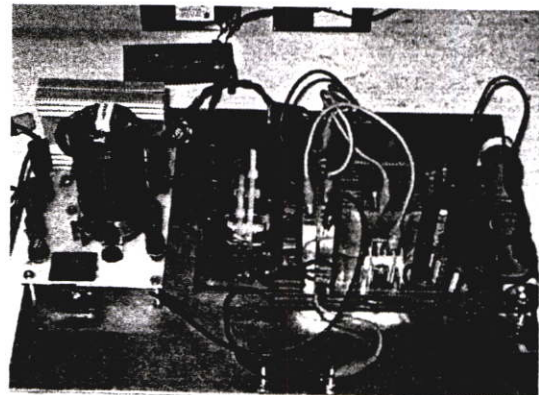
(ก) ภาพรวมของการวัด



(ข) สัญญาณจากการวัดโดยเครื่องวัด EMC Analyzer

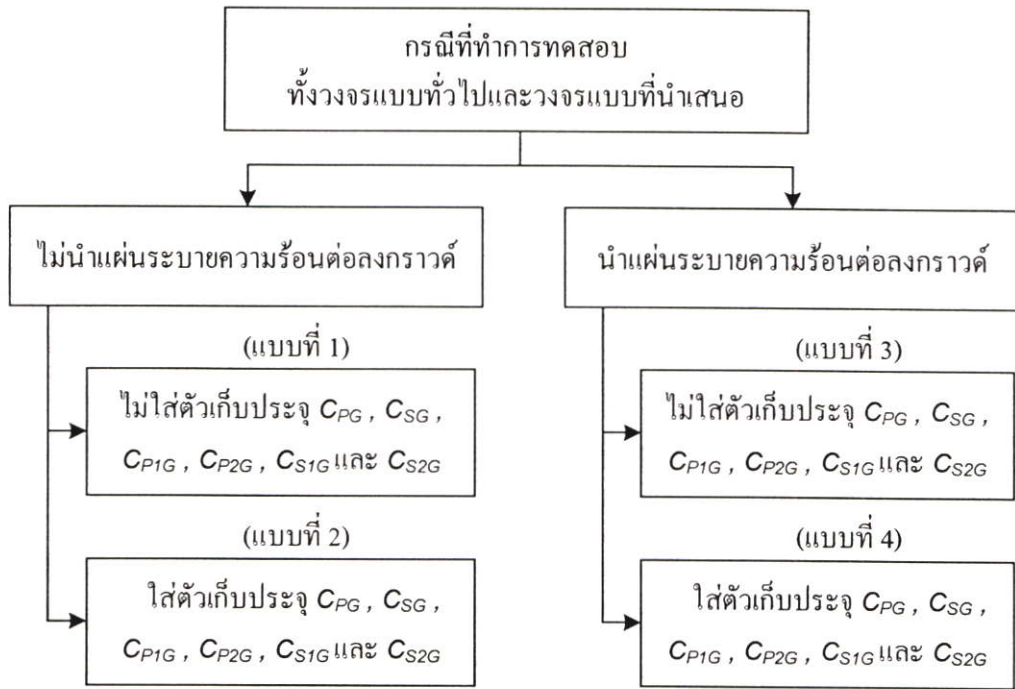


(ค) วงจรแบบที่ทั่วไป (EUT)



(ง) วงจรแบบที่นำเสนอ (EUT)

รูปที่ 5.7 รูปถ่ายการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้า โดยใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้า

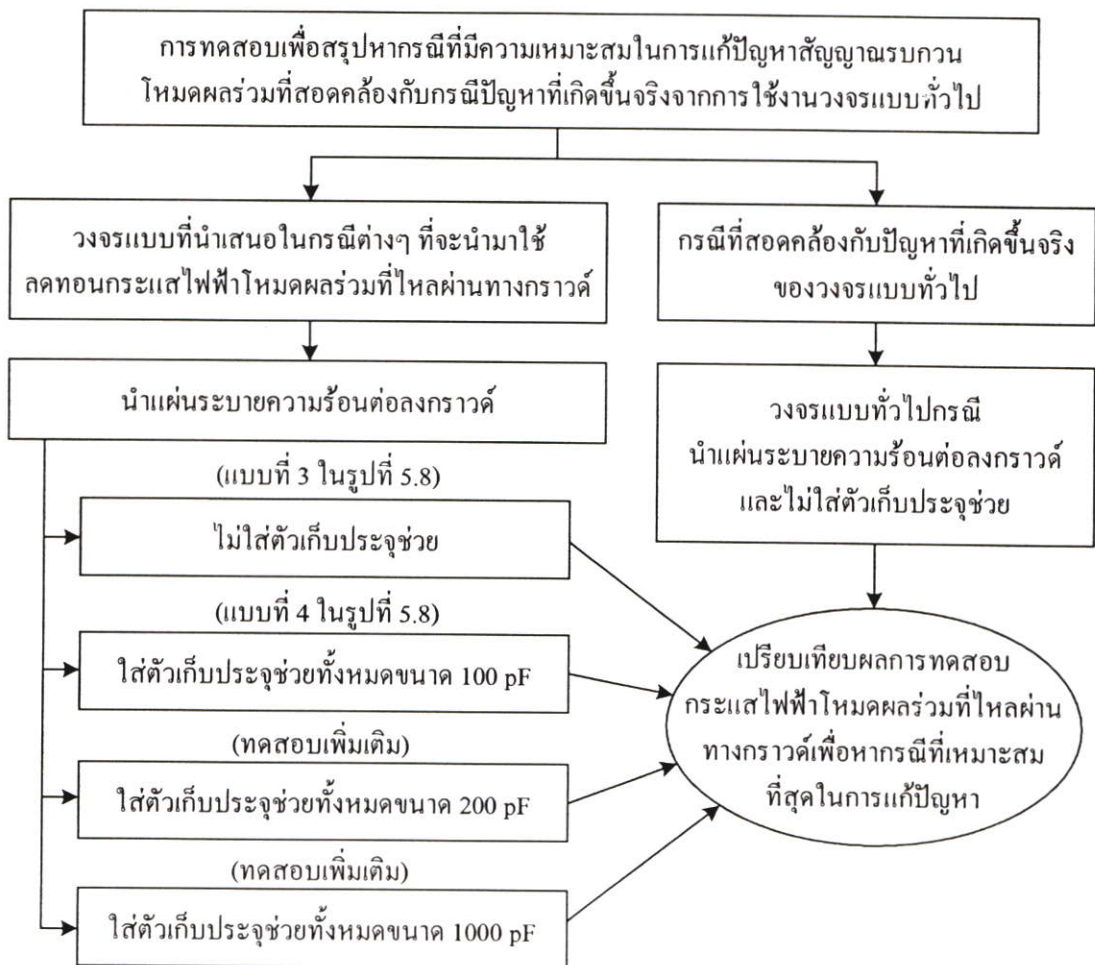


รูปที่ 5.8 กรณีต่างๆ ที่ทำการทดสอบแบ่งตามลักษณะที่มีการเชื่อมต่อกับกราวด์

การทดสอบเพื่อพิสูจน์หลักการสวิตซ์ซึ่งแบบสมคูลจะทำการทดสอบตามรูปแบบต่างๆ ในรูปที่ 5.8 ซึ่งอธิบายได้ดังนี้

เนื่องจากทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ มีส่วนต่างๆ ของวงจรที่เชื่อมต่อกับกราวด์ได้หลายกรณี ซึ่งแต่ละกรณีล้วนมีผลต่อสัญญาณรบกวนโทมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์ โดยกรณีต่างๆ ที่ทำการทดสอบเมื่อแบ่งตามลักษณะของวงจรที่มีการเชื่อมต่อกับกราวด์สรุปได้เป็น 4 แบบ และเนื่องด้วยในการศึกษาสัญญาณรบกวนโทมดผลร่วม ทางเดินของสัญญาณดังกล่าวทางหนึ่งก็คือ ผ่านทางตัวเก็บประจุแผ่ระหว่างแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์ ดังนั้นในการทดสอบนี้จึงแบ่งเป็นกรณี ที่มีการนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และกรณีที่ไม่ต่อลงกราวด์เพื่อเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโทมดผลร่วมที่เกิดจากกรณีดังกล่าว โดยเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนโทมดผลร่วมผ่านแผ่นระบายความร้อนได้กล่าวถึงอย่างชัดเจนแล้วในหัวข้อที่ 3.4 โดยการทดสอบทั้งแบบที่นำแผ่นระบายความร้อนต่อและไม่ต่อลงกราวด์ แบ่งออกได้อีก 2 กรณี คือ กรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย $C_{PG}, C_{P1G}, C_{P2G}, C_{SG}, C_{S1G}$ และ C_{S2G} และกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยดังกล่าว ซึ่งในกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยสำหรับการทดสอบส่วนนี้จะเลือกตัวเก็บประจุทุกตัวมีขนาด 100 pF ชนิด WIMA และในสถานะที่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ก็คือสถานะในรูปที่ 5.5 และ 5.6 แต่ไม่มีตัวเก็บประจุแผ่ C_{PAH} เนื่องจากแผ่นระบายความร้อนต่อกับกราวด์โดยตรง ดังนั้นในการทดสอบวัสดุรูปคลื่นที่สำคัญเพื่อพิสูจน์หลักการสวิตซ์ซึ่งแบบสมคูล และการทดสอบกระแสไฟฟ้าโทมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์ในโดเมนความถี่ จึงแบ่งกรณีทำการทดสอบออกได้เป็น 4 แบบหลักดังกล่าว และจะทำการทดสอบทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ

(2) การทดสอบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์ในสถานะที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริง การทดสอบในส่วนนี้อธิบายได้ว่า การทดสอบในข้อ (1) จะมีกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย (Auxiliary Capacitance) [13] ให้กับวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ เพื่อทำการเปรียบเทียบและพิสูจน์หลักการสวิตซ์ซึ่งแบบสมมูล อย่างไรก็ตามในการใช้งานจริงของวงจรแบบทั่วไปดังรูปที่ 5.6 (ก) จะไม่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย C_{PG} และ C_{SG} ในตำแหน่งดังรูป เนื่องจากเป็นทางผ่านของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ไหลลงสู่กราวด์มากขึ้น ดังนั้นในการทดลองกรณีหลักข้อที่ (2) นี้ จะนำผลการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์ของวงจรแบบทั่วไปที่ไม่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยมาเปรียบเทียบ เพื่อให้เข้าใจสถานะที่ทำให้เกิดปัญหาของวงจรแบบทั่วไปซึ่งผลการทดสอบยืนยันในบทที่ 6 แสดงให้เห็นว่าการนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ของวงจรแบบทั่วไปทำให้เกิดปัญหาของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์ดังนั้นจะใช้กรณีดังกล่าวเป็นกรณีอ้างอิงหรือเป้าหมายที่ต้องการจะลดทอนปัญหาของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมและจะทำการทดสอบกรณีต่างๆ ดังรูปที่ 5.9 ซึ่งอธิบายได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.9 แผนภูมิการทดสอบเพื่อสรุปหากรณีที่มีความเหมาะสมในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไป

การทดสอบในรูปที่ 5.9 เป็นการเปรียบเทียบกับกรณีอ้างอิงของวงจรแบบทั่วไปที่เกิดปัญหาของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมซึ่งก็คือ กรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย C_{PG} และ C_{SG} และต่อแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์ ซึ่งจะใช้ผลการทดสอบกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์ของกรณีอ้างอิงนี้เป็นเป้าหมายหรือปัญหาที่ต้องการจะลดทอนหรือแก้ปัญหาโดยใช้เทคนิคการสวิตซ์แบบสมดุล ดังนั้นการทดสอบในรูปที่ 5.9 จะทำการทดสอบวงจรแบบที่นำเสนอในกรณีที่น่าแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ ซึ่งสอดคล้องกับกรณีปัญหาของวงจรแบบทั่วไป เพื่อสรุปหากรณีที่เหมาะสมกับการลดทอนกระแสไฟฟ้าที่ไหลในกราวด์หรือสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมดังกล่าว โดยการทดสอบของวงจรแบบที่นำเสนอแบ่งออกเป็น 4 กรณี ได้แก่ กรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย C_{PG} , C_{P1G} , C_{P2G} , C_{SG} , C_{S1G} และ C_{S2G} (รูปที่ 5.6 (ข)) และกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยดังกล่าวทุกตัวขนาด 100 pF ชนิด WIMA ซึ่งทั้งสองกรณีได้ทำการทดสอบไปแล้วคือรูปแบบการทดสอบแบบที่ 3 และ แบบที่ 4 ในรูปที่ 5.8 และทำการทดสอบเพิ่มเติมในกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยดังกล่าวทั้งหมดมีค่าเป็น 200 pF และ 1000 pF แล้วเปรียบเทียบกับกรณีอ้างอิงเพื่อสรุปหากรณีที่มีความเหมาะสมในการแก้ปัญหาดังกล่าว

(3) การทดสอบวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม โหมดผลต่างและสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมตามนิยาม เป็นการทดสอบเพื่อศึกษาสัญญาณรบกวนทั้งสามโหมดตามนิยามดังกล่าวว่ามีลักษณะเป็นอย่างไรเมื่อมีการปรับโครงสร้างของวงจรให้มีการสวิตซ์ที่สมดุลในวงจรที่ได้นำเสนอ เปรียบเทียบกับวงจรแบบทั่วไป โดยลักษณะการติดตั้งวงจรและเงื่อนไขในการทำงานของวงจรจะเหมือนกับการทดสอบในข้อ (1) และรูปที่ 5.4 แต่ลักษณะที่ใช้โพรวัดกระแสไฟฟ้าคือการทำกรวดจะแตกต่างออกไปซึ่ง การวัดสัญญาณรบกวนทั้งสามโหมดตามนิยามดังกล่าวได้เขียนไว้อย่างชัดเจนแล้วในบทที่ 2 และกรณีที่ทดสอบจะทดสอบเฉพาะกรณีอ้างอิงที่สอดคล้องกับกรณีที่เกิดปัญหาของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบทั่วไป และทดสอบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม โหมดผลต่างและโหมดผลรวมตามนิยามของวงจรแบบที่นำเสนอ ในกรณีที่เหมาะสมกับการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ไหลในกราวด์ ซึ่งกรณีดังกล่าวจะได้มาจากการผลสรุปการทดสอบในข้อ (2) ซึ่งทั้งหมดจะแสดงไว้ในบทที่ 6

ในบทนี้ได้กล่าวถึง เงื่อนไข การติดตั้งและรูปแบบหรือประเด็นต่างๆ ที่ทำการสอบทั้งการทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลังและการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ เพื่อให้เห็นภาพรวมและรายละเอียดของการทดสอบกรณีต่างๆ สำหรับ ผลการทดสอบและการวิเคราะห์จะได้กล่าวถึงในบทต่อไป

บทที่ 6

ผลการทดลองและการวิเคราะห์

บทนี้กล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ โดยผลการทดลองจะเป็นการทดสอบตามรูปแบบการทดลองในหัวข้อที่ 5.3 ในขณะที่การวิเคราะห์ในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์ผลการทดลองโดยเปรียบเทียบกับหลักการทางทฤษฎี และเป็นการเปรียบเทียบผลการทดลองระหว่างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่นำเสนอและวงจรแบบทั่วไป โดยแบ่งออกเป็น 2 หัวข้อหลัก คือ หัวข้อที่ 6.1 กล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ทางด้านไฟฟ้ากำลัง หัวข้อที่ 6.2 กล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ในส่วนของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

6.1 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ด้านไฟฟ้ากำลัง

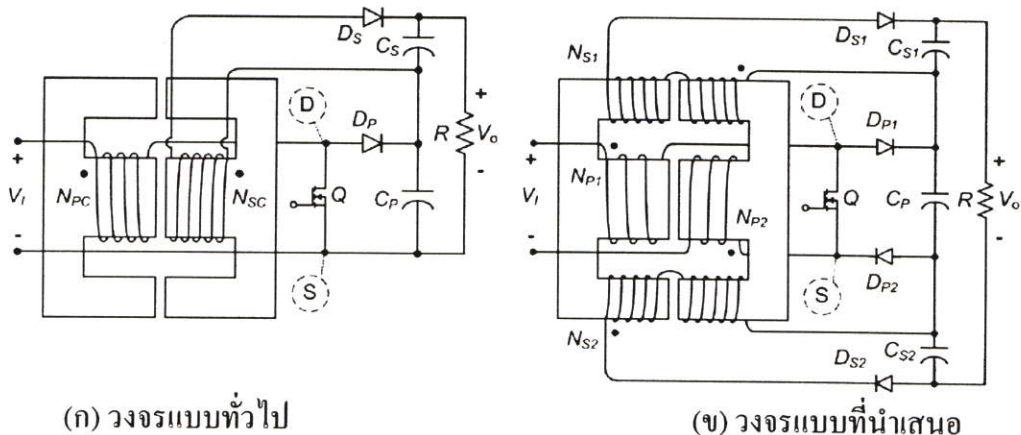
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ทางด้านไฟฟ้ากำลังโดยสอดคล้องกับรูปแบบที่ทำการทดลองในหัวข้อที่ 5.3.1 ซึ่งแบ่งได้เป็น 3 หัวข้อย่อยดังต่อไปนี้

6.1.1 การทดสอบวัดรูปคลื่นสัญญาณทางไฟฟ้าที่สำคัญ

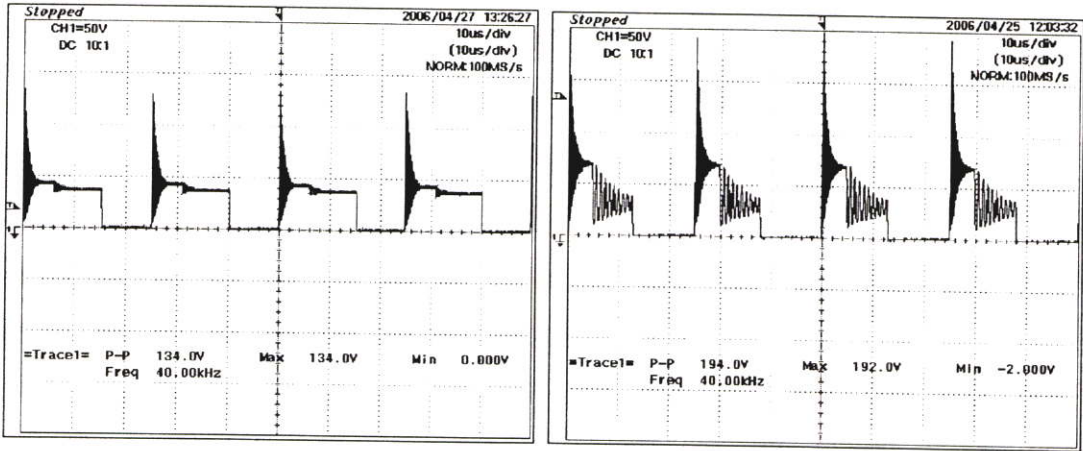
ผลการทดสอบในส่วนนี้เป็นรูปคลื่นที่วัดจริงโดยทดสอบที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 70 วัตต์ และทดสอบตามเงื่อนไขในหัวข้อที่ 5.3.1 ในรูปแบบการทดสอบข้อ (1) ซึ่งประกอบไปด้วยรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ซึ่งรูปคลื่นทั้งหมดมีความสำคัญในการวิเคราะห์ทางด้านไฟฟ้ากำลัง ในขณะที่รูปคลื่นอื่นๆ ที่สำคัญจะแสดงไว้ในหัวข้อนั้นๆ เพื่อให้สอดคล้องกับการทดลองและการวิเคราะห์ในประเด็นนั้นๆ

(ก) แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์

จะทำการวัดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตของวงจรทั้งสองที่ตำแหน่งระหว่างจุด D และ จุด S ดังรูปที่ 6.1 และผลการวัดจริงในรูปที่ 6.2 ถึง 6.3 ซึ่งสรุปผลได้ดังนี้

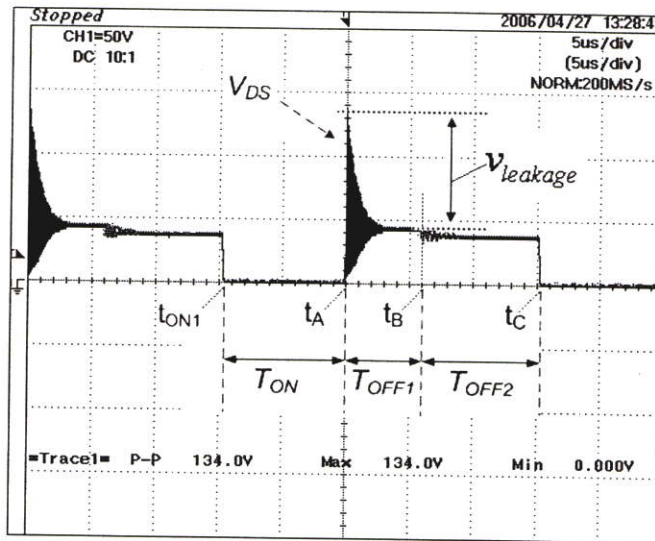


รูปที่ 6.1 ตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต

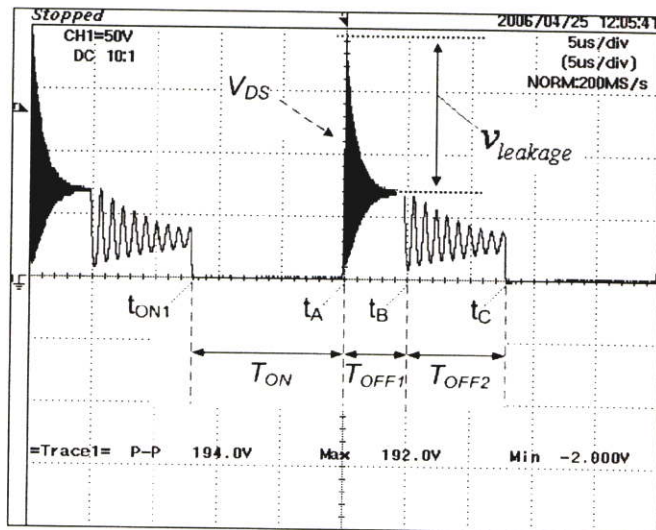


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div) (ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.2 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต



(ก) วงจรทั่วไป (5 us/div, 50 V/div)



(ข) วงจรที่นำเสนอ (5 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.3 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตสำหรับการวิเคราะห์

แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต หรือ V_{DS} ของวงจรแบบทั่วไปในรูปที่ 6.2 (ก) และวงจรแบบที่นำเสนอในรูปที่ 6.2 (ข) มีความแตกต่างกันและต่างจากรูปคลื่นในอุดมคติ ซึ่งอธิบายได้โดยพิจารณารูปขยายดังรูปที่ 6.3 ซึ่งใส่ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า $[t_{ON1}, t_A]$ หรือ ช่วงเวลา T_{ON} ช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าช่วงที่ 1 $[t_A, t_B]$ หรือ ช่วงเวลา T_{OFF1} และช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าช่วงที่ 2 $[t_B, t_C]$ หรือ ช่วงเวลา T_{OFF2} ให้สอดคล้องกับการวิเคราะห์บทที่ 3 ในรูปที่ 3.18 ซึ่งเป็นรูปคลื่นในอุดมคติ จากรูปที่ 6.3 เมื่อพิจารณาช่วงเวลา T_{ON} แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตจะมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าด้วยเงื่อนไขการทำงานเดียวกัน วงจรแบบที่นำเสนอจะมีช่วงเวลา T_{ON} นานกว่าวงจรแบบทั่วไป ซึ่งเกิดจากผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ส่งผลต่อ ช่วงเวลา T_{ON} สองส่วน ได้แก่ ส่วนแรกเป็นผลจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของวงจรที่นำเสนอซึ่งมากกว่าวงจรแบบทั่วไป ทำให้มีพลังงานที่สูญเสียไปในรูปของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลมากกว่า ส่งผลให้สวิตช์ต้องนำกระแสไฟฟ้านานขึ้นเพื่อให้แกนความถี่สูงเก็บพลังงานนานขึ้น เพื่อชดเชยพลังงานที่สูญเสียไปดังกล่าว เมื่อเปรียบเทียบพลังงานที่ส่งผ่านไปยังโหลดค่าเท่ากัน ส่วนที่สองที่ทำให่วงจรแบบที่นำเสนอมีช่วงเวลา T_{ON} จะกล่าวถึงในภายหลังในข้อ (ข) เนื่องจากจะใช้รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิมาทำการอธิบายด้วย

ช่วง T_{OFF1} จะเริ่มต้นที่เวลา t_A จนถึงเวลา t_B ดังรูปที่ 6.3 ที่เวลา t_A สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้า ทำให้มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ ซึ่งในกรณีของวงจรในอุดมคติ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์จะมีค่าคงที่ตลอดช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า ตั้งแต่เวลา t_A ถึง t_C แต่ในกรณีที่ทำการวัดจริงจะเห็นได้ว่าทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอจะมีค่าไม่คงที่และมีค่าสูงมาก ณ เวลา t_A โดยเฉพาะวงจรแบบที่นำเสนอจะมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงมากถึง 192 โวลต์ ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปมีค่า 134 โวลต์ ซึ่งเกิดจากผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลและการที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าอย่างรวดเร็ว [33]

โดยที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดที่คำนวณจากสมการที่ (4.2) ด้วยโปรแกรม MATLAB ในภาคผนวก ข จะคำนวณได้เป็น 43 โวลต์เท่านั้น อย่างไรก็ตามได้กล่าวในบทที่ 4 แล้วว่าต้องมีการชดเชยแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ที่เพิ่มขึ้นมาเนื่องจากผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหลกับการหยุดนำกระแสไฟฟ้าของสวิตช์มอสเฟตอย่างรวดเร็วหรือ Leakage Inductance Spike [33] ซึ่งเป็นไปตามสมการ $v_{leakage} = L_{leakage} (di/dt)$ เมื่อ $L_{leakage}$ คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล, di/dt คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์ต่อเวลาในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าอย่างรวดเร็ว และ $v_{leakage}$ คือ แรงดันไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นมาเนื่องจากผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหลกับ di/dt ที่รวดเร็วของสวิตช์หรือ Leakage Inductance Spike ดังนั้นจากสมการที่ (4.3) ได้คำนวณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดโดยชดเชยผลดังกล่าวประมาณเป็น 2 เท่าของค่าที่คำนวณจากสมการที่ (4.2) และจะคำนวณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดจากสมการที่ (4.3) ได้ 86 โวลต์ แต่จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าค่าที่คำนวณได้ยังน้อยกว่าค่าที่เกิดขึ้นจริงทั้งของวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนออยู่มาก ซึ่งอธิบายได้ดังต่อไปนี้

ผลที่เกิดขึ้นอธิบายได้ว่าจากการสวิตซิ่งที่รวดเร็วของสวิตช์และผลของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลที่มากทำให้ทั้งวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าอย่างทันทีทันใดที่เวลา t_A มีค่าสูงมาก และเนื่องจากลักษณะการพันขดลวดของวงจรแบบที่นำเสนอทำให้มีเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลมากกว่าวงจรแบบทั่วไป ดังนั้นเมื่อใช้วงจรควบคุมชุดเดียวกันควบคุมการทำงานของสวิตช์มอสเฟต ทำให้วงจรแบบที่นำเสนอมีค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุด สูงกว่าวงจรแบบทั่วไปมาก อย่างไรก็ตามก็ตีหากไม่คิดผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหล วงจรแบบทั่วไปในรูปที่ 6.3 (ก) เมื่อไม่คิด $v_{leakage}$ จะมีระดับของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดประมาณ 45 โวลต์ ซึ่งใกล้เคียงกับค่า 43 โวลต์ที่คำนวณจากสมการที่ (4.2) ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอในรูปที่ 6.3 (ข) เมื่อไม่คิด $v_{leakage}$ ระดับของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์จะอยู่ที่ประมาณ 70 โวลต์ ซึ่งต่างจากผลการคำนวณค่อนข้างมาก ดังนั้นสมการที่ (4.2) จะมีความแม่นยำในการนำไปออกแบบกับวงจรแบบทั่วไปมากกว่าวงจรแบบที่นำเสนอ อย่างไรก็ตามก็ตีหากไม่คิดในการทดลองไม่ได้ทำการออกแบบวงจรที่เหมาะสมที่สุด ทั้งวงจรไฟฟ้ากำลังและวงจรควบคุม โดยเฉพาะวงจรแบบที่นำเสนอซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลสูงมาก ดังนั้น ผู้ที่สนใจในงานวิจัยนี้และคิดจะนำไปใช้งานจริงหรือนำไปพัฒนาต่อ ควรจะปรับปรุงรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ของวงจรแบบที่นำเสนอ ทั้งการลดเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลและออกแบบวงจรควบคุมให้มีความเหมาะสม เช่น ออกแบบให้มีการสวิตซิ่งที่ไม่เร็วเกินไป

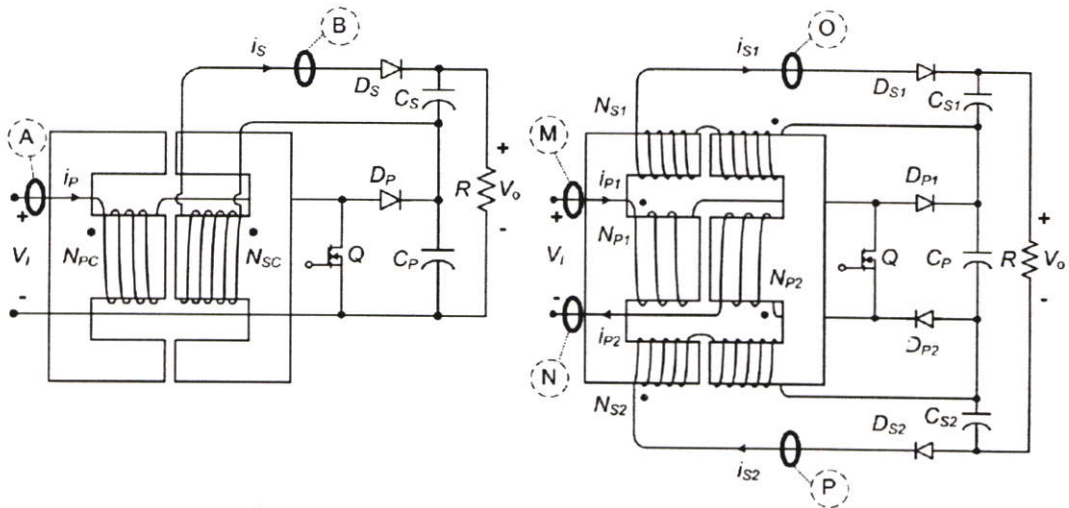
ช่วงเวลา T_{OFF2} จะเริ่มต้นที่เวลา t_B ถึง t_C แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์หรือ V_{DS} ในช่วงเวลานี้ทั้งสองวงจรควรจะเหมือนกันในอุดมคติ แต่จากผลการวัดจะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้า V_{DS} ของวงจรแบบที่นำเสนอมีการแกว่งของสัญญาณมากกว่าวงจรแบบทั่วไปมาก ซึ่งสรุปและอธิบายได้ว่า เกิดจากการที่วงจรแม่เหล็กมีการเปลี่ยนสถานะการคายพลังงานอย่างทันทีทันใด เนื่องจากที่เวลา t_B ในรูปที่ 6.3 ซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นของการแกว่งของสัญญาณดังกล่าว วงจรแม่เหล็กจากเดิมคือในช่วงเวลา t_A ถึง t_B หรือ ช่วง T_{OFF1} เป็นช่วงที่วงจรแม่เหล็กมีการคายพลังงานในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิทั้ง 4 ขดลวด โดยในช่วง T_{OFF1} กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิจะมีขนาดลดลงเรื่อยๆ จนกระทั่งมีค่าเป็นศูนย์ที่เวลา t_B โดยรูปคลื่นกระแสไฟฟ้างกล่าวได้ทำการวัดจริงดังรูปที่ 6.8 ในหัวข้อถัดไป

ดังนั้นที่เวลา t_B จึงเป็นเวลาที่มีการเปลี่ยนสถานะการคายพลังงานของวงจรแม่เหล็ก โดยในช่วงเวลา t_B ถึง t_C พลังงานในวงจรแม่เหล็กจะคายผ่านทางขดลวดทุติยภูมิตำนั้น ซึ่งสอดคล้องกับการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 3.2 (ง) ในโหมดการทำงานที่ 4 หรือช่วงเวลา $[t_3, t_4]$ นอกจากนั้นจะเห็นได้ว่าที่เวลา t_B แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มีการแกว่งจนเกือบจะตกลงเป็นศูนย์ ซึ่งถ้าคิดถึงค่าศูนย์หมายถึงขาแคทรินและขาซอร์สของสวิตช์มอสเฟตลัดวงจรถึงกันก่อนที่จะครบรอบที่สั่งให้สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าตามปกติ อย่างไรก็ตามก็ตีหากไม่คิดการแกว่งของสัญญาณดังกล่าวยังคงเข้าสู่เสถียรภาพและทำงานได้อย่างปกติ ซึ่งการอธิบายลักษณะการแกว่งว่าทำไมทั้งสองวงจรจึง

แตกต่างกันและไม่จริงเป็นเช่นนั้น เมื่อมีการเปลี่ยนสภาวะการคายพลังงานของแกน จะไม่ขอกล่าวถึงในงานวิจัยนี้ เนื่องจากเป็นการวิเคราะห์ที่ค่อนข้างยากและไม่ใช่ประเด็นหลักในงานวิจัยนี้ แต่ก็เป็นประเด็นที่น่าจะนำไปศึกษาและปรับปรุงในเรื่องเสถียรภาพของวงจรเพื่อลดการแกว่งของสัญญาณดังกล่าวต่อไปในอนาคต

(ข) รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

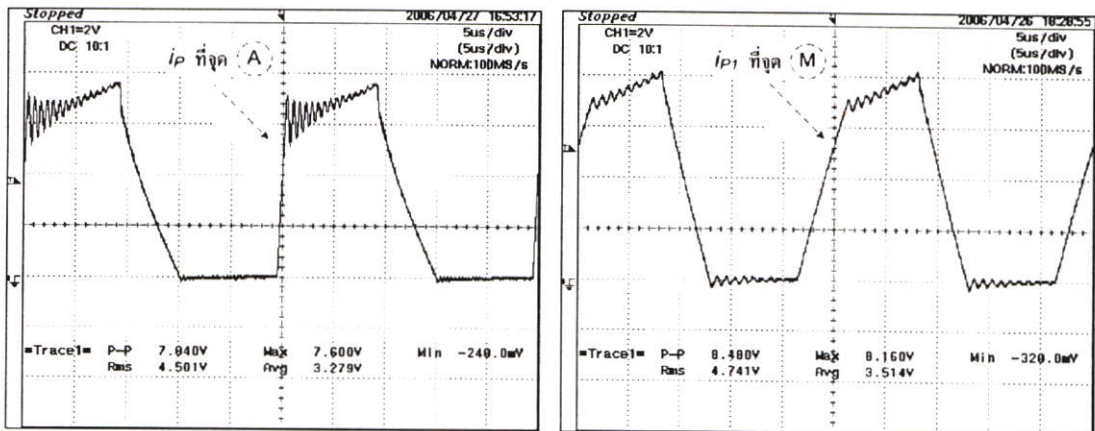
จะใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าวัดที่ตำแหน่งต่างๆ ดังรูปที่ 6.4 โดยวงจรแบบทั่วไปจะวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิที่จุด A วัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิที่จุด B สำหรับวงจรที่นำเสนอจะวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ N_{P1} และ N_{P2} ที่จุด M และ N ตามลำดับ ในขณะที่กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิจะวัดที่จุด O และ P สำหรับขดลวด N_{S1} และ N_{S2} ตามลำดับ ซึ่งผลการวัดดังรูปที่ 6.5 ถึง 6.7 โดยสรุปผลได้ดังนี้



(ก) วงจรแบบทั่วไป

(ข) วงจรแบบที่นำเสนอ

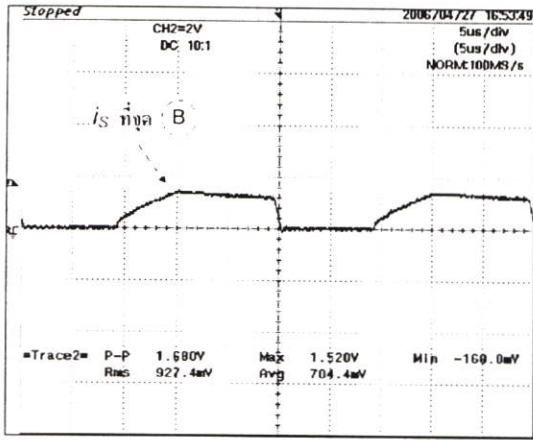
รูปที่ 6.4 ตำแหน่งที่ทำการวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ



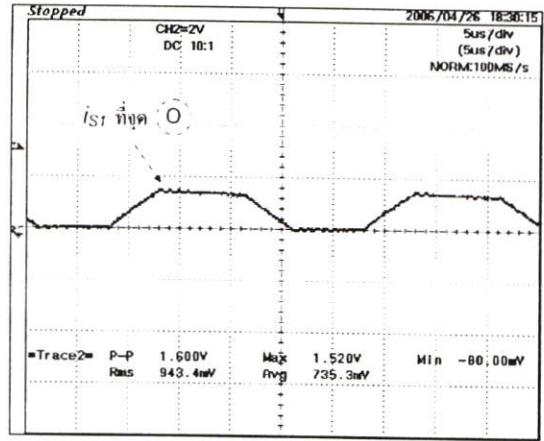
(ก) วงจรทั่วไป (5 us/div, 2 A/div)

(ข) วงจรที่นำเสนอ (5 us/div, 2 A/div)

รูปที่ 6.5 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ (Current Probe: 0.1 V/ 1A และเครื่องวัดมีการขยาย 10 เท่า ดังรูป DC 10:1 ทำให้ค่าจริงเป็น 2 A/div)

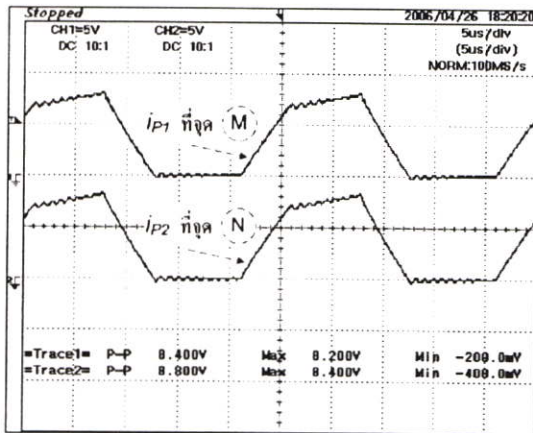


(ก) วงจรทั่วไป (5 us/div, 2 A/div)

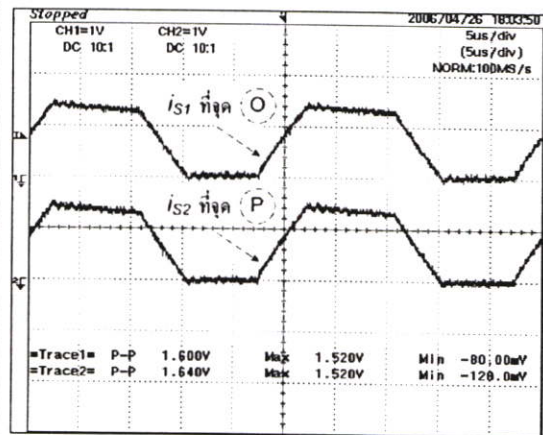


(ข) วงจรที่นำเสนอ (5 us/div, 2 A/div)

รูปที่ 6.6 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิ (Current Probe: 0.1 V/ 1A และเครื่องวัดมีการขยาย 10 เท่า ดังรูป DC 10:1 ทำให้ค่าจริงเป็น 2 A/div)



(ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ (5 us/div, 5 A/div)

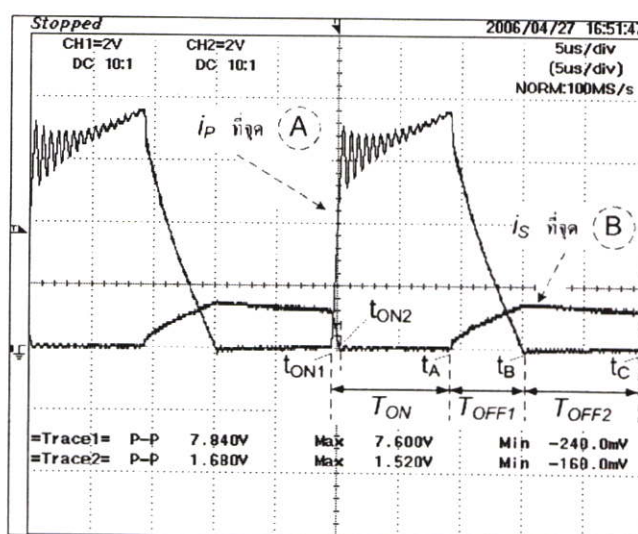


(ข) กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิ (5 us/div, 1 A/div)

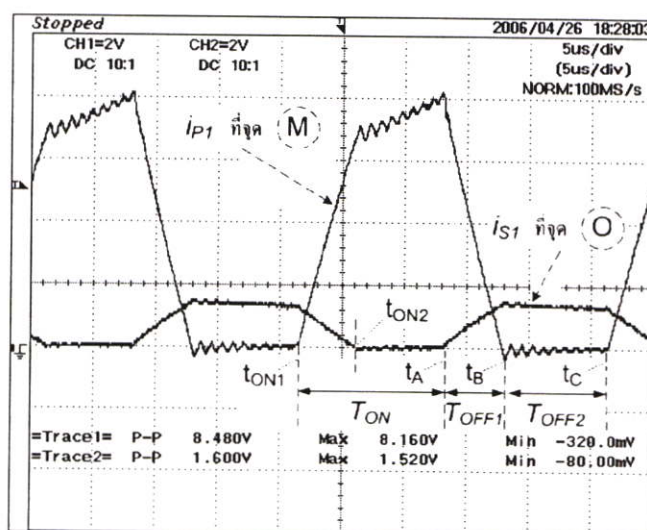
รูปที่ 6.7 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิทั้งสองขดและกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขดของวงจรแบบที่นำเสนอ (Current Probe: 0.1 V/ 1A และเครื่องวัดมีการขยาย 10 เท่า ดังรูป DC 10:1 ทำให้ค่าจริงเป็น 5 A/div และ 1 A/div)

รูปที่ 6.5 คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิของทั้งสองวงจร ในขณะที่รูปที่ 6.6 คือกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิ อย่างไรก็ตามในกรณีของวงจรแบบทั่วไปจะเห็นได้ว่ามีกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิ 2 ขด และทุติยภูมิ 2 ขด ซึ่งเป็นลักษณะของวงจรที่ใช้เทคนิคการสวิตซ์แบบสมมูล ดังนั้นในรูปที่ 6.7 ได้ทำการเปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิทั้งสองขดของวงจรแบบที่นำเสนอในรูปที่ 6.7 (ก) ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าคดอ้งที่ตำแหน่ง M และ N ดังรูปที่ 6.4 (ข) สรุปได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทั้งสองมีลักษณะเหมือนกัน ซึ่งถ้าพิจารณาจากการวิเคราะห์การทำงานในบทที่ 3 กระแสไฟฟ้าทั้งสองก็คือกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงรอบกระแสไฟฟ้าเดียวกัน ส่วนรูปที่ 6.7 (ข) เป็นการ

เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขดของวงจรแบบที่นำเสนอโดยการใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าวัดที่ตำแหน่ง O และ P ดังรูปที่ 6.4 (ข) กระแสไฟฟ้า i_{S1} ในรูปที่ 6.7 เป็นรูปขยายของรูปที่ 6.6 (ข) จากผลการวัดสรุปได้ว่า เนื่องจากผลของการปรับโครงสร้างของวงจรให้มีการสวิตซ์ที่สมดุล ทำให้กระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิทั้งสองขดมีลักษณะเหมือนกัน สำหรับการวิเคราะห์ในส่วนนี้จะใช้รูปที่ 6.8 ซึ่งเป็นการวัดเปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของวงจรทั้งสอง และได้ได้สังเกตลักษณะช่วงเวลาที่สอดคล้องกับการวิเคราะห์ในบทที่ 3 และการออกแบบในบทที่ 4 โดยกรณีของวงจรแบบที่นำเสนอในรูปที่ 6.8 (ข) จะใช้กระแสไฟฟ้า i_{P1} และ i_{S1} มาทำการวิเคราะห์ เนื่องจากผลสรุปในรูปที่ 6.7 ซึ่งเป็นที่ชัดเจนว่ากระแสไฟฟ้า i_{P1} ก็คือกระแสไฟฟ้า i_{P2} ส่วนกระแสไฟฟ้า i_{S1} ก็มีลักษณะเหมือนกับกระแสไฟฟ้า i_{S2} จึงใช้เพียงกระแสไฟฟ้า i_{P1} และ i_{S1} มาทำการวิเคราะห์ได้ดังต่อไปนี้



(ก) วงจรแบบทั่วไป (5 us/div, 2 A/div)



(ข) วงจรแบบที่นำเสนอ (5 us/div, 2 A/div)

รูปที่ 6.8 กระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิสำหรับการวิเคราะห์ (Current Probe: 0.1 V/ 1A และเครื่องวัดมีการขยาย 10 เท่า ดังรูป DC 10:1 ทำให้ค่าจริงเป็น 2 A/div)

รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ของวงจรแบบที่นำเสนอและวงจรแบบทั่วไปมีลักษณะเป็นไปตามทฤษฎี คือ มีการเก็บพลังงานในวงจรแม่เหล็กในช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า (ช่วง T_{ON} ในรูปที่ 6.8) ในรูปของกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (Magnetizing Current) ซึ่งก็คือกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิในช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า โดยในช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอจะมีกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิเพิ่มขึ้น (i_p ในรูปที่ 6.8 (ก) และ i_{p1} ในรูปที่ 6.8 (ข)) แต่จะแตกต่างกับรูปคลื่นในอุดมคติ ตรงที่ในอุดมคติจะไม่มีช่วงเวลา t_{ON1} ถึง t_{ON2} ในรูปที่ 6.8 นั่นคือในอุดมคติช่วงเวลา T_{ON} กระแสไฟฟ้า i_p และ i_{p1} จะเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นเท่านั้น ในขณะที่ขดลวดทุติยภูมิ i_s และ i_{s1} จะไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลในช่วงนี้ ซึ่งสอดคล้องกับการวิเคราะห์โหมดการทำงานในสภาวะอยู่ตัวของวงจรแม่เหล็ก (Steady State) ในหัวข้อที่ 3.3.2 (ก) ในโหมดที่ 1 หรือโหมดที่มีการเก็บพลังงาน ไว้ในแกนความถี่สูง ซึ่งเป็นการวิเคราะห์โดยแทนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังต่างๆ เป็นอุดมคติ

อย่างไรก็ดี จากผลการทดลองจริงดังรูปที่ 6.8 จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นกระแสไฟฟ้าในส่วนต่างๆ ไม่ได้มีลักษณะเป็นอุดมคติ กล่าวคือ มีช่วงเวลา t_{ON1} จนถึง t_{ON2} เกิดขึ้น ซึ่งทั้งสองวงจรยังคงมีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดทุติยภูมิ (i_s และ i_{s1}) นั่นคือในช่วงเวลานี้พลังงานที่เก็บสะสมในแกนความถี่สูงคายพลังงานให้กับโหลดอย่างรวดเร็ว จากผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดทางด้านทุติยภูมิทั้งสอง ซึ่งสอดคล้องกับการวิเคราะห์โหมดการทำงานในแต่ละช่วงคาบเวลาดังรูปคลื่นทางทฤษฎีในช่วงเวลา t_s จนถึง t_o ของรูปที่ 3.6 หลังจากนั้นจึงเริ่มมีการเก็บพลังงานในแกนความถี่สูงในรูปของกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กที่เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นในช่วง t_{ON2} จนถึง t_A ดังรูปที่ 6.8 (ก) และ (ข)

นอกจากนั้น วงจรแบบที่นำเสนอจะมีช่วงเวลา t_{ON1} จนถึง t_{ON2} นานกว่าวงจรแบบทั่วไป ซึ่งเคยกล่าวไว้ในข้อ (ก) ว่าเหตุผลข้อที่สองที่ทำให้วงจรที่นำเสนอมีช่วงเวลา T_{ON} นานกว่าวงจรแบบทั่วไป จะอธิบายในหัวข้อนี้ โดยอธิบายได้ว่า เกิดจากผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่มากกว่าของวงจรแบบที่นำเสนอเช่นเดียวกับเหตุผลข้อแรกในข้อ (ก) แต่ส่งผลกระทบต่อลักษณะที่ต่างกันเนื่องเหตุผลในข้อสองนี้เกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดด้านทุติยภูมิ ที่เป็นตัวควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในขดลวดทุติยภูมิต่อเวลา (ควบคุมอัตรา di/dt) ในช่วง t_{ON1} จนถึง t_{ON2} ซึ่งมีการอธิบายไว้อย่างชัดเจนในบทความ [2] ดังนั้น จาก $v/L_{S,leakage} = di_s/dt$ เมื่อ $L_{S,leakage}$ คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งในกรณีของวงจรแบบทั่วไป เมื่อ $L_{S,leakage}$ มีค่าต่ำกว่าวงจรแบบที่นำเสนอ ทำให้มี di_s/dt สูงกว่าหรือความชันของสัญญาณกระแสไฟฟ้า i_s ในช่วงเวลา t_{ON1} จนถึง t_{ON2} ของรูปที่ 6.8 สำหรับวงจรแบบทั่วไปมีความชันสูงกว่าวงจรแบบที่นำเสนอมาก ส่งผลให้วงจรแบบที่นำเสนอมีช่วงเวลา T_{ON} นานกว่าวงจรแบบทั่วไปมากในช่วงเวลาดังกล่าว ในขณะที่รูปคลื่นในอุดมคติจะไม่มีช่วงเวลา t_{ON1} จนถึง t_{ON2} เนื่องจากไม่มี $L_{S,leakage}$ เกิดขึ้น เมื่อพิจารณารูปคลื่นในอุดมคติ

หลังจากนั้นในช่วงเวลา t_{ON2} จนถึง t_A ทั้งสองวงจรมีการเก็บพลังงานในแกนความถี่สูงในรูปของสนามแม่เหล็ก โดยไม่มีการคายพลังงานออกจากแกนความถี่สูงทำให้กระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีขนาดสูงขึ้นเป็นเชิงเส้น ซึ่งก็คือกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิของวงจรทั้งสองในช่วงเวลา t_{ON2} จนถึง t_A โดยความชันของสัญญาณในช่วงเวลาดังกล่าวของทั้งสองวงจรมีขนาดเท่ากันหรือใกล้เคียงกันดังรูปที่ 6.8 ซึ่งเกิดจากค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กรวมของวงจรทั้งสองมีใกล้เคียงกัน (แตกต่างกันประมาณ 3.2 ไมโครเฮนรี หรือคิดเป็น 2.6 % ดังรูปที่ 4.23) ซึ่งสรุปไว้อย่างชัดเจนแล้วในการออกแบบในบทที่ 4 ดังนั้น เมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า 24 โวลต์เท่ากันในช่วงเวลาดังกล่าวจาก $V_1 / L_m = di_{L_m} / dt$ ทำให้ความชันของสัญญาณกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิของทั้งสองวงจรมีขนาดเท่ากันหรือใกล้เคียงกันและกระแสไฟฟ้าในช่วง t_{ON2} จนถึง t_A เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น แต่สัญญาณกระแสไฟฟ้าของวงจรแบบที่นำเสนอในช่วงเวลาดังกล่าว จะมีค่าเฉลี่ยในช่วงเวลาดังกล่าวสูงกว่าวงจรแบบทั่วไป เนื่องจากต้องชดเชยพลังงานที่สูญเสียไปจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล และความสูญเสียในส่วนต่างๆ ที่มากกว่าวงจรแบบทั่วไป เมื่อเปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้าด้านโหลดเท่ากัน และกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก หรือกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิค่าสูงสุดของวงจรแบบที่นำเสนอจะมีค่าสูงกว่าวงจรแบบทั่วไป ซึ่งก็คือกระแสไฟฟ้าที่เวลา t_A

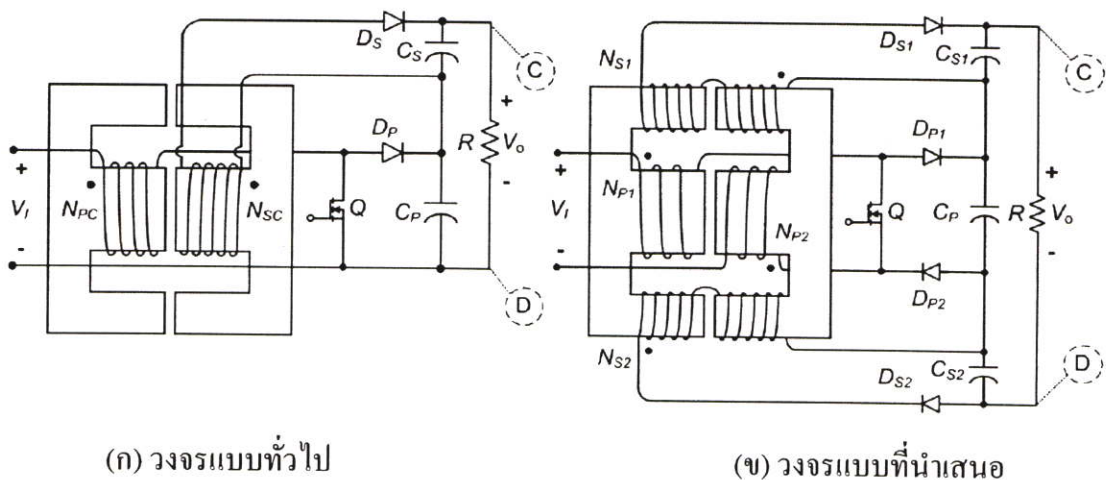
ที่เวลา t_A สวิตช์มอสเฟตถูกสั่งให้หยุดนำกระแสไฟฟ้า ทำให้แกนความถี่สูงมีการคายพลังงานให้กับโหลดผ่านทางขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของทั้งสองวงจรตั้งแต่วเวลา t_A จนถึงเวลา t_B หรือช่วง T_{OFF1} เนื่องจากในช่วงนี้ไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านสวิตช์มอสเฟต ดังนั้นกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิจะไหลผ่านไดโอด D_P , D_{P1} และ D_{P2} ของทั้งสองวงจรไปอัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_P และที่เวลา t_A จะเริ่มมีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดทุติยภูมิไปอัดประจุให้กับตัวเก็บประจุ C_S , C_{S1} และ C_{S2} นั่นคือ ในสภาวะนี้แกนความถี่สูงมีการคายพลังงานผ่านทางขดลวดทั้งสองให้กับโหลด จนกระทั่งถึงเวลา t_B กระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิลดลงจนเป็นศูนย์ ทำให้ตั้งแต่วเวลา t_B จนถึงเวลา t_C หรือช่วง T_{OFF2} แกนความถี่สูงจะคายพลังงานให้กับโหลดโดยผ่านทางขดลวดทุติยภูมิต่างกัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าทั้ง i_S และ i_{S1} ในรูปที่ 6.8 มีขนาดลดลงจะกระทั่งถึงเวลา t_C ซึ่งก็คือที่เวลา t_{ON1} ที่สวิตช์ถูกสั่งให้นำกระแสไฟฟ้าในคาบเวลาต่อไป

ดังนั้น ช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า (T_{OFF1} และ T_{OFF2} ในรูปที่ 6.8) สรุปได้ว่ารูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของทั้งวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอจากการวัดจริงดังรูปที่ 6.5 ถึง 6.8 สอดคล้องกับทฤษฎีในบทที่ 3 ในหัวข้อที่ 3.3.2 (ข) คือ ในช่วงที่มีการคายพลังงานจากแกนความถี่สูง จะแบ่งออกเป็น 2 ช่วงเวลา คือ ช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าช่วงที่ 1 หรือ T_{OFF1} ดังรูปที่ 6.8 ซึ่งเป็นช่วงที่มีการคายพลังงานในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ และช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าช่วงที่ 2 หรือ T_{OFF2} ซึ่งมีการคายพลังงานในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดทุติยภูมิต่างกัน โดยไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมิ

นอกจากนั้น เมื่อเปรียบเทียบกับการคำนวณในทางทฤษฎีสรุปได้ว่า กระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กค่าสูงสุดหรือกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิในช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าค่าสูงสุด จากการคำนวณด้วยสมการที่ (4.29) จะคำนวณค่าได้ 7.28 แอมแปร์ ในขณะที่จากการวัดจริง วงจรแบบทั่วไปวัดได้ 7.6 แอมแปร์ และวงจรแบบที่นำเสนอมัดได้ 8.16 แอมแปร์ ส่วนค่ารากกำลังสองเฉลี่ย (Root Mean Square: RMS) ของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิจากการคำนวณโดยใช้สมการที่ (4.34) จะได้ 5.52 แอมแปร์ วงจรแบบทั่วไปวัดได้ 4.50 แอมแปร์ และวงจรแบบที่นำเสนอมัดได้ 4.74 แอมแปร์ และค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดทุติยภูมิ จากการคำนวณโดยใช้สมการที่ (4.40) จะได้ 0.92 แอมแปร์ วงจรแบบทั่วไปวัดได้ 0.927 แอมแปร์ และวงจรแบบที่นำเสนอมัดได้ 0.923 แอมแปร์ ผลจากการวัดและการคำนวณกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิค่าต่างๆ สรุปได้ว่าอยู่ในระดับที่ใกล้เคียง แต่เป็นการยากที่จะได้ค่าที่เท่ากัน เนื่องจากการออกแบบ มีการกำหนดค่าประมาณต่างๆ เช่น กำหนดให้ประสิทธิภาพที่ใช้ในการออกแบบวงจรเป็น 0.85 หรือ 85 % ส่วนพารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงรายละเอียดในภาคผนวก ข ซึ่งคำนวณโดยใช้โปรแกรม MATLAB และสรุปผลที่สำคัญดังในตารางที่ 4.4

6.1.2 การทดสอบวัดอัตราขยายแรงดันไฟฟ้า

ผลการทดสอบในส่วนนี้เพื่อทดสอบความสามารถในการยกระดับแรงดันไฟฟ้าของวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงแบบที่นำเสนอ เปรียบเทียบกับวงจรแบบทั่วไปและเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีในอุดมคติ โดยทดสอบตามเงื่อนไขในหัวข้อที่ 5.3.1 ในรูปแบบการทดสอบข้อ (2) ซึ่งคงที่ค่าโหลดตัวต้านทานด้านออกที่ 142.5 โอห์ม และคงที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ 24 โวลต์ โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง แล้วทำการปรับช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าหรือค่า D ตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.4 โดยเพิ่มขึ้นทีละ 0.05 แล้ววัดแรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ได้ โดยตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก (V_o) จะเป็นดังรูปที่ 6.9 ซึ่งวัดระหว่างจุด C และ D



รูปที่ 6.9 ตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออกเพื่อตรวจสอบอัตราขยายแรงดันไฟฟ้า

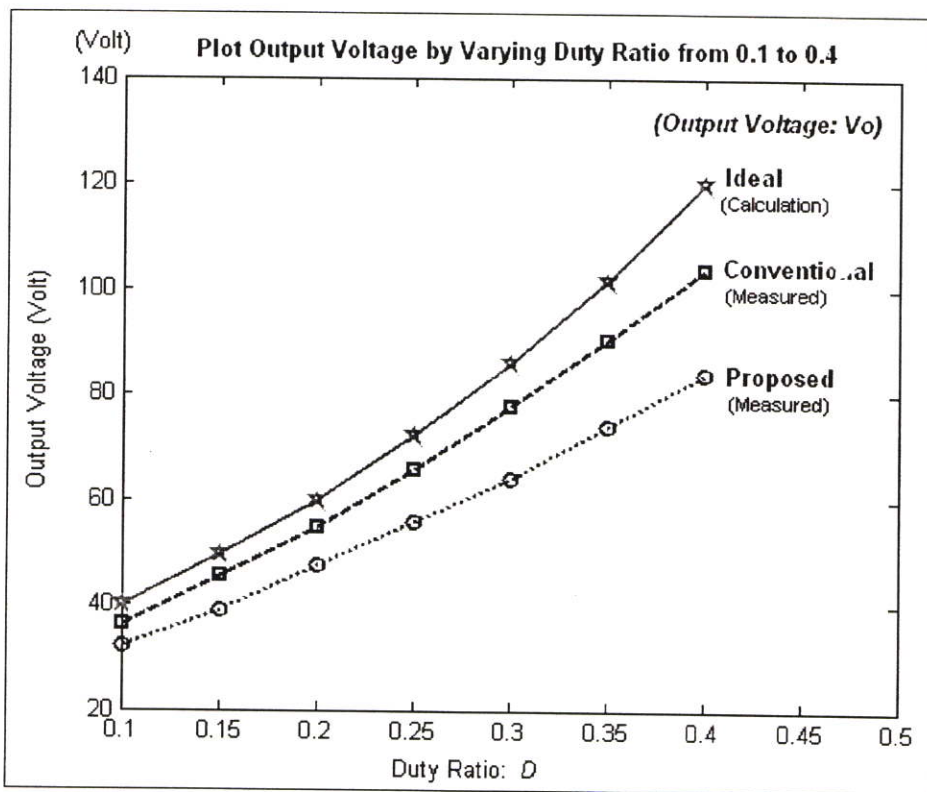
ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออกทั้งวงจรแบบที่นำเสนอ วงจรแบบทั่วไป และผลการคำนวณทางทฤษฎีในอุดมคติแสดงดังในตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 ผลการทดสอบวัดอัตราขยายแรงดันไฟฟ้า

ค่าที่ควบคุมให้เท่ากัน เพื่อทำการเปรียบเทียบ		แรงดันไฟฟ้าด้านออก (V_o)			อัตราขยายแรงดันไฟฟ้า (Voltage Ratio: V_o/V_I)		
แรงดันไฟฟ้า ด้านเข้า (V)	ช่วงเวลาที่สวิตช์ นำกระแสไฟฟ้า ต่อคาบเวลา	คำนวณ (V)	วัด (V)	วัด (V)	คำนวณ	คำนวณ จากการ วัด V_o	คำนวณ จากการ วัด V_o
(V_I)	(D)	ค่าใน อุดมคติ	วงจร แบบ ทั่วไป	วงจร แบบที่ นำเสนอ	ค่าใน อุดมคติ	วงจร แบบ ทั่วไป	วงจร แบบที่ นำเสนอ
24.0	0.10	40.00	36.4	32.2	1.67	1.52	1.34
24.0	0.15	49.41	45.4	39.0	2.06	1.89	1.63
24.0	0.20	60.00	54.6	47.4	2.50	2.28	1.98
24.0	0.25	72.00	65.7	55.8	3	2.74	2.33
24.0	0.30	85.71	77.6	64.0	3.57	3.23	2.67
24.0	0.35	101.54	90.3	73.8	4.23	3.76	3.08
24.0	0.40	120.00	103.6	83.6	5	4.32	3.48
24.0	ค่า D ที่ทำให้ แรงดันไฟฟ้า ด้านออกมีค่า 100 โวลต์	100.0 โวลต์ ($D =$ 0.3455)	100.0 โวลต์ ($D =$ 0.39)	100.1 โวลต์ ($D =$ 0.48)	4.17	4.17	4.17

ผลการวัดอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าในตารางที่ 6.1 สรุปได้ว่า เมื่อเพิ่มอัตราส่วนช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าต่อคาบเวลาหรือค่า D จะทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าเพิ่มขึ้นหรือกล่าวได้ว่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้ามีค่าสูงขึ้นเมื่อเพิ่มค่า D ทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ ซึ่งสอดคล้องกับแนวโน้มในทางทฤษฎีที่คำนวณได้ด้วยสมการที่ (4.1) ซึ่งเป็นสมการอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติที่ใช้ได้กับทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ เนื่องจากในอุดมคติแล้ววงจรทั้งสองจะมีอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าที่เท่ากัน โดยสมการของวงจรแบบทั่วไปอ้างอิงจาก [2]-[4] ส่วนวงจรแบบที่นำเสนอได้แสดงวิธีการคำนวณหาสมการอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติในหัวข้อที่ 3.3.4 ในสมการที่ (3.56) และเมื่อนำผลการคำนวณในอุดมคติและผลการทดสอบตามตารางที่ 6.1 ไปแสดงผลด้วยกราฟเส้นดังรูปที่ 6.10 จะเห็นแนวโน้มการเพิ่มขึ้นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกเมื่อเพิ่มค่า D ได้อย่างชัดเจน อย่างไรก็ดี จาก

กราฟสรุปได้ว่าตลอดช่วง D มีค่า 0.1 จนถึง 0.4 เมื่อเปรียบเทียบจากแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากันที่ 24 โวลต์ ที่ค่า D ค่าหนึ่งๆ วงจรแบบที่นำเสนอจะให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไป และทั้งสองวงจรมีแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่ำกว่าค่าที่คำนวณในอุดมคติ โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่า 100 โวลต์ ซึ่งเป็นค่าที่พิกัดประมาณ 70 วัตต์ (ตัวต้านทานด้านออกที่ใช้มีค่าคงที่ 142.5 โอห์ม) หรือที่อัตราขยายแรงดันไฟฟ้ามีค่า 4.17 ดังตารางที่ 6.1 จะเห็นได้ว่าวงจรแบบทั่วไปจะใช้ค่า D เท่ากับ 0.39 ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอจะใช้ค่า D เท่ากับ 0.48 เนื่องจากผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลดังที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ 6.1.1 รวมถึงความสูญเสียในส่วนต่างๆ โดยรวมที่มากกว่าของวงจรแบบที่นำเสนอทำให้ต้องใช้ค่า D สูงกว่าวงจรแบบทั่วไป ซึ่งหมายถึงช่วงเวลา T_{ON} นานกว่า



รูปที่ 6.10 แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ค่า D เท่ากับ 0.1 ถึง 0.4

นอกจากนั้นในงานวิจัยนี้ยังได้คำนวณค่า D สูงสุด หรือ $\bar{D} = \bar{T}_{ON} / T$ ที่วงจรสามารถทำงานได้ปกติ คือ แกนความถี่สูงสามารถเก็บและคายพลังงานได้พอดีในช่วงหนึ่งคาบเวลาของการสวิตซ์ ซึ่ง โดยรายละเอียดการคำนวณทั้งหมดอยู่ในบทที่ 4 หัวข้อที่ 4.1 ในการออกแบบวงจรไฟฟ้าขั้นที่ 3 ดังสมการที่ (4.13) ซึ่งคำนวณค่า D สูงสุดได้เป็น 0.418 โดยใช้โปรแกรม MATLAB ในภาคผนวก ข ซึ่งจากการวัดจริงที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 70 วัตต์ ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 100 โวลต์ วงจรแบบทั่วไปใช้ ค่า $D = 0.39$ ในขณะที่ วงจรแบบที่นำเสนอใช้ค่า $D = 0.48$ ซึ่งเกินค่า D สูงสุดจากการคำนวณ แต่วงจรแบบที่นำเสนอยังสามารถทำงานได้ เนื่องจากสมการที่ (4.13) เป็นการคำนวณ โดยไม่มีการชดเชยผลของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล ซึ่ง

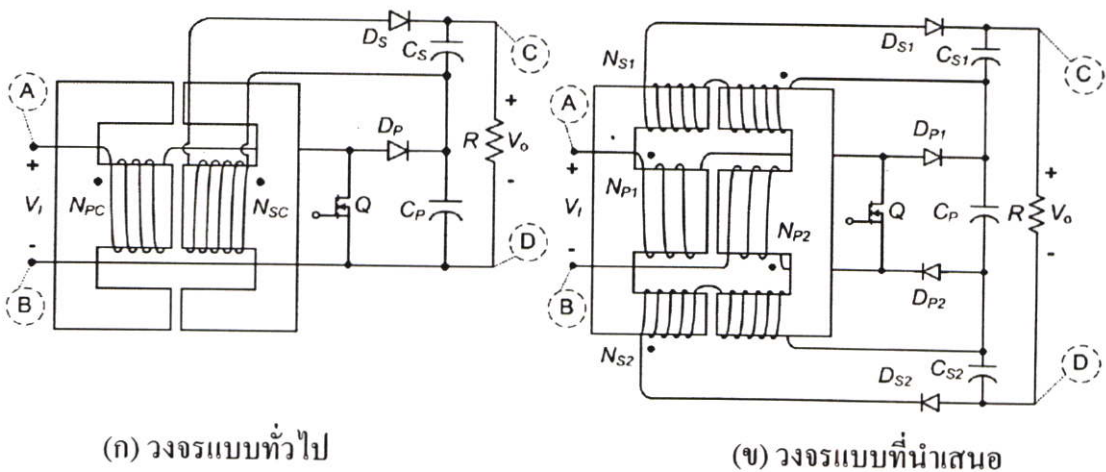
หากในการคำนวณมีการชดเชยผลดังกล่าว ค่าที่คำนวณจากสมการที่ (4.13) ก็จะสูงกว่า 0.418 ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปค่า D สูงสุดเพียง 0.39 ซึ่งไม่เกินค่าจากการคำนวณ ทำให้สรุปได้ว่า วงจรแบบที่นำเสนอมีเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลสูงมาก ดังนั้นหากไม่ปรับปรุงลักษณะการพันหรือ ระยะช่องอากาศที่เหมาะสมเพื่อลดเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลในวงจรแบบที่นำเสนอ ก็จะต้องคำนวณค่าในสมการที่ (4.13) โดยชดเชยผลของเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลสูงๆ จึงจะทำการ ออกแบบค่า $\bar{D} = \bar{T}_{ON} / T$ ได้ใกล้เคียงกับความเป็นจริง

6.1.3 การทดสอบวัดประสิทธิภาพและแรงดันไฟฟ้าที่รีปเปิดด้านออก

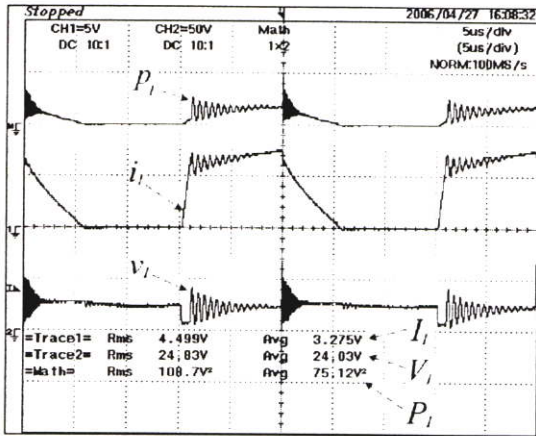
ในหัวข้อนี้จะทำการวัดประสิทธิภาพและแรงดันไฟฟ้าที่รีปเปิดด้านออก เพื่อเปรียบเทียบ วงจรที่นำเสนอกับวงจรแบบทั่วไป โดยใช้เงื่อนไขในหัวข้อที่ 5.3.1 ในรูปแบบการทดสอบข้อ (3) ซึ่งคงที่ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าตรงที่ 24 โวลต์ แล้วปรับค่า D เพื่อให้ แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่า 100 โวลต์ โดยการปรับค่าโหลดตัวต้านทานด้านออกชนิดปรับค่าได้ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของวงจรและแรงดันไฟฟ้าที่รีปเปิดที่สภาวะโหลดต่างๆ ตั้งแต่ 10 วัตต์ จนถึง 70 วัตต์ โดยเพิ่มทีละ 10 วัตต์ ซึ่งจะสรุปผลการทดลองเป็นสองส่วนดังต่อไปนี้

(ก) ประสิทธิภาพของวงจรไฟฟ้า

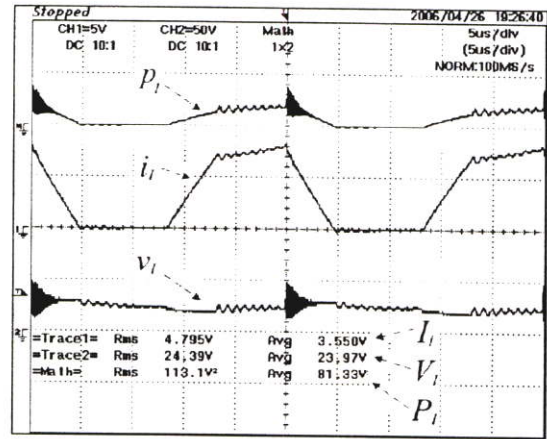
จะทำการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าของทั้งสองวงจรที่ตำแหน่ง A และ B และวัด แรงดันไฟฟ้าด้านออกที่ตำแหน่ง C และ D ดังรูปที่ 6.11 โดยใช้โพรบวัดแรงดันไฟฟ้า แล้วทำการ วัดกระแสไฟฟ้าด้านเข้าและออกโดยใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าคล็องที่จุด A และ C แต่เนื่องจาก แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกไม่ได้เป็นสัญญาณไฟตรงที่เรียบสนิท ในขณะที่กระแสไฟฟ้า ด้านเข้ามีลักษณะคล้ายกับรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ความถี่สวิตซ์ 40 กิโลเฮิรตซ์ ดังรูปที่ 6.12 และ 6.13 ซึ่งเป็นรูปคลื่นที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออกประมาณ 70 วัตต์ ดังนั้นในการวัดประสิทธิภาพโดยใช้ โพรบวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าจะใช้วิธีการดังต่อไปนี้



รูปที่ 6.11 ตำแหน่งที่ทำการวัดแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า และ กำลังไฟฟ้า ทั้งด้านเข้าและ ด้านออก

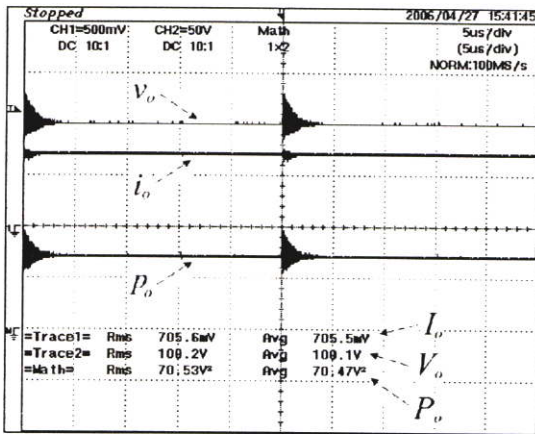


(ก) วงจรแบบทั่วไป

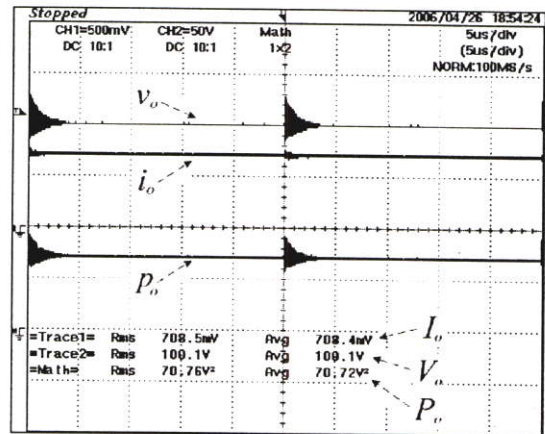


(ข) วงจรแบบที่นำเสนอ

รูปที่ 6.12 แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า v_i (50 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านเข้า i_i (5 A/div) และ กำลังไฟฟ้าด้านเข้า ที่เวลาใดๆ $p_i = v_i \times i_i$ ในแกนเวลา 5 us/div



(ก) วงจรแบบทั่วไป



(ข) วงจรแบบที่นำเสนอ

รูปที่ 6.13 แรงดันไฟฟ้าด้านออก v_o (50 V/div) กระแสไฟฟ้าด้านออก i_o (0.5 A/div) และ กำลังไฟฟ้าด้านออก ที่เวลาใดๆ $p_o = v_o \times i_o$ ในแกนเวลา 5 us/div

สำหรับการวัดประสิทธิภาพตามเงื่อนไขในหัวข้อที่ 5.3.1 จะใช้โพรบวัดแรงดันไฟฟ้าวัดแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่เวลาใดๆ (v_i) ระหว่างจุด A และ B และใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าคล้องที่จุด A เพื่อวัดกระแสไฟฟ้าที่เวลาใดๆ (i_i) จากนั้นใช้ฟังก์ชันของเครื่องวัด (Digital Oscilloscope รุ่น DL1520 ของ Yokogawa) นำสัญญาณทั้งสองมาคูณกันก็จะได้สัญญาณกำลังไฟฟ้าด้านเข้าที่เวลาใดๆ (p_i) ดังรูปที่ 6.12 และสามารถใส่ฟังก์ชันของเครื่องวัดดังกล่าว หาค่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเข้า (V_i) กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเข้า (I_i) และกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเข้า (P_i) ซึ่งค่า P_i ได้จากการที่เครื่องวัดจะหาค่าเฉลี่ยของ $v_i \times i_i$ ในช่วง 1 คาบเวลา ดังนั้นในกรณีนี้จะเห็นว่า $P_i \neq V_i \times I_i$ เนื่องจากค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าด้านเข้าไม่ใช่สัญญาณไฟตรงที่เรียบบน

และด้วยวิธีการนี้จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออก (P_o) ได้โดยใช้โพรบวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก (v_o) ที่ตำแหน่ง C และ D และใช้โพรบวัดกระแสไฟฟ้าวัดกระแสไฟฟ้าด้านออก (i_o) ที่จุด C ดังผลการวัดที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 70 วัตต์ ในรูปที่ 6.13 และด้วยวิธีการวัดดังกล่าวเมื่อใช้ตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ในการปรับค่าโหลด ก็จะสามารถทำการวัดประสิทธิภาพของวงจรไฟฟ้า (η) ที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 10 ถึง 70 วัตต์ ได้ทั้งวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ โดยคำนวณจาก $\% \eta = (P_o / P_i) \times 100$ ซึ่งสรุปผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรแบบทั่วไปได้ดังตารางที่ 6.2 และ วงจรแบบที่นำเสนอดังตารางที่ 6.3

ในการวัดประสิทธิภาพ จะทำการวัดครั้งละพิกัด เช่น เมื่อวัดที่พิกัด 70 วัตต์ ก็จะทำการวัดวงจรใดวงจรหนึ่งก่อน เมื่อเสร็จเรียบร้อยแล้วก็จะวัดอีกวงจรหนึ่ง เนื่องจากเมื่อเปลี่ยนพิกัดต้องทำการปรับค่าความต้านทานด้าน โหลดด้วย ดังนั้นเพื่อลดความคลาดเคลื่อนที่อาจเกิดขึ้นจากการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานดังกล่าว จึงทำการวัดที่ละพิกัด ซึ่งทำให้แน่ใจได้ว่าค่าความต้านทานด้าน โหลดเมื่อเปรียบเทียบที่พิกัดเดียวกันจะมีค่าเท่ากัน

ตารางที่ 6.2 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรแบบทั่วไป

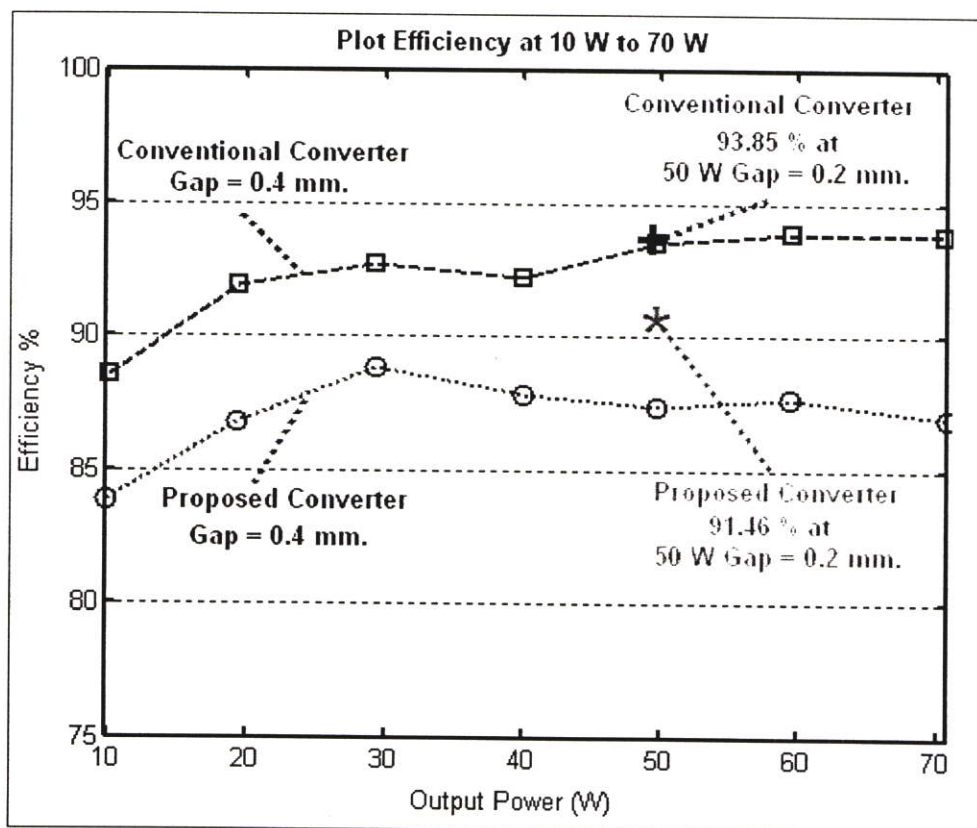
ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรแบบทั่วไป								
จาก การวัด	จาก การวัด	ผลด้านเข้า (Input)			ผลด้านออก (Output)			คำนวณ จากการวัด P_i และ P_o
ความ ต้านทาน ด้าน โหลด (R)	ช่วงเวลาที่ สวิตช์ นำกระแส ไฟฟ้าต่อ คาบเวลา (D)	แรงดัน ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน เข้า (V_i)	กระแส ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน เข้า (I_i)	กำลัง ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน เข้า (P_i)	แรงดัน ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน ออก (V_o)	กระแส ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน ออก (I_o)	กำลัง ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน ออก (P_o)	ประสิทธิภาพ ของ วงจรไฟฟ้า (η)
(Ω)	—	(V)	(A)	(W)	(V)	(A)	(W)	(%)
142.5	0.39	24.03	3.275	75.12	100.1	0.7055	70.47	93.81
167.0	0.38	24.07	2.797	63.32	100.1	0.5962	59.47	93.92
200.3	0.38	24.07	2.292	53.16	100.1	0.4991	49.72	93.53
251.2	0.37	23.96	1.891	43.35	100.0	0.4001	39.99	92.25
333.7	0.37	24.00	1.368	31.51	100.1	0.2945	29.23	92.76
501.0	0.36	24.19	0.919	21.22	100.1	0.1952	19.51	91.94
1,002	0.35	24.25	0.482	11.42	100.1	0.1015	10.11	88.53

ตารางที่ 6.3 ผลการวัดประสิทธิภาพของวงจรแบบที่นำเสนอ

ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรแบบที่นำเสนอ								
จาก การวัด	จาก การวัด	ผลด้านเข้า (Input)			ผลด้านออก (Output)			คำนวณ จากการวัด P_I และ P_o
ด้านทาน ด้าน โหลด (R)	ช่วงเวลาที่ สวิตช์ นำกระแส ไฟฟ้าต่อ คาบเวลา (D)	แรงดัน ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน เข้า (V_I)	กระแส ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน เข้า (I_I)	กำลัง ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน เข้า (P_I)	แรงดัน ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน ออก (V_o)	กระแส ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน ออก (I_o)	กำลัง ไฟฟ้า เฉลี่ย ด้าน ออก (P_o)	ประสิทธิภาพ ของ วงจรไฟฟ้า (η)
(Ω)	—	(V)	(A)	(W)	(V)	(A)	(W)	(%)
142.5	0.48	23.97	3.550	81.33	100.1	0.7084	70.72	86.95
167.0	0.45	24.08	2.925	67.72	100.1	0.5956	59.37	87.67
200.3	0.44	24.03	2.451	56.78	100.1	0.4981	49.62	87.39
251.2	0.41	24.13	1.952	45.47	100.0	0.3995	39.94	87.84
333.7	0.40	23.87	1.432	32.89	100.0	0.2947	29.23	88.87
501.0	0.37	23.84	0.971	22.31	100.1	0.1937	19.36	86.78
1,002	0.36	24.21	0.501	11.86	100.1	0.0997	9.95	83.90

จากตารางที่ 6.2 และ 6.3 เมื่อนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรแบบทั่วไปกับวงจรแบบที่นำเสนอจะได้ดังรูปที่ 6.14 ซึ่งผลที่ได้สรุปได้ว่า วงจรที่นำเสนอมีประสิทธิภาพต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไปตลอดช่วง 10 วัตต์ จนถึง 70 วัตต์ โดยวงจรแบบทั่วไปมีประสิทธิภาพที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 70 วัตต์ ที่ 93.81 % ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอจะมีประสิทธิภาพที่พิกัด 86.95 % หรือต่ำกว่าประมาณ 6.86 % ซึ่งเกิดจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียในส่วนต่างๆ โดยเฉพาะความสูญเสียในรูปของเส้นแรงแม่เหล็กที่โหลดซึ่งได้กล่าวไปแล้ว อย่างไรก็ตามที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 50 วัตต์ วงจรแบบที่นำเสนอจะมีประสิทธิภาพต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไป 6.14 % ซึ่งเป็นกรณีที่ใช้ระยะช่องอากาศ 0.4 มิลลิเมตร ในขณะที่จากการทดสอบใช้งานจริงที่ระยะช่องอากาศประมาณ 0.2 มิลลิเมตร ซึ่งได้ทำการทดลองก่อนหน้านี ที่พิกัด 50 วัตต์ วงจรที่นำเสนอจะมีประสิทธิภาพต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไป 2.4 % เท่านั้น และได้ส่งบทความตีพิมพ์ที่ประเทศสิงคโปร์ลงในภาคผนวก ค แต่จำเป็นต้องเปลี่ยนมาใช้ระยะช่องอากาศเป็น 0.4 มิลลิเมตร เนื่องจากวงจรไม่สามารถทำงานได้อย่างปกติที่พิกัด 70 วัตต์ เมื่อใช้ระยะช่องอากาศ 0.2 มิลลิเมตร ดังที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 4 โดยที่ระยะช่องอากาศที่น้อยกว่าจะทำให้ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของแกนความถี่สูง มีค่าสูงกว่า

ทำให้การเกี่ยวค้อของเส้นแรงแม่เหล็กผ่านขดลวดดีกว่าระยะช่องอากาศที่มากกว่า ทำให้ผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลจากลักษณะการพันขดลวดของวงจรแบบที่นำเสนอ มีผลแตกต่างจากวงจรแบบทั่วไปน้อยกว่าเมื่อใช้ระยะช่องอากาศ 0.2 มิลลิเมตร



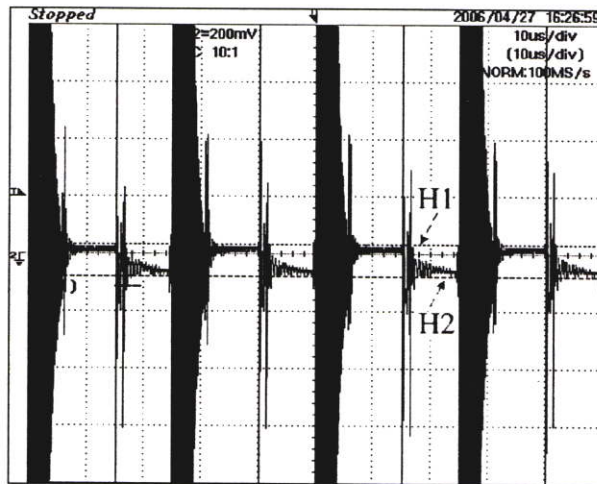
รูปที่ 6.14 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอเมื่อแกนความถี่สูงใช้ระยะช่องอากาศ 0.4 มิลลิเมตร ที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 10 วัตต์ ถึง 70 วัตต์ และประสิทธิภาพที่พิกัด 50 วัตต์เมื่อแกนใช้ระยะช่องอากาศ 0.2 มิลลิเมตร

โดยสรุปแล้วประสิทธิภาพของวงจรแบบที่นำเสนอดำกว่าวงจรแบบทั่วไปตลอดทั้งช่วงพิกัดกำลังไฟฟ้าด้านโหลด 10 วัตต์ ถึง 70 วัตต์ เนื่องด้วยมีองค์ประกอบอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มากกว่าวงจรแบบทั่วไป ในขณะที่ลักษณะการพันขดลวดของวงจรแบบที่นำเสนอทำให้มีเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลมากกว่าวงจรแบบทั่วไป ส่งผลต่อประสิทธิภาพของวงจรโดยตรง อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้ยังไม่ได้ทำการออกแบบวงจรแม่เหล็กในกรณีที่เหมาะสมหรือดีที่สุด (Optimization)

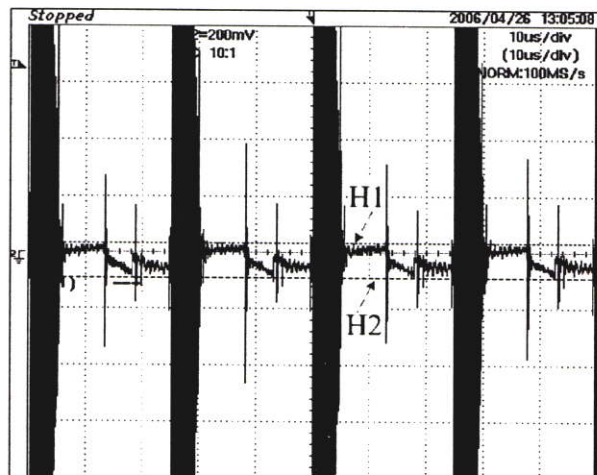
ดังนั้น หากมีการปรับรูปแบบการพันขดลวดโดยนำเทคนิคการพันขดลวดให้มีเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลต่ำมาใช้ ปรับระยะช่องอากาศ หรือ องค์ประกอบอื่นๆ เพื่อออกแบบวงจรแม่เหล็กแบบรวมแกนให้เหมาะสมที่สุด ก็น่าจะพัฒนาให้ประสิทธิภาพของวงจรแบบที่นำเสนอสูงขึ้นกว่าในรูปที่ 6.14 และประสิทธิภาพไม่แตกต่างกับวงจรแบบทั่วไปมากนัก ซึ่งน่าจะเป็นประเด็นศึกษาต่อไปในอนาคต

(ข) แรงดันไฟฟ้ารีปเปิดด้านออก

เงื่อนไขในการทดสอบแรงดันไฟฟ้ารีปเปิด ก็คือเงื่อนไขเดียวกับการวัดประสิทธิภาพ คือ วงจรที่แรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและออกที่ 24 โวลต์ และ 100 โวลต์ ตามลำดับ โดยใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ ปรับค่าโหลดกำลังไฟฟ้าด้านออกตั้งแต่ 10 วัตต์ ถึง 70 วัตต์ แล้วทำการวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออกของทั้งสองวงจรที่ตำแหน่ง C และ D ในรูปที่ 6.11 โดยใช้โพรบวัดแรงดันไฟฟ้า ซึ่งการวัดแรงดันไฟฟ้ารีปเปิดจะใช้ฟังก์ชันของเครื่องวัด (Digital Oscilloscope รุ่น D1520 ของ Yokogawa) นำเอาสัญญาณองค์ประกอบไฟตรงออกไปเพื่อจับเฉพาะสัญญาณไฟสลับซึ่งในกรณีนี้ก็คือแรงดันไฟฟ้ารีปเปิดด้านออก ดังผลการวัดจริงของวงจรทั้งสอง ในรูปที่ 6.15 ซึ่งเป็นรูปที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 70 วัตต์ โดย H1 และ H2 คือ ระดับของแรงดันไฟฟ้ารีปเปิดค่าสูงสุดและต่ำสุด ในหน่วย ช่อง หรือ div ดังนั้นผลต่างของ H1 และ H2 หรือ H1 - H2 คือ แรงดันไฟฟ้ารีปเปิดในหน่วย ช่อง เมื่อนำผลต่างดังกล่าวไปคูณกับโวลต์ ต่อ ช่อง (V/div) ก็จะได้แรงดันไฟฟ้ารีปเปิดมีค่าเป็น $\Delta V_o = (H1 - H2) \times (V/div)$ โดยที่ผลการทดสอบ ΔV_o ตั้งแต่ 10 วัตต์ จนถึง 70 วัตต์ ของทั้งสองวงจร ดังในตารางที่ 6.4 และ 6.5 ซึ่งสรุปผลได้ดังต่อไปนี้



(ก) วงจรแบบทั่วไป วัดที่ตำแหน่ง C และ D ในรูปที่ 6.11 (ก)



(ข) วงจรแบบที่นำเสนอ ที่ตำแหน่ง C และ D ในรูปที่ 6.11 (ข)

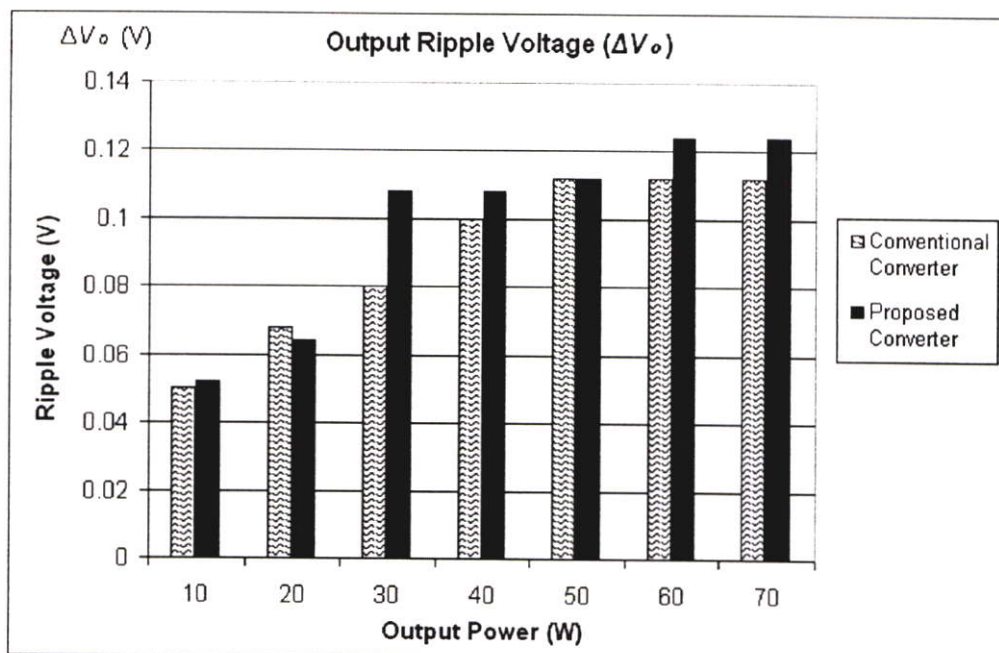
รูปที่ 6.15 แรงดันไฟฟ้ารีปเปิดด้านออก

ตารางที่ 6.4 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกของวงจรแบบทั่วไป

ผลการทดสอบแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลของวงจรแบบทั่วไป				
จาก การวัด	จาก การวัด	คำนวณ จาก V_o และ R	คำนวณจาก H1, H2 และ V/div	คำนวณ จาก V_o และ ΔV_o
ความต้าน ทานด้าน โหลด (R)	ค่าเฉลี่ยแรงดัน ไฟฟ้า ด้านออก (V_o)	กำลัง ไฟฟ้า ด้านออก (P_o)	แรงดันไฟฟ้า รีปเปิ้ล ด้านออก (ΔV_o)	% รีปเปิ้ล แพ็คเกจ์ หรือ % ($\Delta V_o / V_o$)
(Ω)	(V)	(W)	(V)	(%)
1,002	100.1	10.00	0.050	0.0499
501.0	100.1	20.00	0.068	0.0679
333.7	100.1	30.03	0.080	0.0799
251.2	100.1	39.89	0.100	0.0999
200.3	100.1	50.03	0.112	0.1119
167.0	100.1	60.00	0.112	0.1119
142.5	100.1	70.36	0.112	0.1119

ตารางที่ 6.5 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกของวงจรแบบที่นำเสนอ

ผลการทดสอบแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลของวงจรแบบที่นำเสนอ				
จาก การวัด	จาก การวัด	คำนวณ จาก V_o และ R	คำนวณจาก H1, H2 และ V/div	คำนวณ จาก V_o และ ΔV_o
ความต้าน ทานด้าน โหลด (R)	ค่าเฉลี่ยแรงดัน ไฟฟ้า ด้านออก (V_o)	กำลัง ไฟฟ้า ด้านออก (P_o)	แรงดันไฟฟ้า รีปเปิ้ล ด้านออก (ΔV_o)	% รีปเปิ้ล แพ็คเกจ์ หรือ % ($\Delta V_o / V_o$)
(Ω)	(V)	(W)	(V)	(%)
1,002	100.0	10.00	0.052	0.0520
501.0	100.1	20.00	0.064	0.0639
333.7	100.0	29.97	0.108	0.1080
251.2	100.0	39.81	0.108	0.1080
200.3	100.1	50.03	0.112	0.1119
167.0	100.1	60.00	0.124	0.1239
142.5	100.1	70.36	0.124	0.1239



รูปที่ 6.16 เปรียบเทียบ แรงดันไฟฟ้ารบกวนด้านออก

จากตารางที่ 6.4 และ 6.5 เมื่อนำผลการทดสอบที่ได้ไปเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้ารบกวนด้านออก (ΔV_o) ระหว่างวงจรแบบที่นำเสนอและวงจรแบบทั่วไป จะได้ผลดังรูปที่ 6.16 ซึ่ง ΔV_o มีค่าเท่ากับ % ริปเปิลแฟกเตอร์ (Ripple Factor) หรือ % ($\Delta V_o / V_o$) เนื่องจากแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่า 100 โวลต์ ดังนั้น รูปที่ 6.16 ก็คือการเปรียบเทียบ % ริปเปิลแฟกเตอร์ และจากรูปสรุปได้ว่า ทั้งสองวงจรมีค่าแรงดันไฟฟ้ารบกวนและ % ริปเปิลแฟกเตอร์สูงขึ้น เมื่อกำลังไฟฟ้าด้านออกมีค่าสูงขึ้นในช่วง 10 วัตต์ จนถึง 70 วัตต์ โดยที่เมื่อพิจารณาที่กำลังไฟฟ้าด้านออกค่าหนึ่งๆ จะเห็นได้ว่าวงจรแบบที่นำเสนอมีแรงดันไฟฟ้ารบกวนและ % ริปเปิลแฟกเตอร์ สูงกว่าวงจรแบบทั่วไป ตลอดช่วง 10 วัตต์ จนถึง 70 วัตต์ ยกเว้นที่ 50 วัตต์ ซึ่งมีค่าเท่ากัน อย่างไรก็ตาม ทั้งสองมีค่าแรงดันไฟฟ้ารบกวนและ % ริปเปิลแฟกเตอร์ แตกต่างกันอย่างน้อย โดยต่างกันมากที่สุดที่ 30 วัตต์ คิดเป็น 0.028 โวลต์ หรือ 0.028 % ริปเปิลแฟกเตอร์ และกรณีที่ย่ำที่สุดคือที่ 60 และ 70 วัตต์ สำหรับวงจรที่นำเสนอคิดเป็น 0.124 % ริปเปิลแฟกเตอร์ ส่วนวงจรแบบทั่วไปกรณีที่ย่ำที่สุด คือ 0.112 % ริปเปิลแฟกเตอร์ ที่กำลังไฟฟ้าด้านออก 50, 60 และ 70 วัตต์

จากผลการทดสอบดังกล่าวเมื่อนำมาวิเคราะห์อธิบายได้ว่า สาเหตุที่แรงดันไฟฟ้ารบกวนด้านออกของวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอที่พิกัดต่างๆ มีค่าต่ำและมีค่าต่างกันน้อยมาก เนื่องจากการออกแบบตัวเก็บประจุด้านโหลด ทั้งสองวงจรใช้ตัวเก็บประจุด้านออกมีค่าสูงๆ และได้มีการออกแบบค่าความจุไฟฟ้ารวมด้านออกของทั้งสองวงจรให้มีค่าเท่ากันในสภาวะที่ตัวเก็บประจุคายพลังงานให้กับโหลด หรือ ช่วง T_{ON} ทำให้แรงดันไฟฟ้ารบกวนของทั้งสองวงจรไม่แตกต่างกันมากนัก และต่างกันสูงสุดที่ 30 วัตต์ เพียง 0.028 โวลต์ ซึ่งในสภาวะนี้เมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้า ตัวเก็บประจุด้านออกทุกตัวจะต่ออนุกรมกันและคายประจุหรือพลังงานให้กับตัวต้านทานด้านออกทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรที่นำเสนอ ซึ่งในการออกแบบได้ตั้งเป้าหมาย

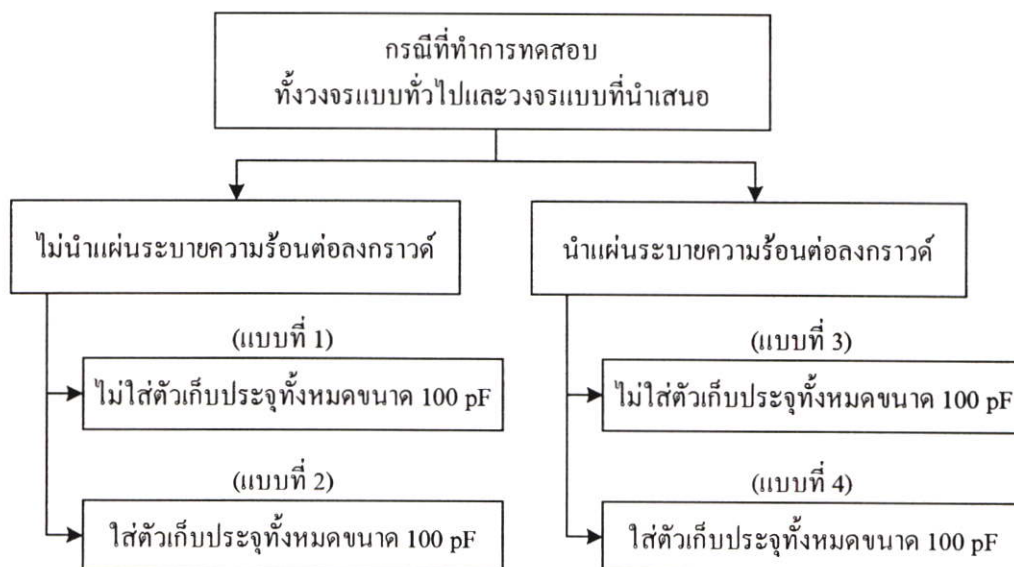
เบื้องต้นให้แรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกมีค่าไม่เกิน 0.5 % ของแรงดันไฟฟ้าด้านออก หรือคิดเป็น 0.5 โวลต์ ซึ่งจากเป้าหมายดังกล่าว จะคำนวณค่าความจุไฟฟ้ารวมจากสมการที่ (4.43) ในช่วงที่สวิทช์นำกระแสไฟฟ้าได้เป็น 14.64 ไมโครฟารัด แต่ตัวเก็บประจุที่เลือกใช้งานจริงคำนวณค่าความจุไฟฟ้ารวมได้เป็น 387.27 ไมโครฟารัด (รายละเอียดการคำนวณดังในหัวข้อที่ 4.1 ชั้นที่ 7 โดยใช้โปรแกรม MATLAB ในภาคผนวก ข ส่วนค่าตัวเก็บประจุต่างๆ สรุปดังตารางที่ 4.4) ซึ่งทั้งสองวงจรได้ออกแบบและเลือกใช้ค่าความจุไฟฟ้ารวมในช่วงสวิทช์นำกระแสไฟฟ้ามีค่าเท่ากัน โดยค่าที่เลือกใช้ 387.27 ไมโครฟารัด สูงกว่าค่าที่ออกแบบ 14.64 ไมโครฟารัด อยู่มาก และเมื่อคำนวณย้อนกลับโดยใช้สมการที่ (4.43) จะได้ว่า ค่าความจุไฟฟ้ารวม 387.27 ไมโครฟารัด ที่เลือกใช้จะให้แรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลในช่วงสวิทช์นำกระแสไฟฟ้ามีค่าเป็น 0.00189 โวลต์ เท่านั้น

ส่วนในช่วงสวิทช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ช่วง คือ T_{OFF1} และ T_{OFF2} เป็นสภาวะที่มีการอัดประจุให้กับตัวเก็บประจุด้านโหลดพร้อมกันกับจ่ายพลังงานให้กับโหลดตัวด้านทาน ค่าความจุไฟฟ้าของทั้งสองวงจรจะแตกต่างกันในแต่ละช่วงเวลา และยังคงยากที่จะอธิบายอย่างชัดเจนถึงผลของ ESR ที่ส่งผลต่อแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกของทั้งสองวงจร โดยในงานวิจัยนี้ได้แสดงวิธีการออกแบบโดยคำนึงถึงผลของ ESR ไว้ในบทที่ 4 อย่างง่ายๆ เพื่อใช้เลือกตัวเก็บประจุ C_p , C_s , C_{s1} และ C_{s2} เท่านั้น โดยทั้งสองวงจรมีการออกแบบที่แตกต่างกันซึ่งได้กล่าวถึงรายละเอียดการออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 4.1 ในชั้นที่ 7 ได้แก่สมการที่ (4.46), (4.48) และสมการที่ (4.51) โดยเป้าหมายหลักที่ออกแบบในช่วงที่สวิทช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าก็คือ ให้มีแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลไม่เกิน 0.5 % ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกหรือ 0.5 โวลต์ เช่นเดียวกับช่วงที่สวิทช์นำกระแสไฟฟ้า

อย่างไรก็ดีหลักการออกแบบดังกล่าว ยังไม่ได้มีการทดสอบแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลที่เกิดขึ้น โดยพิจารณาแยกเป็นช่วงเวลาที่สวิทช์นำกระแสไฟฟ้าและหยุดนำกระแสไฟฟ้า เพียงแต่ได้มีการวัดแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลสูงสุดในช่วงหนึ่งคาบเวลาการสวิทช์ที่เกิดขึ้นของวงจรแบบทั่วไป ซึ่งมีค่าสูงสุดที่ 0.112 โวลต์ และวงจรแบบที่นำเสนอ มีค่าแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลสูงสุด คือ 0.124 โวลต์ ซึ่งต่ำกว่าเป้าหมายที่ตั้งไว้คือ 0.5 โวลต์ ดังนั้นการออกแบบดังกล่าวสามารถนำไปใช้ออกแบบตัวเก็บประจุด้านออกได้จริง เพียงแต่การออกแบบดังกล่าวให้ผลที่ดีกว่าเป้าหมายที่ตั้งไว้พอสมควร ซึ่งน่าจะเป็นกรณีศึกษาเพิ่มเติมในอนาคตเพื่อหาวิธีการออกแบบให้มีค่าที่ใกล้เคียงกับผลการทดลองมากขึ้น นอกจากนี้ผลการวัดแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ล ในรูปที่ 6.15 จะเห็นได้ว่ามีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นทั้งสองวงจร โดยในงานวิจัยนี้ต้องการวัดแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกเพื่อเปรียบเทียบระหว่างวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอเท่านั้น แต่จากผลการวัดที่มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นนั้นกล่าวได้ว่า วงจรที่ดีควรจะไม่มีการมีสัญญาณรบกวนดังกล่าวค่าที่สุด ดังนั้นหากจะนำวงจรดังกล่าวไปใช้ในเชิงพาณิชย์ หรือนำไปใช้งานใดๆ ก็ควรที่จะต้องปรับปรุงเพื่อลดสัญญาณรบกวนดังกล่าว เช่น อาจเพิ่มวงจรกรองสัญญาณรบกวนหรือ LC filter ต่อจากตัวเก็บประจุด้านออกก็น่าจะเป็นแนวทางหนึ่งที่ใช้แก้ปัญหาได้

6.2 ผลการทดลองและการวิเคราะห์ทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ ทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยสอดคล้องกับรูปแบบการทดลองในหัวข้อที่ 5.3.2 ซึ่งแบ่งได้เป็น 3 หัวข้อ ได้แก่ 6.2.1 การทดสอบเพื่อพิสูจน์หลักการสวิตชิงแบบสมมูลในการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมในรูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์ 6.2.2 การทดสอบสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมในรูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์ในสภาวะที่สอดคล้องกับกรณีปัญหาที่เกิดขึ้นจริง 6.2.3 การทดสอบวัดสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างและสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมตามนิยาม การทดสอบทั้งสามหัวข้อดังกล่าว เป็นการทดสอบวัดจากกรณีต่างๆ หลายกรณีที่แตกต่างกัน เนื่องจากทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ รวมทั้งการนำเทคนิคการสวิตชิงแบบสมมูลมาใช้ ทำให้ทั้งสองวงจรมีส่วนต่างๆ ของวงจรที่เชื่อมต่อกับกราวด์ได้หลายกรณี ซึ่งแต่ละกรณีล้วนมีผลต่อสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์ โดยกรณีต่างๆ ที่ทำการทดสอบแบ่งตามลักษณะของวงจรที่มีการเชื่อมต่อกับกราวด์สรุปได้ดังรูปที่ 6.17 ซึ่งสอดคล้องกับรูปที่ 5.8 ผลการทดสอบแบบที่ 1 ถึง แบบที่ 4 ในรูปที่ 6.17 จะนำมาสรุปและวิเคราะห์โดยแยกเป็นประเด็นต่างๆ ตามหัวข้อที่ 6.2.1 ถึง 6.2.3 เพื่อให้มีความชัดเจนและไม่สับสนในการเปรียบเทียบแต่ละประเด็น การทดสอบตามรูปที่ 6.17 ได้อธิบายไว้อย่างชัดเจนแล้ว ในหัวข้อที่ 5.3.2 ซึ่งสรุปเงื่อนไขต่างๆ ในการทดสอบ การติดตั้งสำหรับวัดสัญญาณรบกวนในกรณีต่างๆ รวมถึงนิยามสัญลักษณ์ต่างๆ ดังรูปที่ 5.4 ถึง 5.6 และรูปถ่ายการวัดจริง ในรูปที่ 5.7



รูปที่ 6.17 กรณีต่างๆ ที่ทำการทดสอบแบ่งตามลักษณะที่มีการเชื่อมต่อกับกราวด์

การทดสอบตามรูปที่ 6.17 อธิบายได้ว่า ในการศึกษาสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมทางเดินของสัญญาณดังกล่าวทางหนึ่งก็คือ ผ่านทางตัวเก็บประจุแผ่นระหว่างแผ่นระบายความ

ร้อนกับกราวด์ ดังนั้นในการทดลองจึงแบ่งเป็นกรณี ที่มีการนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ และกรณีที่ไม่ต่อลงกราวด์เพื่อเปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมที่เกิดจากกรณีดังกล่าว โดยเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมผ่านแผ่นระบายความร้อนได้กล่าวถึงอย่าง ชัดเจนแล้วในหัวข้อที่ 3.4 โดยการทดสอบทั้งแบบที่นำแผ่นระบายความร้อนต่อและไม่ต่อลง กราวด์ แบ่งออกได้อีก 2 กรณี คือ กรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย $C_{PG}, C_{P1G}, C_{P2G}, C_{SG}, C_{S1G}$ และ C_{S2G} ดังรูปที่ 5.6 และกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยดังกล่าว โดยที่ตัวเก็บประจุทั้งหมดได้อธิบายนิยามและการวิเคราะห์ในทางทฤษฎีไว้อย่างชัดเจนแล้วในหัวข้อที่ 3.4.1 และ 3.4.2 ในรูป ที่ 3.23 และ 3.24 ดังนั้นในการทดสอบนี้จึงแบ่งกรณีหลักที่ทำการทดสอบออกได้เป็น 4 แบบหลัก ดังแผนภูมิรูปที่ 6.17 และจะทำการทดสอบทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ ตาม เงื่อนไขสภาวะการทำงานของวงจรในหัวข้อที่ 5.3.2 ดังรูปที่ 5.4 ถึง 5.7 ซึ่งสรุปผลการทดสอบ ตามหัวข้อที่ 6.2.1 ถึง 6.2.3 ได้ดังต่อไปนี้

6.2.1 การทดสอบเพื่อพิสูจน์หลักการสวิตชิงแบบสมดุล ในการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์

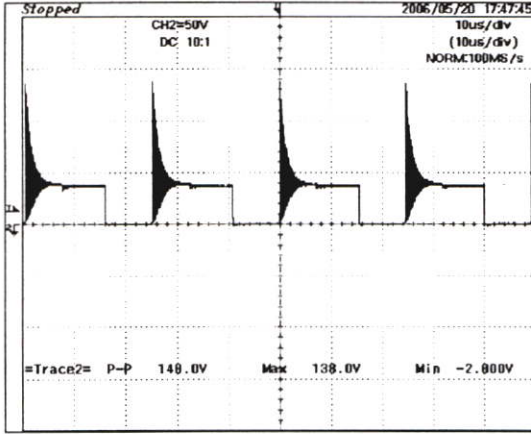
การทดสอบในส่วนนี้ทำเพื่อยืนยันและพิสูจน์หลักการสวิตชิงแบบสมดุล ในการลดทอน สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบที่นำเสนอ ดังนั้นผลการทดลองและการวิเคราะห์ใน ส่วนนี้เป็นผลที่ได้จากการติดตั้งวงจร และทดสอบในสภาวะการทำงานของวงจรตามเงื่อนไขและ รูปแบบการทดสอบดังกล่าวข้างต้น ซึ่งผลที่ได้จะสรุปเป็น 2 ส่วนประกอบไปด้วย (ก) รูปคลื่นที่สำคัญในการพิสูจน์หลักการสวิตชิงแบบสมดุล (ข) ผลการทดสอบสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วม ในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านกราวด์ในโดเมนความถี่ ซึ่งเป็นประเด็นหลักในงานวิจัยนี้

(ก) รูปคลื่นที่สำคัญในการพิสูจน์หลักการสวิตชิงแบบสมดุล

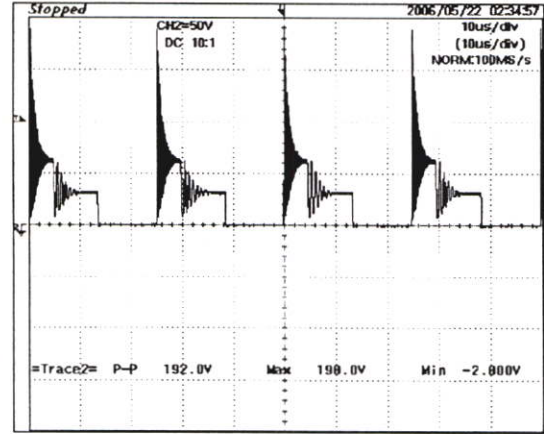
ในข้อนี้คำว่ารูปแบบการทดลอง แบบที่ 1 ถึง แบบที่ 4 ที่กล่าวถึงในรูปคลื่นต่างๆ จะ หมายถึงรูปแบบการทดลองในรูปที่ 6.17 และในกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุให้กับวงจรทั้งสอง ได้แก่ การทดสอบแบบที่ 2 และ 4 จะใส่ตัวเก็บประจุ $C_{PG}, C_{P1G}, C_{P2G}, C_{SG}, C_{S1G}$ และ C_{S2G} ด้วยตัวเก็บประจุชนิด WIMA ซึ่งในข้อ (ก) ตัวเก็บประจุทุกตัวจะใช้ขนาด 100 พิโกฟารัด (pF) โดยรูปคลื่นที่สำคัญต่างๆ จะแสดงผลการทดสอบที่ได้และประเด็นที่สรุปหรือวิเคราะห์ ในแต่ละ กรณี ซึ่งมีดังต่อไปนี้

แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์

จะทำการวัดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตระหว่างจุด P และ Q ของวงจรแบบ ทั่วไปและระหว่างจุด P1 และ P2 ของวงจรแบบที่นำเสนอในกรณีต่างๆ ดังรูปที่ 5.5 ถึง 5.6 โดย ผลการทดสอบที่ได้ทั้งแบบที่ 1 ถึง 4 ดังในรูปที่ 6.18 ถึง 6.21 สรุปผลได้ดังต่อไปนี้

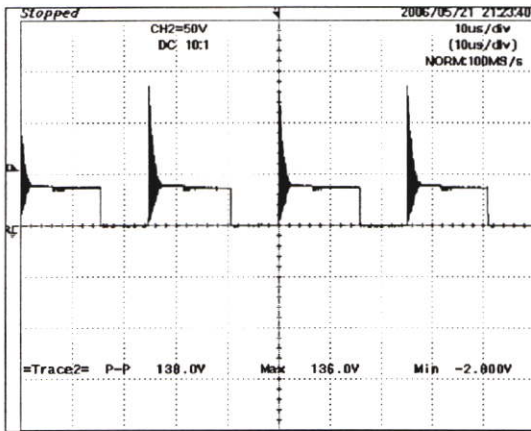


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)

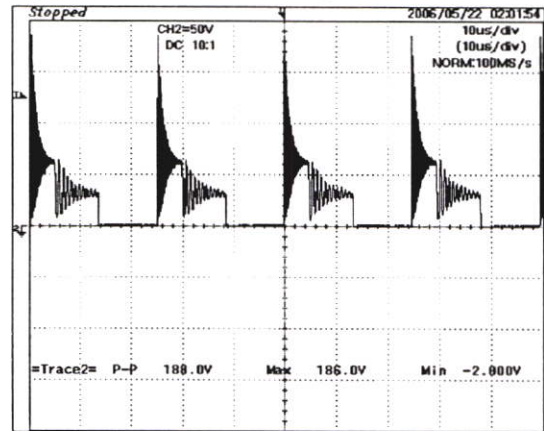


(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.18 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตกรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์และไม่ได้ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 1) วัดที่จุด P กับ Q, P1 กับ P2 ในรูปที่ 5.5

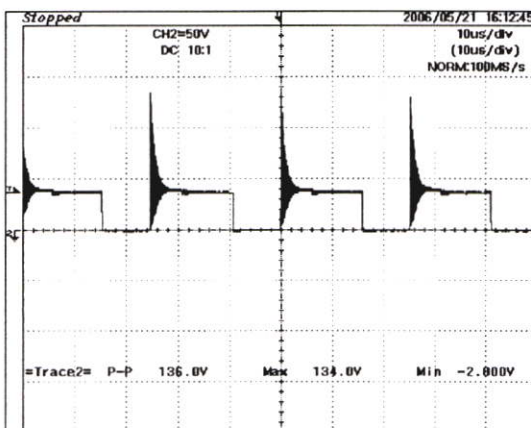


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)

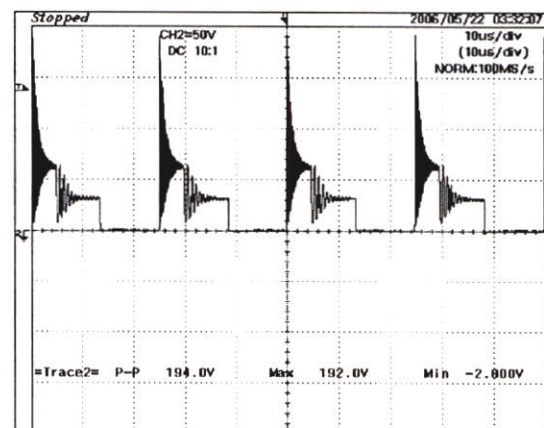


(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.19 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตกรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์แต่ได้ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2) วัดที่จุด P กับ Q, P1 กับ P2 ในรูปที่ 5.5

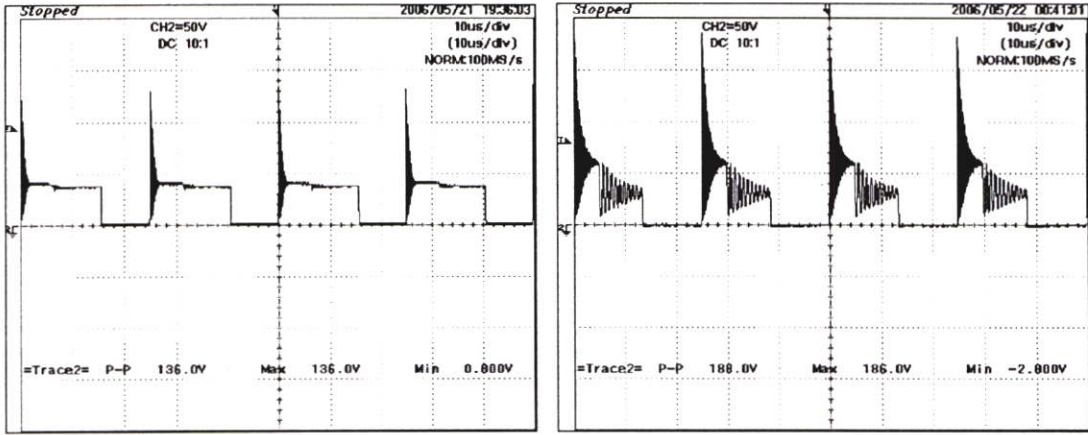


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)



(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.20 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟตกรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ได้ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3) วัดที่จุด P กับ Q, P1 กับ P2 ในรูปที่ 5.6



(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)

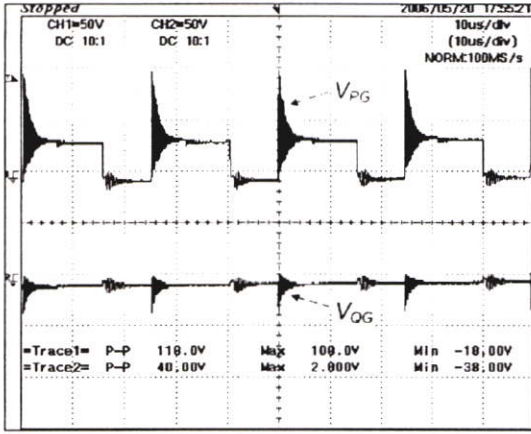
(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.21 แรงดันไฟฟ้าตกรวมสวิตช์มอสเฟตกรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุชัวยขนาด 100 pF (แบบที่ 4) วัดที่จุด P กับ Q, P1 กับ P2 ในรูปที่ 5.6

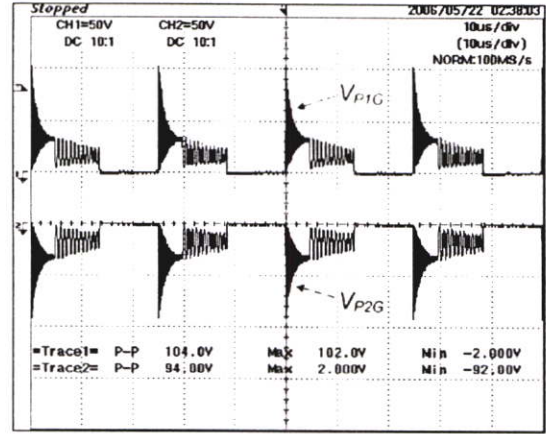
แรงดันไฟฟ้าตกรวมสวิตช์มอสเฟตจากการทดสอบตั้งแต่แบบที่ 1 ถึง 4 ดังรูปที่ 6.18 ถึง 6.21 สรุปได้ว่าในกรณีของวงจรแบบทั่วไปรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าตกรวมสวิตช์จะมีลักษณะคล้ายกัน แต่จะแตกต่างกันบ้างเนื่องจากผลของตัวเก็บประจุที่ใส่เข้าไปและกรณีที่ต้องและไม่ต่อแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์ก็มีผลแตกต่างกันบ้าง ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอก็สรุปได้เช่นเดียวกับวงจรแบบทั่วไป อย่างไรก็ตาม ประเด็นที่ต้องการนำเสนอคือ จะเห็นได้ว่าทุกๆ รูปแบบการทดลอง แรงดันไฟฟ้าตกรวมสวิตช์มอสเฟตของวงจรแบบทั่วไปจะมีแรงดันไฟฟ้าตกรวมสวิตช์สูงสุดในขณะที่สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้า ต่ำกว่าวงจรแบบที่นำเสนอทุกกรณี และทั้งสองวงจรจะมีแรงดันไฟฟ้าตกรวมสวิตช์สูงสุดของแต่ละวงจรใกล้เคียงกันในทุกๆ กรณี และทั้งสองวงจร มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าสูงในขณะที่สวิตช์เริ่มหยุดนำกระแสไฟฟ้าในทุกกรณี ซึ่งก็คือที่มาหนึ่งของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

แรงดันไฟฟ้าระหว่างขาเดรน (Drain) ของมอสเฟตเทียบกับกราวด์และแรงดันไฟฟ้าระหว่างขาซอร์ส (Source) ของมอสเฟตเทียบกับกราวด์

จากรูปที่ 5.5 และ 5.6 แรงดันไฟฟ้าระหว่างขาเดรนและขาซอร์สของมอสเฟตเทียบกับกราวด์ ก็คือแรงดันไฟฟ้าที่จุด P เทียบกับกราวด์ หรือ V_{PG} และแรงดันไฟฟ้าที่จุด Q เทียบกับกราวด์ หรือ V_{QG} สำหรับวงจรแบบทั่วไป ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอ ก็คือ แรงดันไฟฟ้าที่จุด P1 และ P2 เทียบกับกราวด์ หรือ V_{P1G} และ V_{P2G} ตามลำดับ โดยทำการทดสอบทั้ง 4 รูปแบบตามรูปที่ 5.8 และ 6.17 และตัวเก็บประจุชัวยทุกตัวใช้ตัวเก็บประจุชนิด WIMA ขนาด 100 pF โดยผลการทดสอบที่ได้ทั้งแบบที่ 1 ถึง 4 ดังในรูปที่ 6.22 ถึง 6.25 ซึ่งสรุปผลและวิเคราะห์ได้ดังต่อไปนี้

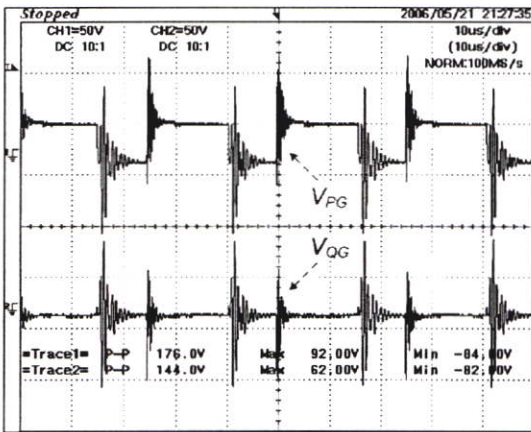


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)

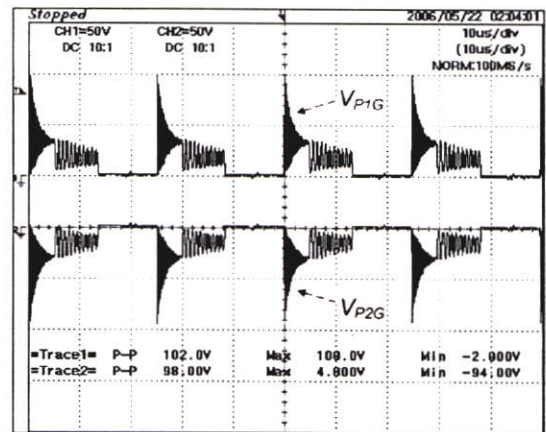


(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.22 แรงดันไฟฟ้าที่ขาเดรน (จุด P, P1) และขาซอร์ส (จุด Q, P2) เทียบกราวด์ ดังรูปที่ 5.5
ไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 1)

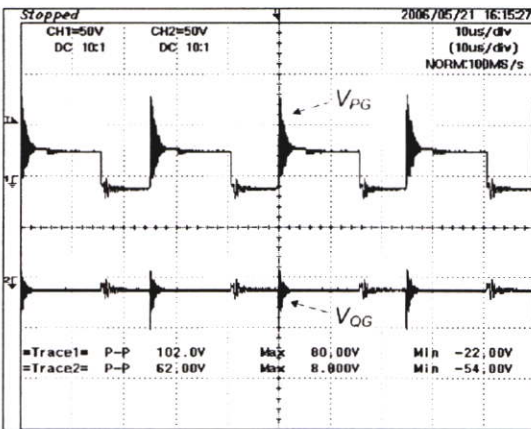


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)

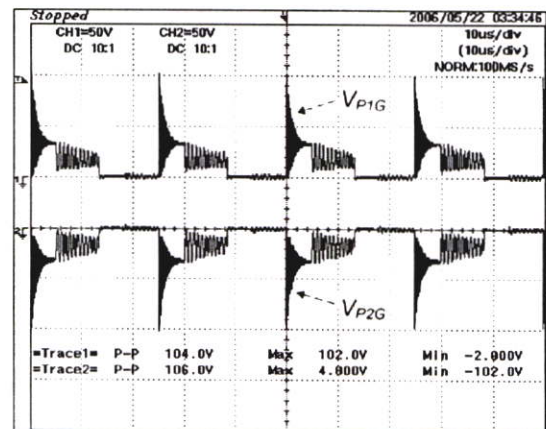


(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.23 แรงดันไฟฟ้าที่ขาเดรน (จุด P, P1) และขาซอร์ส (จุด Q, P2) เทียบกราวด์ ดังรูปที่ 5.6
ไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2)

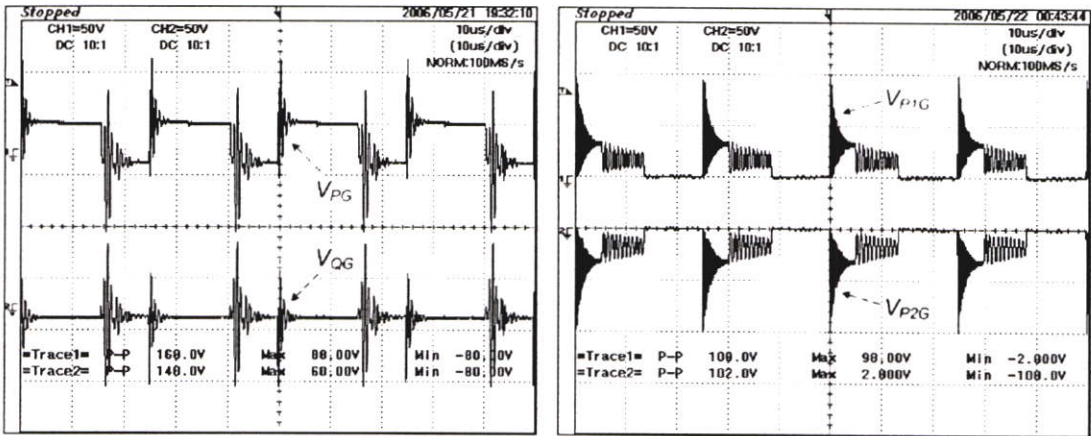


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)



(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.24 แรงดันไฟฟ้าที่ขาเดรน (จุด P, P1) และขาซอร์ส (จุด Q, P2) เทียบกราวด์ ดังรูปที่ 5.5
นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3)



(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)

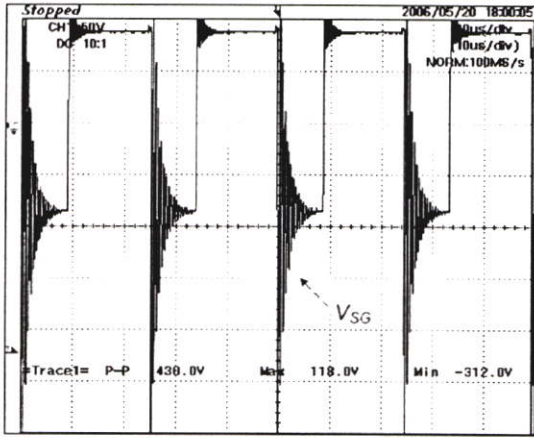
(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.25 แรงดันไฟฟ้าที่ขาแคทรน (จุด P, P1) และขาซอร์ส (จุด Q, P2) เทียบกราวด์ ดังรูปที่ 5.6 นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4)

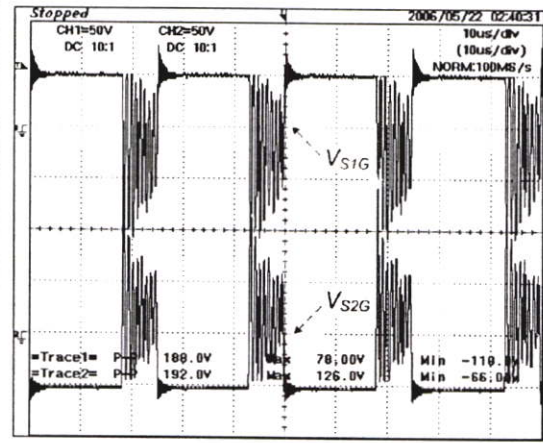
จากรูปที่ 6.22 ถึง 6.25 สรุปได้ว่า วงจรแบบที่นำเสนอมีลักษณะของแรงดันไฟฟ้า V_{P1G} และ V_{P2G} เป็นไปตามหลักการสวิตซ์ซึ่งแบบสมดุกล กล่าวคือ แรงดันไฟฟ้าทั้งสองมีขนาดเท่ากันหรือใกล้เคียงกันแต่มีทิศทางตรงกันข้ามทั้งในขณะที่มีการสวิตซ์และช่วงเวลาอื่นๆ ซึ่งสอดคล้องกับสมมติฐานของงานวิจัยนี้ในหัวข้อที่ 1.3 ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปทุกกรณีจะไม่มีสวิตซ์ซึ่งแบบสมดุกลดังกล่าว นอกจากนั้นจะเห็นได้ว่าในกรณีที่มีการใส่กับไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยให้กับวงจรแบบทั่วไปแรงดันไฟฟ้า V_{PG} และ V_{QG} จะแตกต่างกันมากและมีการแกว่งของสัญญาณ ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอในทุกกรณีไม่ว่าจะใส่หรือไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย แรงดันไฟฟ้า V_{P1G} และ V_{P2G} จะมีลักษณะคล้ายกันมากและมีลักษณะการสวิตซ์ซึ่งแบบสมดุกล

แรงดันไฟฟ้าระหว่างขาแอนดของไดโอด D_S และ D_{S1} เทียบกับกราวด์ (V_{SG} และ V_{S1G}) และแรงดันไฟฟ้าระหว่างคาโทดของไดโอด D_{S2} เทียบกับกราวด์ (V_{S2G})

แรงดันไฟฟ้า V_{SG} ก็คือแรงดันไฟฟ้าที่จุด S เทียบกับกราวด์ของวงจรแบบทั่วไปในรูปที่ 5.5 (ก) และ 5.6 (ก) ซึ่งในทางทฤษฎีก็คือจุดที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าต่อเวลาอย่างรวดเร็ว เช่นเดียวกับ V_{S1G} และ V_{S2G} ซึ่งก็คือ แรงดันไฟฟ้าที่จุด S1 และ S2 เทียบกับกราวด์ของวงจรแบบที่นำเสนอในรูปที่ 5.5 (ข) และ 5.6 (ข) ดังนั้นในส่วนนี้จะทำการวัดแรงดันไฟฟ้า V_{SG} , V_{S1G} และ V_{S2G} โดยทำการทดสอบวัดทั้ง 4 รูปแบบการและยังคงใช้ตัวเก็บประจุ ชนิด WIMA ขนาด 100 pF เช่นเดิม โดยผลการทดสอบที่ได้ทั้งแบบที่ 1 ถึง 4 ดังในรูปที่ 6.26 ถึง 6.29 ซึ่งสรุปผลและวิเคราะห์ได้ดังต่อไปนี้

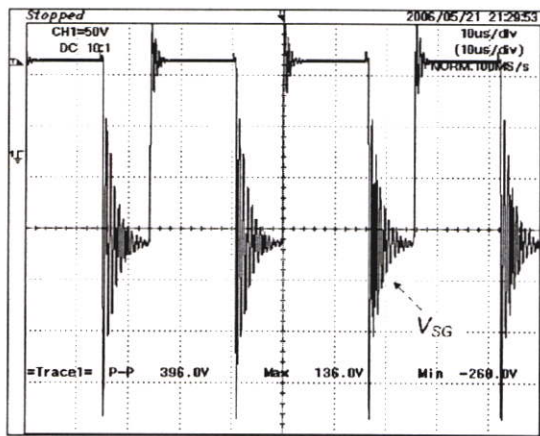


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)

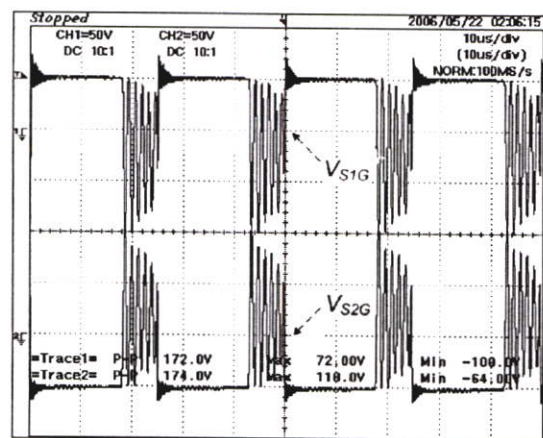


(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.26 แรงดันไฟฟ้าที่จุด S, S1 และ S2 เทียบกับกราวด์ (V_{SG} , V_{S1G} และ V_{S2G}) ดังรูปที่ 5.5
 ไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 1)

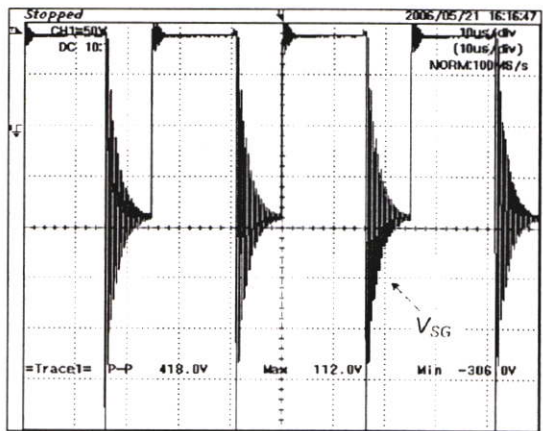


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)

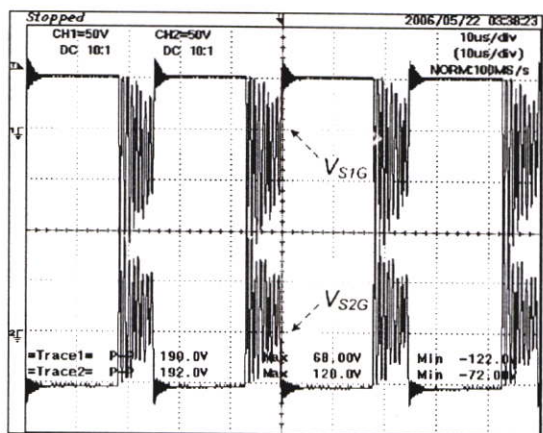


(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.27 แรงดันไฟฟ้าที่จุด S, S1 และ S2 เทียบกับกราวด์ (V_{SG} , V_{S1G} และ V_{S2G}) ดังรูปที่ 5.6
 ไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2)

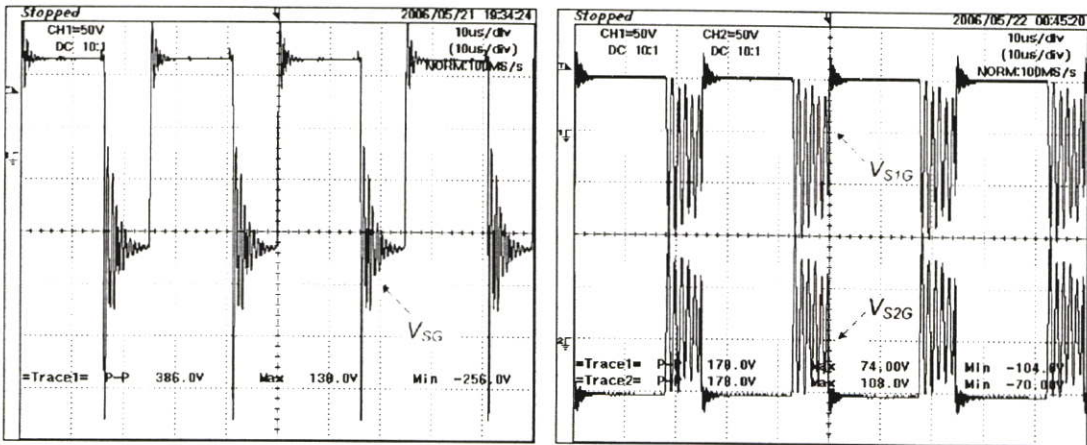


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)



(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

รูปที่ 6.28 แรงดันไฟฟ้าที่จุด S, S1 และ S2 เทียบกับกราวด์ (V_{SG} , V_{S1G} และ V_{S2G}) ดังรูปที่ 5.5
 นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3)



(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 50 V/div)

(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 50 V/div)

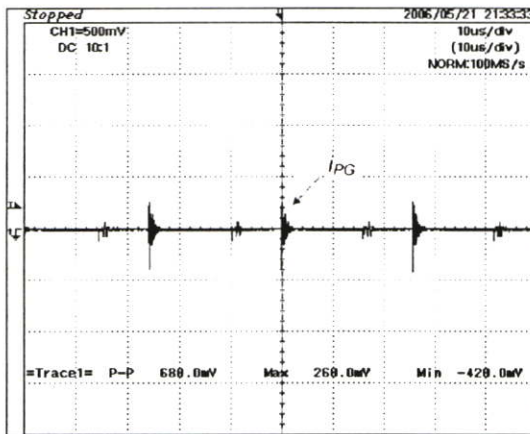
รูปที่ 6.29 แรงดันไฟฟ้าที่จุด S, S1 และ S2 เทียบกับกราวด์ (V_{SG} , V_{S1G} และ V_{S2G}) ดังรูปที่ 5.6 นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4)

จากรูปที่ 6.26 ถึง 6.29 สรุปได้ว่า รูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า V_{SG} , V_{S1G} และ V_{S2G} คือแรงดันไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าอย่างรวดเร็วหรือมี dv/dt สูง ซึ่งก็คือ dv/dt ที่จุด S, S1 และ S2 ดังรูปที่ 5.5 และ 5.6 ของวงจรทั้งสอง ซึ่งจากผลการวัดจะเห็นได้ว่าวงจรแบบที่นำเสนอมีลักษณะของแรงดันไฟฟ้า V_{S1G} และ V_{S2G} เป็นไปตามหลักการสวิตซ์ซึ่งแบบสมมูลกล่าวคือ แรงดันไฟฟ้าทั้งสองมีขนาดเท่ากันหรือใกล้เคียงกันแต่มีทิศทางตรงกันข้ามทั้งในขณะที่มีการสวิตซ์และช่วงเวลาอื่นๆ ซึ่งสอดคล้องกับสมมติฐานของงานวิจัยนี้ในหัวข้อที่ 1.3 ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปทุกกรณีจะไม่มีสวิตซ์ซึ่งแบบสมมูลดังกล่าวและมีแรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิเพียงด้านเดียวทำให้มีเพียง V_{SG} และจะเห็นได้ว่า V_{SG} มี dv/dt สูงมากในทุกกรณี

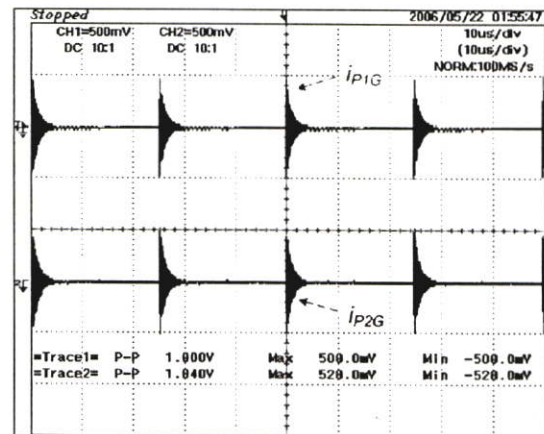
กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุช่วยที่ใส่ให้กับวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ

ตัวเก็บประจุช่วย C_{PG} , C_{P1G} , C_{P2G} , C_{SG} , C_{S1G} และ C_{S2G} ขนาด 100 pF เท่ากันที่ใส่ให้กับวงจรทั้งแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ โดยใส่เข้าไปในตำแหน่งที่มี dv/dt สูง ซึ่งได้แก่ ที่จุด P, P1, P2, S, S1 และ S2 ดังรูปที่ 5.5 และ 5.6 จะทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเก็บประจุช่วย C_{PG} , C_{P1G} , C_{P2G} , C_{SG} , C_{S1G} และ C_{S2G} ตามลำดับลงสู่กราวด์ ดังผลการวัดกระแสไฟฟ้าง่ายๆ ในรูปที่ 6.30 ถึง 6.33 และสรุปได้ว่าในประเด็นของการนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์กับไม่ต่อลงกราวด์ รูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้า i_{PG} ของวงจรแบบทั่วไปในรูปที่ 6.30 และ 6.31 ไม่แตกต่างกันมากนัก เช่นเดียวกับรูปคลื่นของ i_{P1G} และ i_{P2G} สำหรับวงจรแบบที่นำเสนอ และสรุปได้ในทำนองเดียวกันสำหรับรูปคลื่นของ i_{SG} , i_{S1G} และ i_{S2G} ในรูปที่ 6.32 และ 6.33 ในขณะที่ประเด็นสำคัญที่ใช้พิสูจน์หลักการสวิตซ์ซึ่งแบบสมมูลสรุปได้ว่า รูปที่ 6.30 ถึง 6.33 ทุกกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยสำหรับวงจรแบบทั่วไปจะทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเก็บประจุที่ใส่เข้าไป ซึ่ง

สอดคล้องกับการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 3.4 อย่างไรก็ตามในกรณีของวงจรแบบที่นำเสนอทุกกรณีจะมีกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมสองสายที่มีลักษณะเหมือนกันหรือใกล้เคียงกันในแต่ละช่วงเวลา แต่มีทิศทางตรงกันข้าม ซึ่งเป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมดุลคือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าทั้งสองตามอุดมคติมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งในทางปฏิบัติผลรวมของกระแสไฟฟ้าทั้งสองไม่เป็นศูนย์แต่จะมีขนาดลดน้อยลงดังรูปที่ 6.34 และ 6.35 และจะเห็นได้ว่าผลรวมที่ได้้น้อยกว่ากระแสไฟฟ้า i_{PG} และ i_{SG} ของวงจรแบบทั่วไป ดังนั้นจากผลการทดลองจะเห็นได้ว่ากรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุสำหรับวงจรแบบที่นำเสนอจะเห็นได้ว่าทุกกรณี จะมีการหักล้างหรือผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่มีทิศทางตรงกันข้ามส่งผลให้ผลลัพธ์ที่ได้ก็คือกระแสไฟฟ้าที่ไหลลงสู่กราวด์มีค่าลดลง ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปการใส่ตัวเก็บประจุเข้าไป จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมลงสู่กราวด์และไม่มีกระแสไฟฟ้ามหักล้างให้หมดไปเหมือนกับวงจรแบบที่นำเสนอ

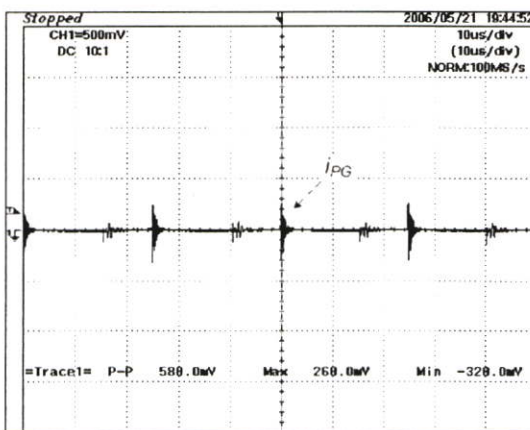


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 0.5 A/div)

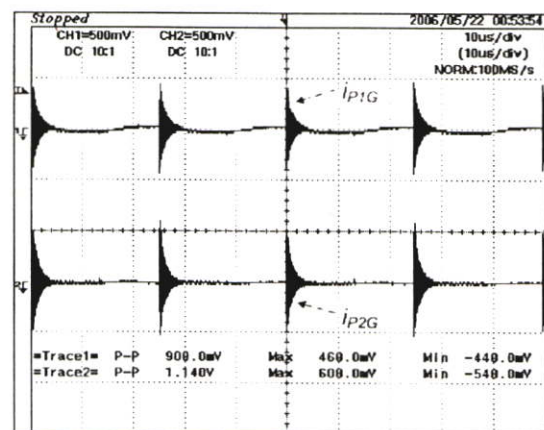


(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 0.5 A/div)

รูปที่ 6.30 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากขากราวด์และขาซอร์สสู่กราวด์ ดังรูปที่ 5.6 กรณีแผ่นระบายความร้อนไม่ต่อลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2)

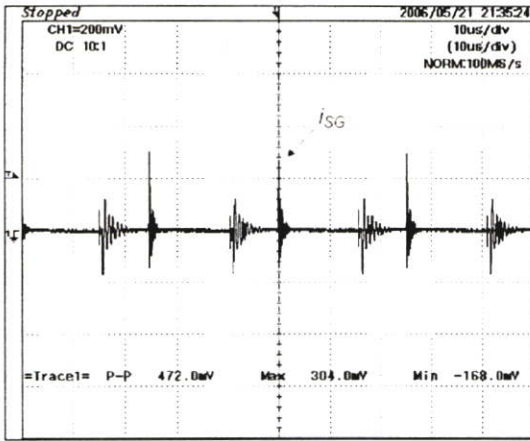


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 0.5 A/div)

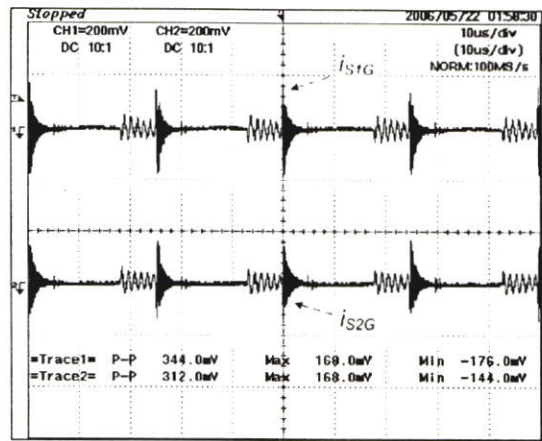


(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 0.5 A/div)

รูปที่ 6.31 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากขากราวด์และขาซอร์สสู่กราวด์ ดังรูปที่ 5.6 กรณีแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4)

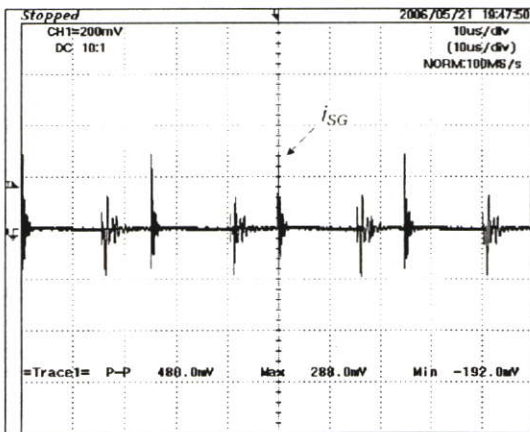


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 0.2 A/div)

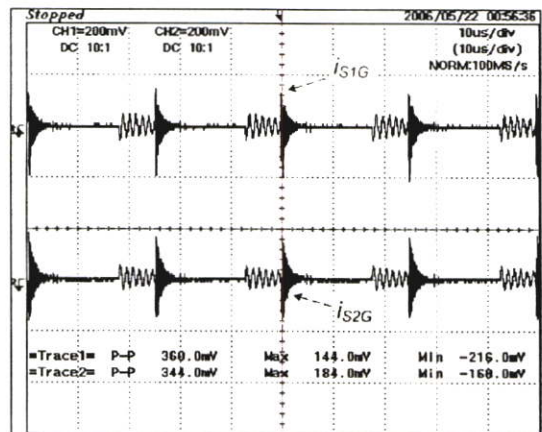


(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 0.2 A/div)

รูปที่ 6.32 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากจุด S, S1 และ S2 สู่กราวด์ (i_{SG} , i_{S1G} และ i_{S2G}) ดังรูปที่ 5.6 แผ่นระบายความร้อนไม่ต่อลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2)

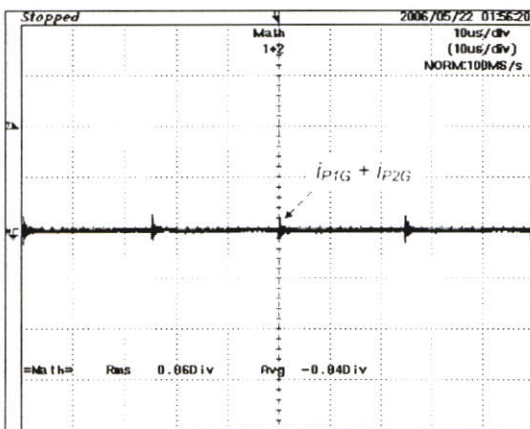


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 0.2 A/div)

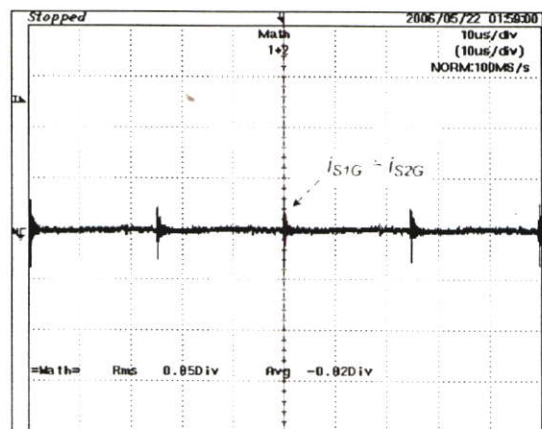


(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 0.2 A/div)

รูปที่ 6.33 กระแสไฟฟ้าที่ไหลจากจุด S, S1 และ S2 สู่กราวด์ (i_{SG} , i_{S1G} และ i_{S2G}) ดังรูปที่ 5.6 แผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4)

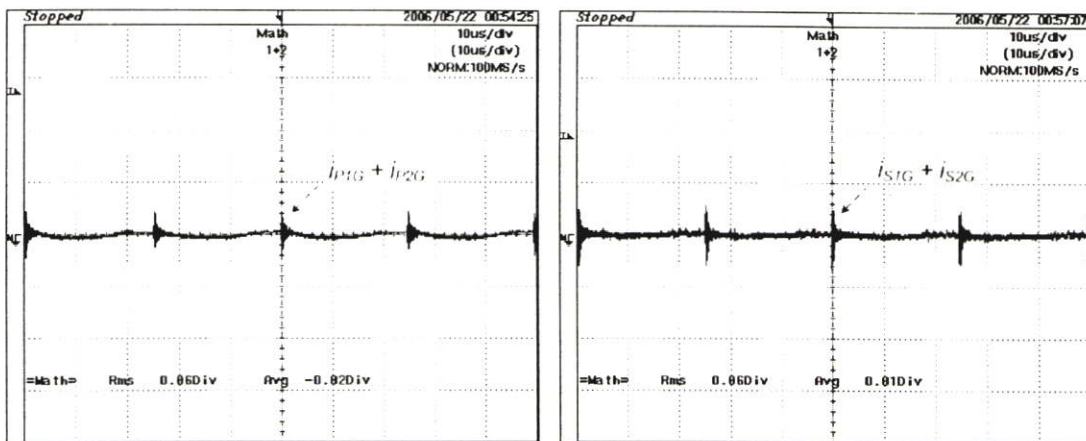


(ก) ผลรวมของ i_{P1G} กับ i_{P2G} (0.5 A/div)



(ข) ผลรวมของ i_{S1G} กับ i_{S2G} (0.2 A/div)

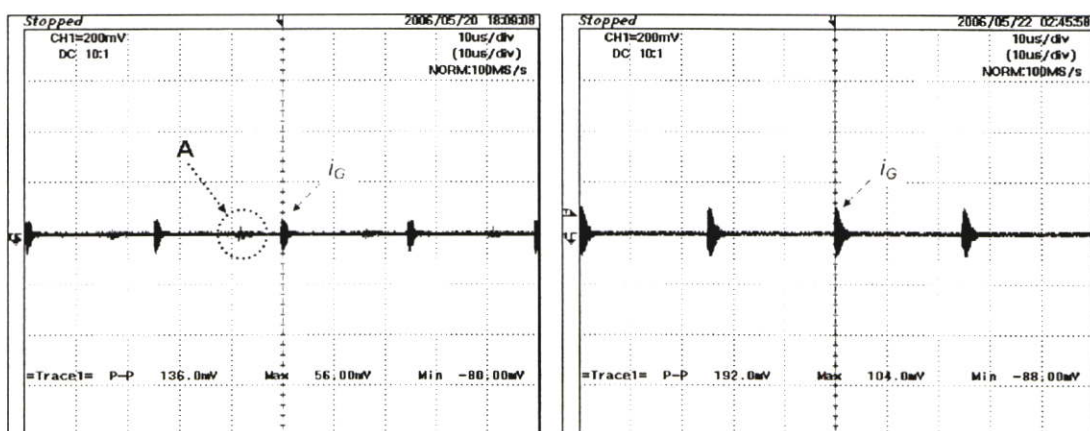
รูปที่ 6.34 ผลรวมของกระแสไฟฟ้าสองสาย ที่มีทิศทางตรงกันข้าม ทำให้เกิดการหักล้างกันของกรณีการทดลองแบบที่ 2 แกนเวลา 10 us/div ทั้งสองรูป

(ก) ผลรวมของ i_{P1G} กับ i_{P2G} (0.5 A/div)(ข) ผลรวมของ i_{S1G} กับ i_{S2G} (0.2 A/div)

รูปที่ 6.35 ผลรวมของกระแสไฟฟ้าสองสาย ที่มีทิศทางตรงกันข้าม ทำให้เกิดการหักล้างกันของ
กรณีการทดลองแบบที่ 4 แกนเวลา 10 us/div ทั้งสองรูป

กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G)

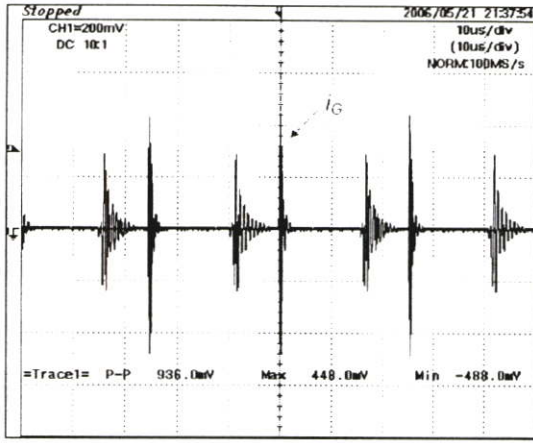
รูปคลื่นในส่วนนี้ คือ ประเด็นหลักในงานวิจัยนี้ที่ต้องการนำเอาเทคนิคการสวิตซ์แบบ
สมดุลมอดคทอนสัญญาณรูปคลื่นนี้ ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 6.36 ถึง 6.39 ผลการทดสอบใน
ส่วนนี้เป็นรูปคลื่นในโดเมนของเวลา ดังนั้นในการสรุปในส่วนนี้จะกล่าวถึงผลที่ได้ในกรณีต่างๆ
เป็นประเด็นสำคัญไว้ เพื่อทำการวิเคราะห์เหตุผลและบทสรุปที่ชัดเจนในหัวข้อถัดไปซึ่งเป็นผล
การทดสอบในโดเมนของความถี่ เนื่องจากในส่วนของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัว
นำจะพิจารณาในโดเมนของความถี่ ในช่วงความถี่ 150 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์ ผลสรุปใน
ส่วนนี้มีดังต่อไปนี้



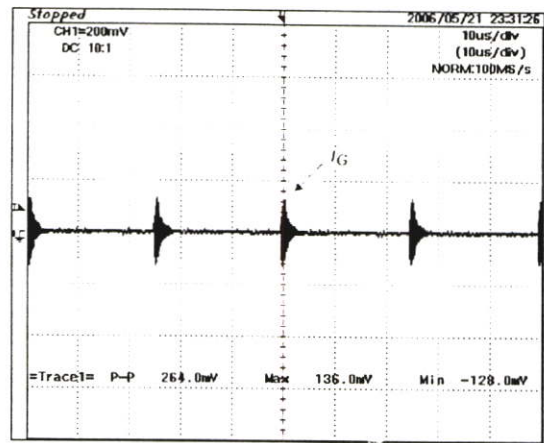
(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 200 mV/div)

(ข) วงจรที่นำเสนอ (10 us/div, 200 mV/div)

รูปที่ 6.36 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อน
ลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 1) ดังรูปที่ 5.5

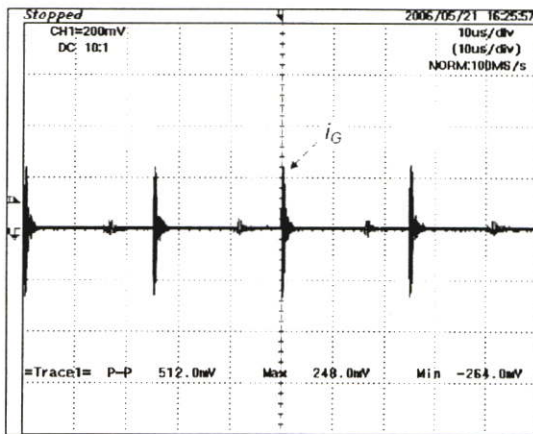


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 200 mV/div)

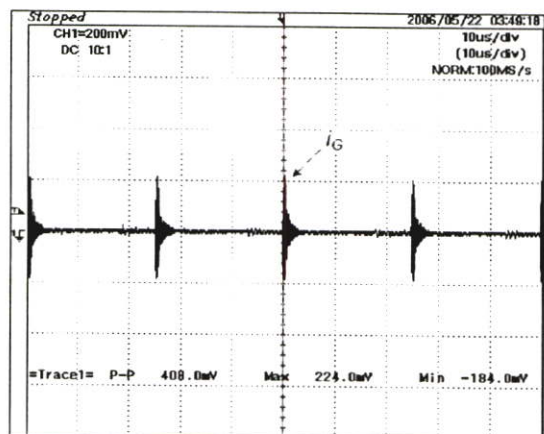


(ข) วงจรที่นำเสนอสื่อ (10 us/div, 200 mV/div)

รูปที่ 6.37 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 2) ดังรูปที่ 5.6

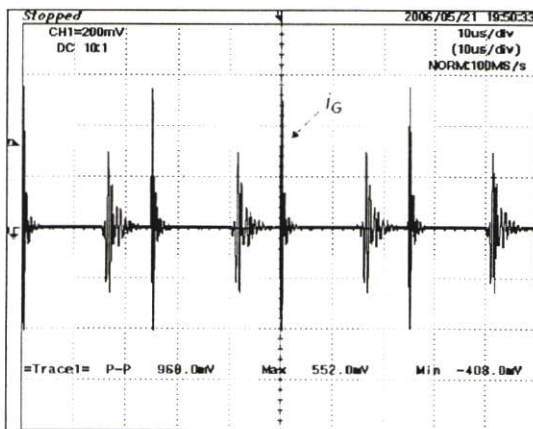


(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 200 mV/div)

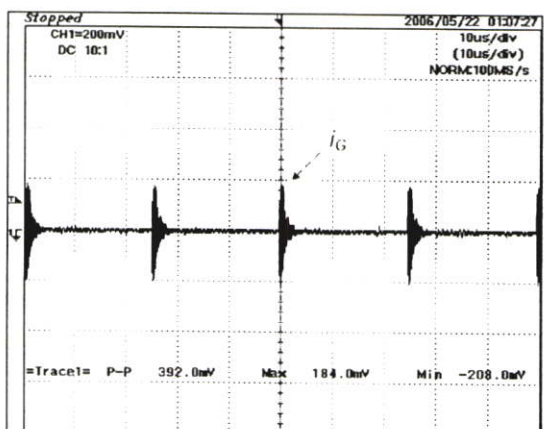


(ข) วงจรที่นำเสนอสื่อ (10 us/div, 200 mV/div)

รูปที่ 6.38 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3) ดังรูปที่ 5.5



(ก) วงจรทั่วไป (10 us/div, 200 mV/div)



(ข) วงจรที่นำเสนอสื่อ (10 us/div, 200 mV/div)

รูปที่ 6.39 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4) ดังรูปที่ 5.6

(ก) รูปที่ 6.36 ทดสอบตามแบบที่ 1 สรุปได้ว่า กรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยและไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์ รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในกราวด์ของวงจรแบบทั่วไปในขณะที่มีการสวิตช์มีค่าสูงสุดของสัญญาณต่ำกว่าวงจรแบบที่นำเสนอ แต่ในวงจรแบบทั่วไปจะมีการแกว่งของสัญญาณเล็กน้อยดังที่จุด A ในรูปที่ 6.36 (ก) ขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอไม่มีการแกว่งดังกล่าว กระแสไฟฟ้าไหลรวมผลรวมจากการทดสอบแบบที่ 1 นี้เป็นผลจากตัวเก็บประจุแฝงทั้งหมดโดยเฉพาะตัวเก็บประจุแฝงระหว่างแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์ (C_{PAH}) ในรูปที่ 5.5 และ 5.6 ซึ่งต่างจากรูปแบบอื่นที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยหรือไม่ก็นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์ โดยการวิเคราะห์จะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไปพร้อมกับผลการทดสอบในโดเมนความถี่

(ข) รูปที่ 6.37 เป็นการทดสอบแบบที่ 2 สรุปได้ว่าในกรณีนี้ไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์เช่นเดียวกับแบบที่ 1 แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยเข้าไปทั้งสองวงจรผลลัพธ์ที่ได้คือตัวเก็บประจุที่ใส่เข้าไปทำให้มีระดับของกระแสไฟฟ้าไหลรวมผลรวมในขณะที่มีการสวิตช์สูงขึ้นทั้งสองวงจร โดยในกรณีของวงจรแบบทั่วไปจะมีการแกว่งของสัญญาณสูงกว่าแบบที่ 1 อย่างชัดเจน และจะเห็นได้ว่าวงจรแบบที่นำเสนอมีระดับของสัญญาณต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไปอย่างชัดเจน

(ค) รูปที่ 6.38 เป็นการทดสอบแบบที่ 3 สรุปได้ว่า เมื่อไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยแต่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ กรณีนี้เมื่อเปรียบเทียบกับแบบที่ 1 ซึ่งไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยเช่นเดียวกัน แต่แผ่นระบายความร้อนจะไม่ต่อลงกราวด์เหมือนกรณีนี้ ผลที่ได้คือ ทั้งสองวงจรมีระดับของกระแสไฟฟ้าไหลรวมผลรวมในขณะที่มีการสวิตช์ สูงกว่ากรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์อย่างชัดเจน แต่วงจรแบบทั่วไปในกรณีนี้จะมีระดับของสัญญาณดังกล่าวต่ำกว่าวงจรแบบที่นำเสนอเล็กน้อยซึ่งสลับกับแบบที่ 1

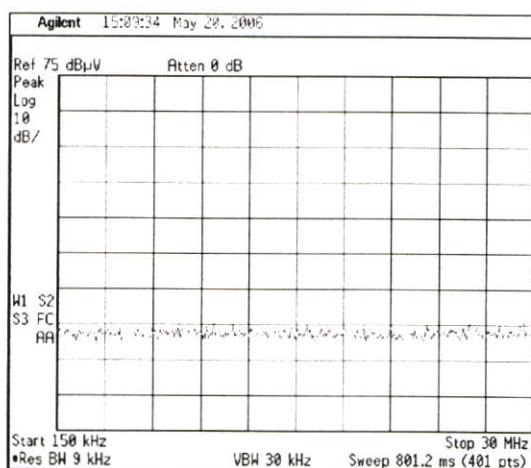
(ง) รูปที่ 6.39 การทดสอบแบบที่ 4 สรุปได้ว่ากรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยและนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ ระดับของกระแสไฟฟ้าไหลรวมผลรวมในขณะที่มีการสวิตช์ของวงจรแบบทั่วไปสูงกว่าวงจรแบบที่นำเสนอและมีการแกว่งของสัญญาณสูง ซึ่งจากการสรุปในข้อ (ข) และ (ค) ทำให้สรุปได้ว่าเป็นผลจากตัวเก็บประจุที่ใส่เข้าไปให้กับวงจรแบบทั่วไป ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอ กระแสไฟฟ้าไหลรวมผลรวมใกล้เคียงกับแบบที่ 3 มากและทั้งแบบที่ 3 และ 4 นี้จะมีกระแสไฟฟ้าไหลรวมผลรวมสูงกว่าแบบที่ 1 และ 2 เนื่องจากผลของแผ่นระบายความร้อนที่ต่อลงกราวด์ แต่จะเห็นได้ว่าตัวเก็บประจุที่ใส่เข้าไปมีผลต่อกระแสไฟฟ้าไหลรวมผลรวมในวงจรแบบที่นำเสนออย่างมาก ซึ่งสอดคล้องกับบทสรุปในหัวข้อที่ผ่านมาคือมีการหักล้างกันของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุช่วย ทำให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลสู่ก้านน้อยกว่าวงจรแบบทั่วไป

(จ) การทดลองแบบที่ 2, 3 และ 4 สอดคล้องกับหลักการสวิตช์แบบสมมูล โดยกระแสไฟฟ้าไหลรวมผลรวมที่ไหลในกราวด์ มีระดับของสัญญาณในขณะที่มีการสวิตช์และที่เวลาต่างๆ ของวงจรแบบที่นำเสนอต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไป ในขณะที่รูปคลื่นต่างๆ ทั้งแรงดันไฟฟ้าระหว่างจุด P1 กับ P2 เทียบกับกราวด์ และกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุช่วยของวงจรแบบ

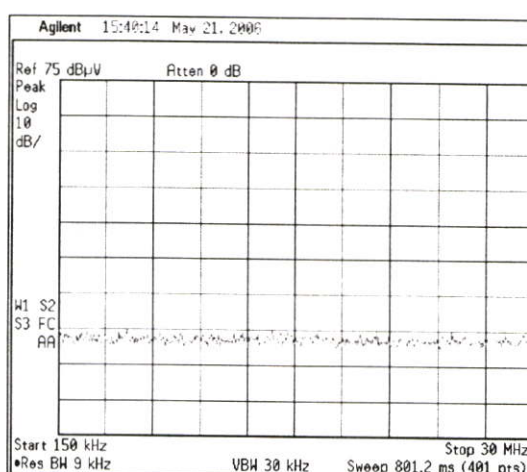
ที่นำเสนอซึ่งมีการหักล้างกันก็เป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูล แต่ในกรณีการทดสอบแบบที่ 1 ผลที่ได้จะไม่เป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูล ซึ่งอธิบายได้ว่า เนื่องจากเมื่อไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย ทำให้ไม่สามารถกำหนดหรือทราบค่าของตัวเก็บประจุแฝงระหว่างแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์และยากจะคาดเดาหรือหาค่าได้ ทำให้ผลการทดลองไม่เป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูลอย่างไรก็ดี ผลการทดลองแบบที่ 1 ของทั้งสองวงจรเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีอื่นๆ แล้วจะเห็นได้ว่าทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอมีกระแสไฟฟ้าไหลผลรวมที่ไหลในกราวด์ต่ำกว่าแบบอื่นๆ ทุกกรณี

(ข) ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์ในโดเมนความถี่

ผลการทดสอบในส่วนนี้คือกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ ซึ่งก็คือ รูปคลื่นในรูปที่ 6.36 ถึง 6.39 แต่นำมาแสดงผลในโดเมนของความถี่ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 150 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์ ด้วยเครื่องวัด EMC Analyzer ดังในรูปที่ 5.7 (ข) ซึ่งการวัดในส่วนนี้จะทำการติดตั้งวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ ดังรูปที่ 5.5 ถึง 5.6 ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขในหัวข้อที่ 5.3.2 เช่นเดียวกับในข้อ (ก) โดยก่อนที่จะทำการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรทดสอบ จะทำการวัดสัญญาณรบกวนในขณะที่ยังไม่จ่ายไฟให้กับวงจรที่จะทำการทดสอบ เพื่อใช้เป็นแถบความถี่อ้างอิงดังรูปที่ 6.40 (ก) และ (ข) แถบความถี่อ้างอิงทั้งสองรูปวัดคนละวันและเวลาก่อนที่จะจ่ายไฟให้กับวงจรที่ทำการทดสอบ เพื่อให้แน่ใจได้ว่า การวัดในแต่ละครั้งจะเริ่มต้นจากสภาวะแวดล้อมที่สามารถเปรียบเทียบกันได้ ผลการทดสอบตามรูปแบบในรูปที่ 6.17 ของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ดังในรูปที่ 6.41 ถึงรูปที่ 6.44 โดยรูปที่ 6.41 (ก) และ (ข) คือผลการวัดจริงของวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอ ในขณะที่ 6.41 (ค) คือ ผลการเปรียบเทียบของรูป 6.41 (ก) และ (ข) เช่นเดียวกับรูปที่ 6.42 เพื่อเป็นตัวอย่างการนำผลลัพธ์มาเปรียบเทียบในขณะที่รูปที่ 6.43, 6.44 และรูปอื่นๆ นับจากนี้จะแสดงเฉพาะผลการเปรียบเทียบเป็นรายกรณีไป

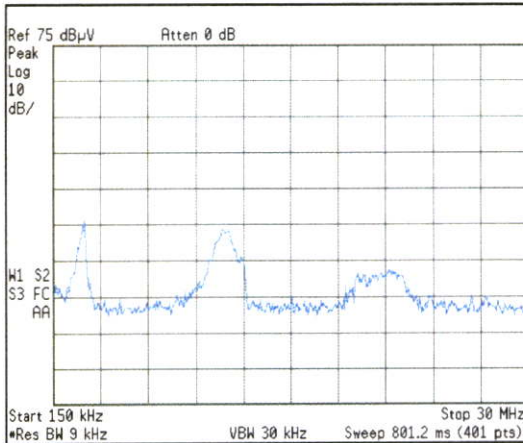


(ก) แถบความถี่อ้างอิงที่ 1

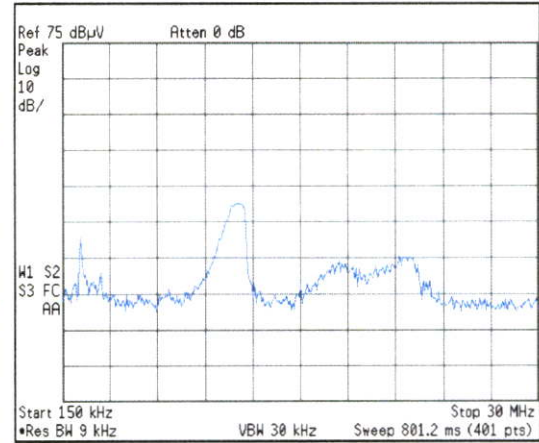


(ข) แถบความถี่อ้างอิงที่ 2

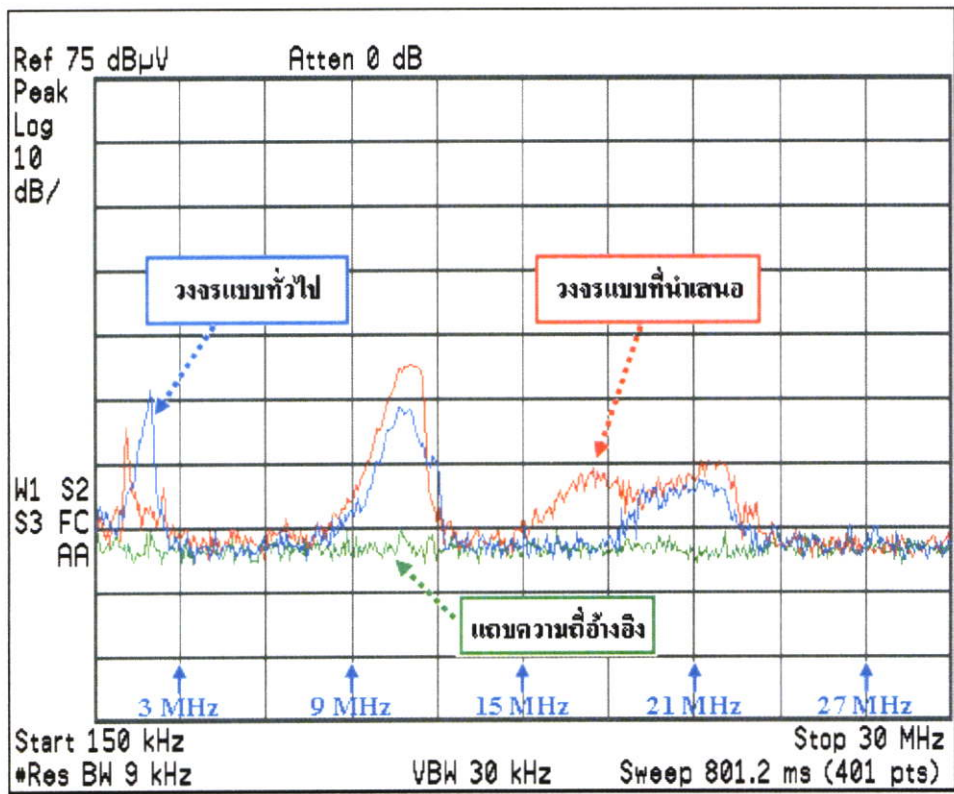
รูปที่ 6.40 แถบความถี่อ้างอิงจากการวัดสัญญาณในขณะที่ยังไม่จ่ายไฟให้วงจรที่ทำการทดสอบ



(ก) วงจรแบบทั่วไป

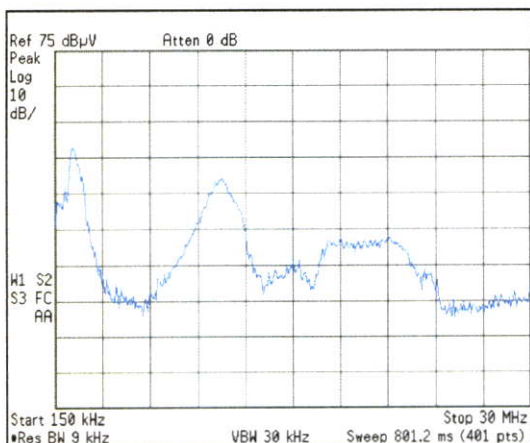


(ข) วงจรแบบที่นำเสนอ

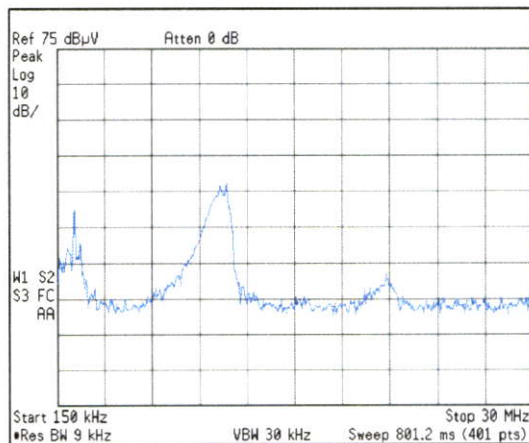


(ค) เปรียบเทียบวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ

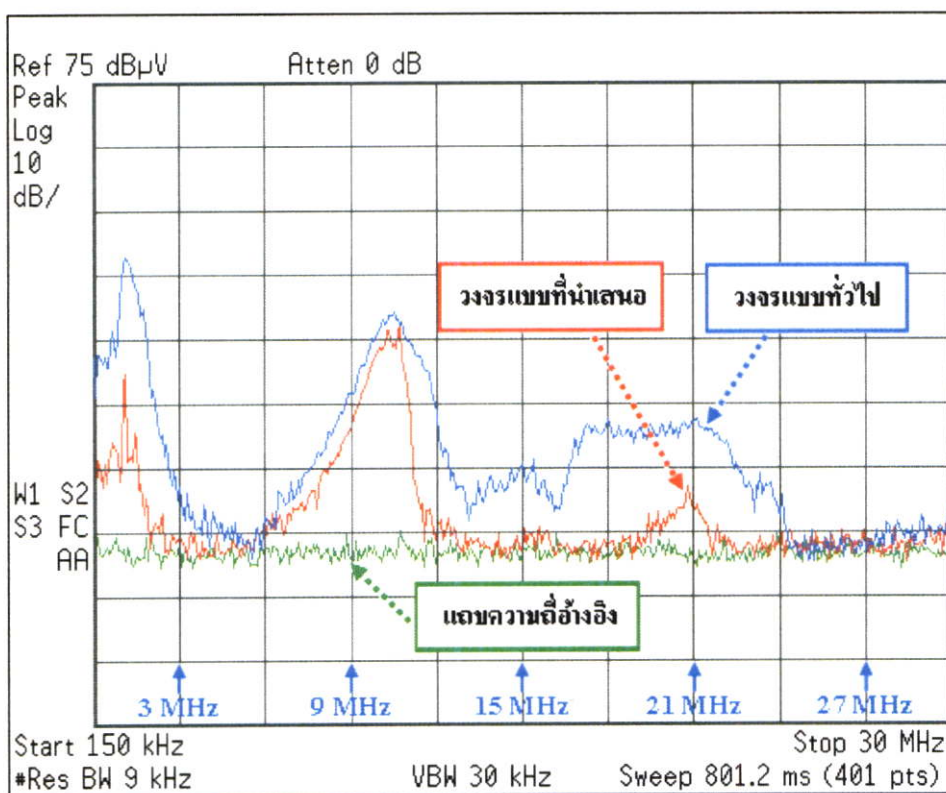
รูปที่ 6.41 กระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ กรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 1)



(ก) วงจรแบบทั่วไป

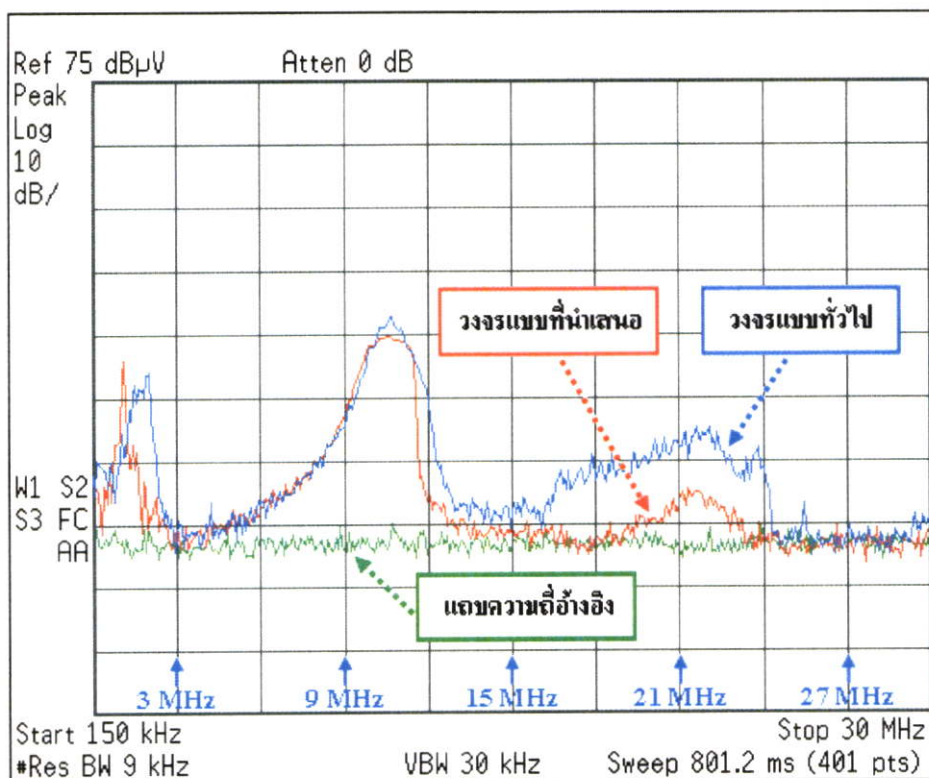


(ข) วงจรแบบที่นำเสนอ

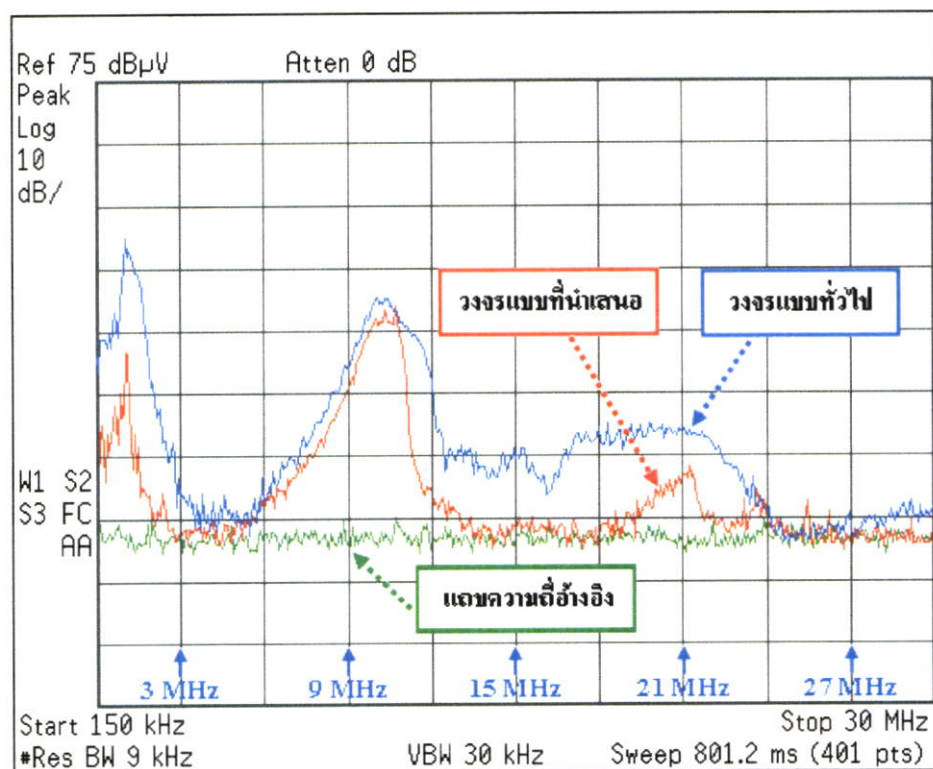


(ค) เปรียบเทียบวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ

รูปที่ 6.42 กระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ กรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 2)



รูปที่ 6.43 กระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3)



รูปที่ 6.44 กระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 4)

ผลการทดสอบแบบที่ 1 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย สรุปลักษณะวิเคราะห์จากรูปที่ 6.41 ได้ดังนี้

สรุป

- วงจรแบบที่นำเสนอมีระดับของสัญญาณรบกวน i_G สูงกว่าหรือแยกว่าวงจรแบบทั่วไปในช่วงความถี่ประมาณ 1 MHz – 1.2 MHz (เมกะเฮิรตซ์) ช่วงความถี่ 9 MHz – 11.5 MHz และช่วงประมาณ 15 MHz – 22 MHz ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปมีสัญญาณรบกวน i_G สูงกว่าหรือแยกว่าวงจรแบบที่นำเสนอในช่วงสั้นๆ 1.3 MHz – 2.5 MHz และช่วง 11.5 MHz – 12 MHz อย่างไรก็ตามระดับของความแตกต่างของทั้งสองวงจรไม่สูงมากนัก

วิเคราะห์

- ผลลัพธ์ที่ได้ในกรณีนี้ไม่เป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูลเนื่องจากสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมโดยภาพรวมในช่วง 150 kHz – 30 MHz ไม่ได้ไปกว่าวงจรแบบทั่วไป แต่ก็ไม่แยกว่ามากนัก เนื่องมาจากเมื่อไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยและไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์ ทำให้เส้นทางเดินของ i_G ต้องผ่านทางตัวเก็บประจุแผ่ระหว่างระบายความร้อนกับกราวด์ (C_{PAH}) ในรูปที่ 5.5 และ 5.6 ซึ่ง C_{PAH} ของทั้งสองวงจรไม่จำเป็นต้องมีค่าเท่ากันและไม่สามารถจะหาค่าได้ทำให้ผลที่ได้ไม่เป็นไปตามหลักการที่คาดหวังไว้ อย่างไรก็ตาม ผลลัพธ์ในกรณีนี้จะสอดคล้องกับทฤษฎีที่ว่า เมื่อไม่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ก็จะเกิดปัญหาของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมน้อยหรือต่ำ ยกเว้นกรณีที่มี dv/dt สูงมากที่จุดซึ่งมีตัวเก็บประจุแผ่ระหว่างแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์สูง โดยผลการทดสอบเปรียบเทียบกรณีวงจรเดียวกันในประเด็นดังกล่าวจะดังกล่าวจะแสดงผลการทดสอบอยู่ในหัวข้อที่ 6.2.2 เนื่องจากประเด็นดังกล่าวเกี่ยวข้องกับสถานะของปัญหาที่เกิดขึ้นจริง ซึ่งจะได้สรุปในหัวข้อที่ 6.2.2

- เมื่อพิจารณาผลที่ได้ร่วมกับรูปที่ 6.36 ในโดเมนของเวลาจะเห็นได้ชัดว่ามีความสอดคล้องกัน คือ ทั้งสองวงจรมีสัญญาณรบกวน i_G ไม่แตกต่างกันมากนัก โดยวงจรแบบที่นำเสนอจะแยกว่าเล็กน้อยในโดเมนเวลา และในโดเมนของความถี่จะแยกว่าวงจรแบบทั่วไปในช่วงความถี่ ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปจะแยกว่าวงจรแบบที่นำเสนออย่างมากในช่วงประมาณ 1.3 MHz – 2.5 MHz และช่วง 11.5 MHz – 12 MHz ซึ่งยากที่จะวิเคราะห์ได้ว่าเพราะอะไรแต่ก็เป็นไปได้ที่อาจจะเกิดจากการแกว่งที่จุด A ในรูปที่ 6.36 (ก)

ผลการทดสอบแบบที่ 2 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีไม่นำแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์แต่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย $C_{PG}, C_{P1G}, C_{P2G}, C_{SG}, C_{S1G}$ และ C_{S2G} ทุกตัวขนาด 100 pF ซึ่งสรุปและวิเคราะห์จากรูปที่ 6.42 ได้ดังนี้

สรุป

- กรณีนี้สรุปได้อย่างชัดเจนว่าวงจรแบบทั่วไปมีระดับของสัญญาณรบกวน i_G สูงกว่าหรือต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไปตลอดช่วงความถี่ประมาณ 150 kHz – 24 MHz ในขณะที่ช่วงความถี่ 24 MHz – 30 MHz ถือว่าไม่แตกต่างกัน

วิเคราะห์

- ผลลัพธ์ที่ได้ในกรณีนี้เป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูลเนื่องจากสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของวงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไปอย่างชัดเจนเกือบตลอดย่านความถี่ ซึ่งอธิบายได้ว่าผลของตัวเก็บประจุ C_{P1G} และ C_{P2G} (รูปที่ 5.6) ที่ใส่ให้กับวงจรแบบที่นำเสนอทำให้มีกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม i_{P1G} และ i_{P2G} ไหลผ่านตัวเก็บประจุดังกล่าวแล้วมาหักล้างกัน ในทำนองเดียวกับ C_{S1G} และ C_{S2G} ทำให้เกิด i_{S1G} และ i_{S2G} มาหักล้างกัน ดังรูปคลื่นสำคัญที่ให้ยืนยันหลักการดังกล่าวในรูปที่ 6.30 และ 6.32 ในขณะที่วงจรแบบทั่วไป เมื่อใส่ C_{PG} และ C_{SG} ไม่เกิดผลดีต่อวงจรแบบทั่วไปเนื่องจากทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมสูงขึ้น เพราะ C_{PG} และ C_{SG} ที่ใส่เข้าไปในกรณีนี้เป็นทางผ่านของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม (i_{PG} และ i_{SG}) ที่ดีกว่าตัวเก็บประจุแฝง ดังนั้นเมื่อไม่มีการหักล้างของสัญญาณเหมือนกับวงจรแบบที่นำเสนอทำให้ผลลัพธ์ที่ได้แย่กว่ามาก

ผลการทดสอบแบบที่ 3 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย สรุปและวิเคราะห์จากรูปที่ 6.43 ได้ดังนี้

สรุป

- วงจรแบบที่นำเสนอมีระดับของสัญญาณรบกวน i_G ดีกว่าวงจรแบบทั่วไปเกือบตลอดย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz มีเพียงช่วงความถี่ประมาณ 1 MHz – 1.5 MHz ที่วงจรแบบที่นำเสนอแยกว่าวงจรแบบทั่วไป ซึ่งถือว่าเป็นช่วงความถี่ที่สั้นมากเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 6.43

วิเคราะห์

- ผลการทดสอบในกรณีนี้เป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูลเนื่องจากสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในรูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลในกราวด์ของวงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไปเกือบตลอดย่านความถี่ แม้ว่าจะไม่ได้ใส่ตัวเก็บประจุช่วย ซึ่งเมื่อวิเคราะห์ทางทฤษฎีโดยใช้รูปที่ 5.5 (ข) อธิบายได้ว่าเมื่อนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ ทำให้ไม่มีตัวเก็บประจุแฝง C_{PAH} และกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมจะผ่านแผ่นระบายความร้อนสู่กราวด์โดยตรงเนื่องจากแผ่นระบายความร้อนในขณะนี้ก็คือกราวด์ในทางไฟฟ้า และเมื่อไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย ดังนั้นกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่สามารถเกิดขึ้นได้ตามทฤษฎีก็คือ ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงที่อยู่ระหว่างจุดซึ่งมี dv/dt กับกราวด์ ซึ่งในกรณีนี้ กราวด์ก็คือแผ่นระบายความร้อน ดังนั้นที่ตำแหน่ง P1, P2, S1 และ S2 มีอำนาจที่จะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม $i_{PA1}, i_{PA2}, i_{PA3}, i_{PA4}, i_{PA5}$

และ i_{PA6} ไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง $C_{PA1}, C_{PA2}, C_{PA3}, C_{PA4}, C_{PA5}$ และ C_{PA6} ตามลำดับ สู่แผ่นระบายความร้อน (กราวด์) ซึ่งจากผลการวัดรูปคลื่นรูปที่ 6.24 (ข) ของวงจรแบบที่นำเสนอจะเห็นได้ว่าที่จุด P1 และ P2 มีแรงดันไฟฟ้าเทียบกับกราวด์เป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูล และเมื่อพิจารณา C_{PA1} และ C_{PA2} ถ้าตัวเก็บประจุทั้งสองมีขนาดเท่ากันจะทำให้เกิดการหักล้างของกระแสไฟฟ้า i_{PA1} และ i_{PA2} อย่างไรก็ตามในความเป็นจริงคือไม่สามารถวัดกระแสไฟฟ้าทั้งสองเพื่อยืนยันแนวคิดได้ แต่จากผลการทดลองที่ตีขึ้นของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ และเมื่อพิจารณา C_{PA1} ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุระหว่างขาเดรนกับแผ่นระบายความร้อนและ C_{PA2} ระหว่างขาซอร์สกับแผ่นระบายความร้อน ตัวเก็บประจุทั้งสองย่อมมีค่าไม่เท่ากัน แต่ก็ยังเป็นทางผ่านของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่มีทิศทางตรงกันข้ามเมื่อเกิด dv/dt ตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูล ทำให้มีการหักล้างกันของกระแสไฟฟ้างกล่าวแม้ว่าจะการหักล้างจะไม่สมบูรณ์ตามอุดมคติก็ตามและอธิบายได้เช่นเดียวกันสำหรับคู่ของกระแสไฟฟ้า i_{PA3} กับ i_{PA4} และ i_{PA5} กับ i_{PA6} ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปในกรณีทดสอบนี้ กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่เกิดขึ้นจะไหลผ่าน C_{PADp} และ C_{PADs} สู่แผ่นระบายความร้อน (กราวด์) แต่ไม่มีการหักล้างกันของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม ทำให้กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม i_G แยกว่าหรือเท่ากับวงจรแบบที่นำเสนอต้องการทดสอบรูปที่ 6.43 ซึ่งแยกว่าเกือบตลอดย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz ยกเว้นช่วงสั้นๆ ที่ความถี่ 1 – 1.5 MHz ที่วงจรแบบทั่วไปให้ผลดีกว่า

ผลการทดสอบแบบที่ 4 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วย $C_{PG}, C_{P1G}, C_{P2G}, C_{SG}, C_{S1G}$ และ C_{S2G} ทุกตัวขนาด 100 pF สรุปรูปและวิเคราะห์จากรูปที่ 6.44 ได้ดังนี้

สรุป

- กรณีนี้อธิบายได้อย่างชัดเจนว่าวงจรแบบทั่วไปมีระดับของสัญญาณรบกวน i_G สูงกว่าหรือแยกว่าวงจรแบบทั่วไปตลอดความถี่ประมาณ 150 kHz – 24 MHz และ 27 MHz ถึง 30 MHz ในขณะที่ช่วงความถี่ 24 MHz – 27 MHz ถือว่าไม่แตกต่างกัน

วิเคราะห์

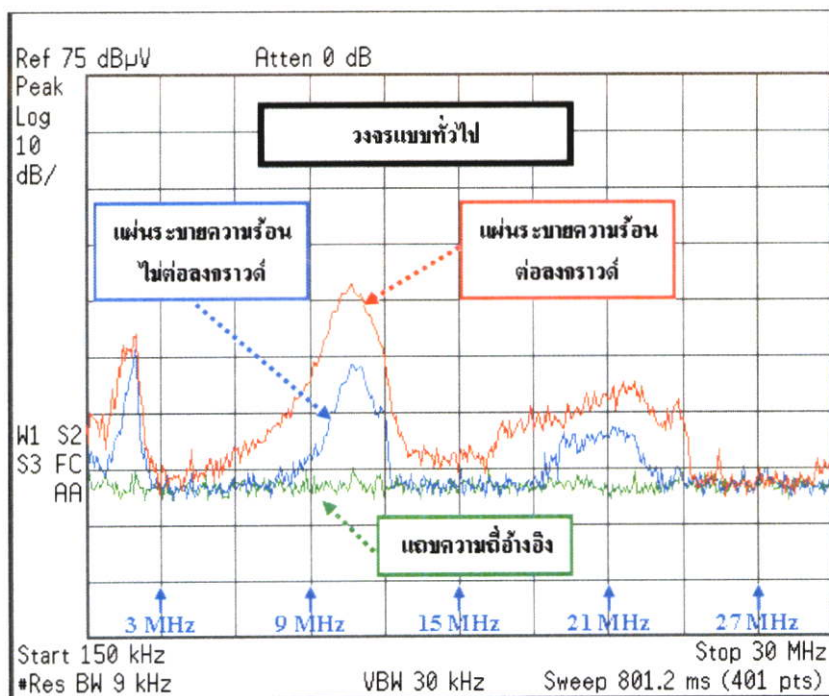
- ผลการทดสอบในกรณีนี้เป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูลเนื่องจากสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของวงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไปอย่างชัดเจนเกือบตลอดย่านคล้ายกับรูปแบบการทดลองแบบที่ 2 เนื่องจากผลของตัวเก็บประจุ C_{P1G} และ C_{P2G} ในวงจรแบบที่นำเสนอ (รูปที่ 5.6) ทำให้มีกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม i_{P1G} และ i_{P2G} ไหลผ่านตัวเก็บประจุดังกล่าวแล้วมาหักล้างกัน ในทำนองเดียวกับ C_{S1G} และ C_{S2G} ทำให้เกิด i_{S1G} และ i_{S2G} มาหักล้างกัน ดังรูปคลื่นสำคัญรูปที่ 6.31 และ 6.35 ในขณะที่วงจรแบบทั่วไป เมื่อใส่ C_{PG} และ C_{SG} ไม่เกิดผลดีต่อวงจรแบบทั่วไปเนื่องจากทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมสูงขึ้น เพราะ

C_{PG} และ C_{SG} ที่ใส่เข้าไปในกรณีนี้เป็นทางผ่านของกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวม (i_{PG} และ i_{SG}) ที่ดีกว่าตัวเก็บประจุแฝง ดังนั้นเมื่อไม่มีการหักล้างของสัญญาณเหมือนกับวงจรแบบที่นำเสนอทำให้ผลลัพธ์ที่ได้แยกว่ามาก ในขณะที่ทั้งสองวงจร เมื่อพิจารณาแต่ละวงจรในกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยเข้าไปแล้วเปรียบเทียบประเด็นของการนำแผ่นระบายความร้อนต่อและไม่ต่อลงกราวด์กระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมจะมีผลแตกต่างกันน้อยมากซึ่งก็คือการเปรียบเทียบรูปแบบการทดลองแบบที่ 2 (รูปที่ 6.42) กับแบบที่ 4 (รูปที่ 6.44) ซึ่งผลที่ได้ใกล้เคียงกันมาก

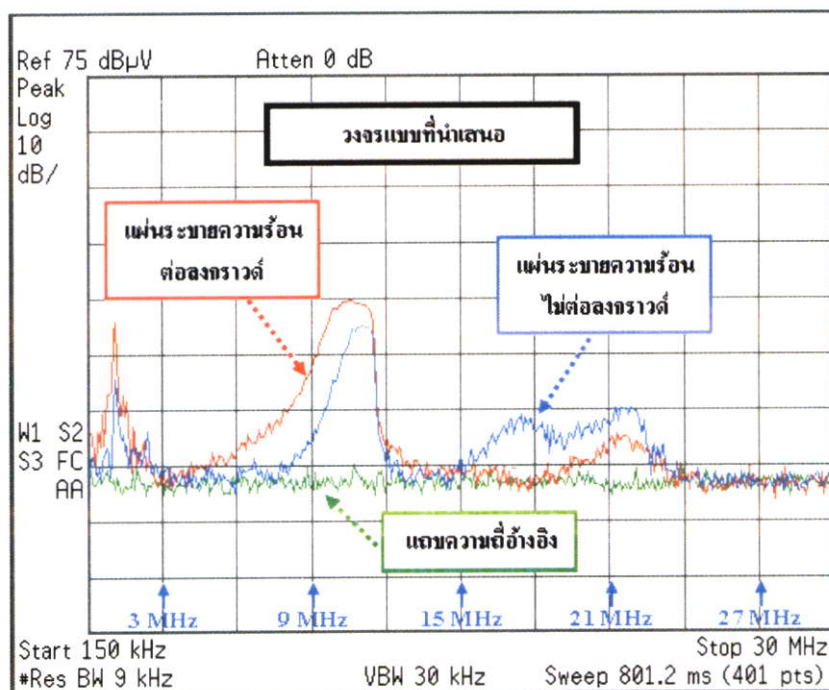
6.2.2 การทดสอบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมในรูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์ในสถานะที่สอดคล้องกับกรณีปัญหาที่เกิดขึ้นจริง

การทดสอบในหัวข้อที่ 6.1.1 ตามรูปแบบที่ 1 ถึง 4 เป็นการทดสอบเปรียบเทียบวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอเพื่อศึกษาผลของกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์ในกรณีต่างๆ โดยในกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย สำหรับวงจรแบบที่นำเสนอ ย่อมเป็นเรื่องปกติเนื่องจากต้องการนำหลักการสวิตชิงแบบสมดุลมาลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม แต่สำหรับวงจรแบบทั่วไปที่ใช้งานกันอยู่ในปัจจุบันย่อมไม่มีใครใส่ตัวเก็บประจุ C_{PG} และ C_{SG} (รูปที่ 5.6) ในตำแหน่งดังกล่าวเนื่องจากได้แสดงให้เห็นในหัวข้อที่ 6.2.1 แล้วว่าตัวเก็บประจุ C_{PG} และ C_{SG} ที่ใส่เข้าไปทำให้วงจรแบบทั่วไปมีกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์ในย่านความถี่ต่างๆ สูงขึ้น ดังนั้นในการเปรียบเทียบในหัวข้อนี้เพื่อสรุปกรณีที่สอดคล้องกับการใช้งานจริง ดังนั้นการทดลองที่มีการใส่ C_{PG} และ C_{SG} ของวงจรแบบทั่วไปจะไม่นำมาพิจารณาอีกต่อไป เนื่องจากเหตุผลดังกล่าว

วงจรแบบทั่วไปเมื่อไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย จะเห็นได้อย่างชัดเจนดังรูปที่ 6.45 ว่าเมื่อนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์จะทำให้มีกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์สูงขึ้นตลอดย่านความถี่ 150 kHz ถึง 30 MHz ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอเมื่อเปรียบเทียบกรณีดังกล่าวดังรูปที่ 6.46 จะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์ สูงกว่าหรือต่ำกว่าในบางย่านความถี่ ซึ่งกรณีที่ไม่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์นั้นได้กล่าวไปแล้วในการวิเคราะห์ผลการทดสอบแบบที่ 1 ในหัวข้อที่ผ่านมาว่าไม่สามารถทำนายผลที่จะเกิดขึ้นอย่างชัดเจนได้ เนื่องจากไม่สามารถหาค่าตัวเก็บประจุแฝงระหว่างแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์ ในขณะที่เมื่อนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ทำให้กระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมผ่านแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์โดยตรงส่งผลให้ในวงจรแบบทั่วไปมีกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมสูงขึ้นอย่างชัดเจน ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอ ตามหลักแล้วเมื่อมองในแง่มุมของการนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ควรจะทำให้มีกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมสูงขึ้น แต่เนื่องจากมีการหักล้างกันของกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมแม้ว่าการหักล้างจะเป็นไปโดยไม่สมบูรณ์ตามอุดมคติ (การวิเคราะห์ผลการทดสอบแบบที่ 3 ในหัวข้อที่ผ่านมา) ซึ่งผลที่ได้จะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่เกิดขึ้นของวงจรแบบที่นำเสนอจะดีกว่าและแยกว่าในบางย่านความถี่



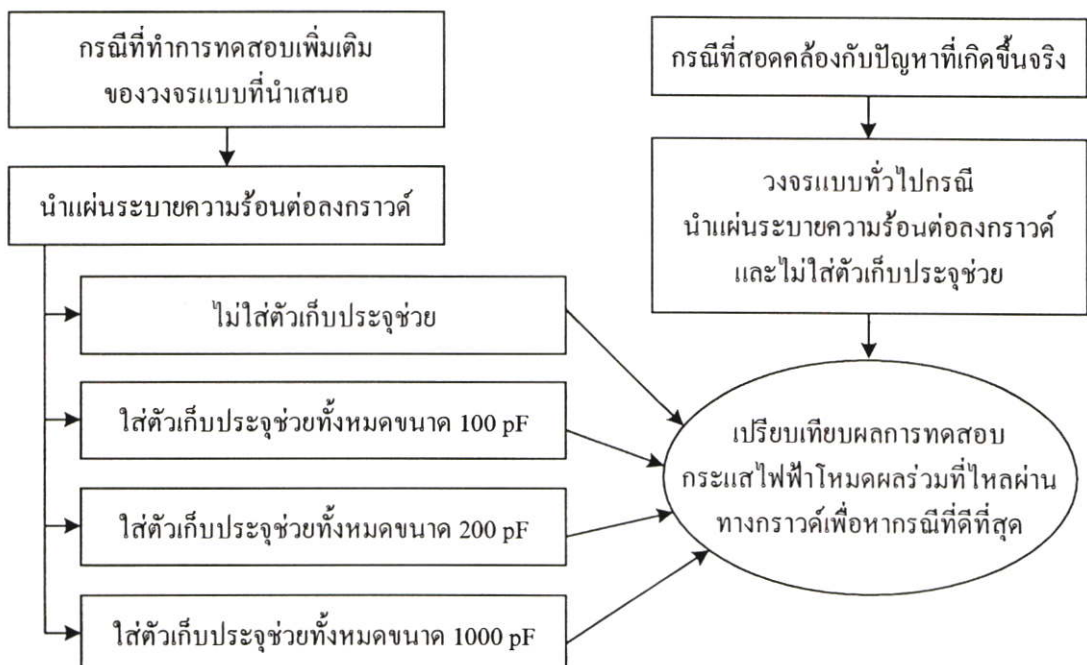
รูปที่ 6.45 เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ของวงจรแบบทั่วไปในประเด็นนำแผ่นระบายความร้อนต่อกับไม่ต่อลงกราวด์ เมื่อไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย



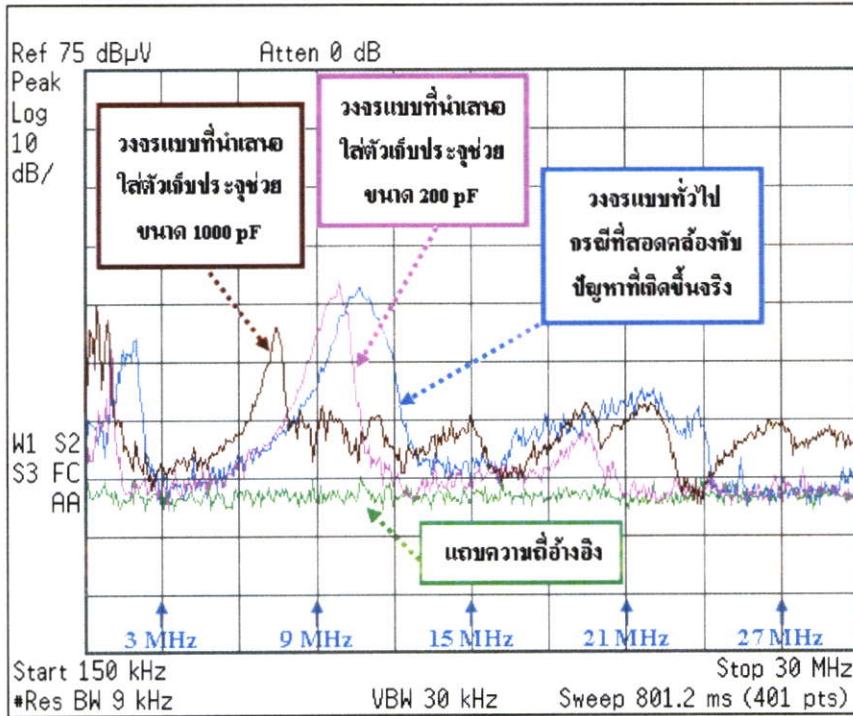
รูปที่ 6.46 เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ของวงจรแบบที่นำเสนอในประเด็นนำแผ่นระบายความร้อนต่อกับไม่ต่อลงกราวด์ เมื่อไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย

จากการสรุปที่ผ่านมารูปที่ 6.45 และ 6.46 เมื่อพิจารณาการใช้งานจริงของวงจรแบบทั่วไปกล่าวได้ว่ากรณีปัญหาที่สอดคล้องกับการใช้งานจริงหรือปัญหาที่เกิดขึ้นจริง ก็คือกรณีของวงจรแบบทั่วไปที่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ โดยไม่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยใดๆ ให้กับวงจรแบบทั่วไป ดังนั้นในการนำวงจรแบบที่นำเสนอซึ่งใช้หลักการสวิตซ์แบบสมดุมาแก้ปัญหาลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมดังกล่าว ไม่ว่าจะใส่ตัวเก็บประจุช่วยหรือไม่ใส่ก็ตาม จะต้องสามารถลดทอนกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีวงจรแบบทั่วไปที่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยเท่านั้น จึงจะสอดคล้องกับกรณีปัญหาที่เกิดขึ้นจริง อย่างไรก็ตามเนื่องจากปัญหาของกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมจะเกิดขึ้นมากเมื่อมีการนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์

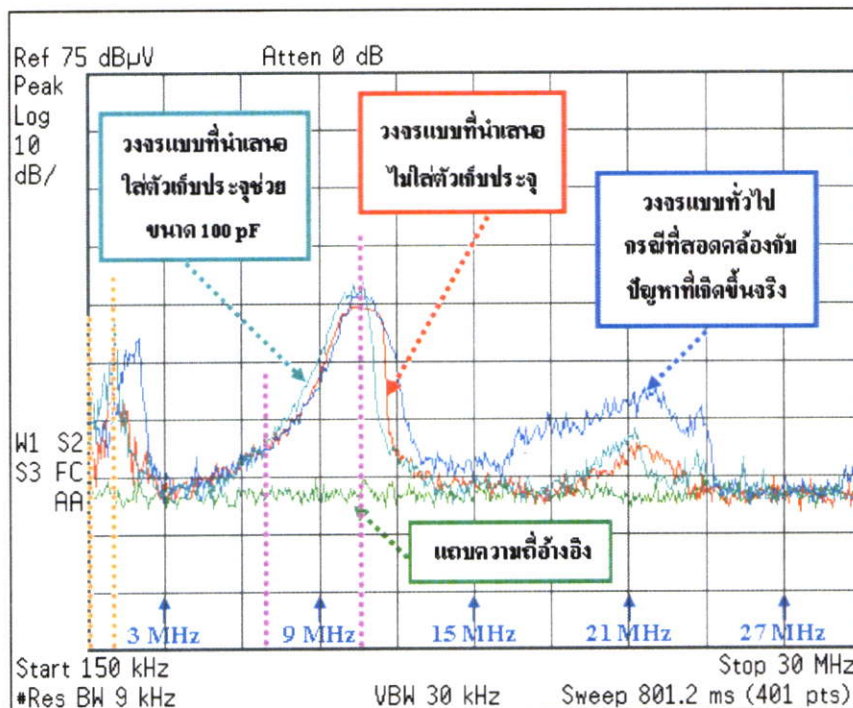
จากประเด็นดังกล่าวจึงเป็นเหตุผลให้การหาข้อสรุปกรณีที่เหมาะสมที่สุดสำหรับงานวิจัยนี้จะเลือกเฉพาะวงจรแบบที่นำเสนอในกรณีที่น่าแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์มาทำการเปรียบเทียบกับวงจรแบบทั่วไปในกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงดังกล่าว อย่างไรก็ตามผู้คิดค้นวิธีการนี้ (กล่าวในหัวข้อที่ 3.4.2) กล่าวไว้ว่ายังไม่พบวิธีออกแบบค่าตัวเก็บประจุช่วย นอกจากลองใส่ค่าเข้าไปแล้ววัดผลดูเท่านั้น ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้เลือกตัวเก็บประจุช่วย ขนาด 200 pF และ 1000 pF ใส่ให้กับวงจรแบบที่นำเสนอ ดังรูปที่ 5.6 (ข) เพื่อทดสอบเพิ่มเติมจากกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยและกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF ซึ่งทำการทดสอบไปแล้ว ดังแผนภูมिरูปที่ 6.47 ซึ่งสรุปย่อมาจากรูปที่ 5.9 โดยเงื่อนไขหรือรูปแบบการทดสอบต่างๆ เป็นไปตามเงื่อนไขในหัวข้อที่ 5.3.2 และยังคงเหมือนกับการทดสอบรูปแบบที่ 1 ถึง แบบที่ 4 ในรูปที่ 5.8 และ 6.17 โดยผลการทดสอบในส่วนนี้ดังในรูปที่ 6.48 และ 6.49



รูปที่ 6.47 แผนภูมิตดสอบเพิ่มเติม



รูปที่ 6.48 ผลการทดสอบเพิ่มเติมของวงจรแบบที่นำเสนอในกรณีที่น่าแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใสตัวเก็บประจุชวยขนาด 200 pF และ 1000 pF เพื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบทั่วไปในกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริง



รูปที่ 6.49 เปรียบเทียบวงจรแบบที่นำเสนอในกรณีที่น่าแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และไมใสตัวเก็บประจุชวย และกรณีที่ไม่ใสตัวเก็บประจุชวยขนาด 100 pF เพื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบทั่วไปในกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริง

จากผลการทดสอบในรูปที่ 6.48 ซึ่งได้ทำการทดสอบวงจรแบบที่นำเสนอเพิ่มเติม สรุปได้ว่าเมื่อนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ซึ่งเป็นกรณีที่สุดคล้องกับการใช้งานจริงและกรณีปัญหาของวงจรแบบทั่วไป ในกรณีของวงจรแบบที่นำเสนอเมื่อใส่ตัวเก็บประจุช่วยทั้งหมดขนาด 200 pF ผลที่ได้คือกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์หรือ (i_G) ดีกว่าวงจรแบบที่นำเสนอแต่ไม่ตลอดย่านความถี่ 150 kHz - 30 MHz โดยแยกว่าในช่วงประมาณ 8 MHz - 11 MHz ในขณะที่เมื่อใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 1000 pF วงจรแบบที่นำเสนอจะดีกว่าและแยกว่าในบางย่านความถี่ซึ่งเห็นได้อย่างชัดเจน

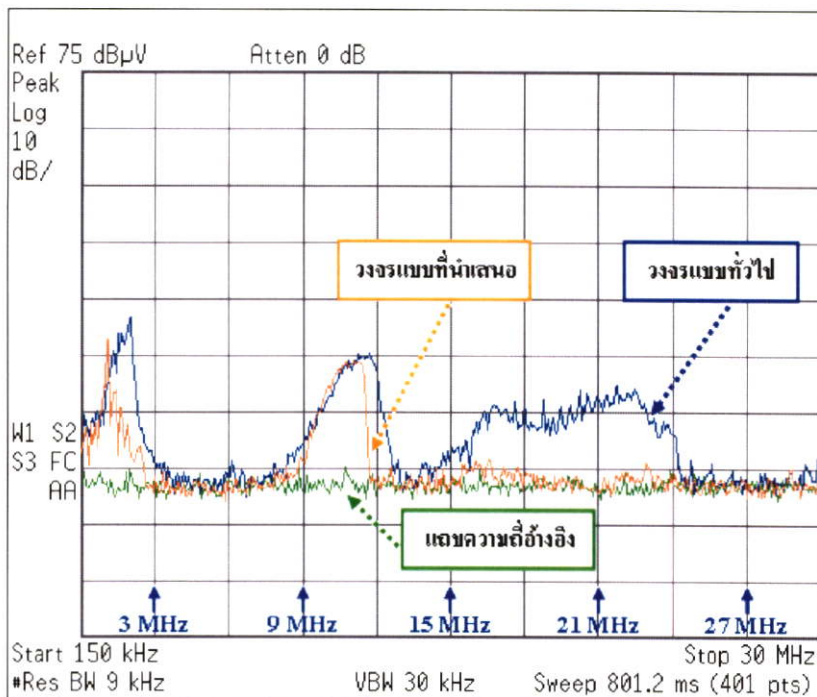
กรณีทำการทดสอบไปแล้วคือ กรณีในรูปที่ 6.49 สรุปได้ว่าเมื่อใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF ให้กับวงจรแบบที่นำเสนอ กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม i_G จะดีกว่าวงจรแบบทั่วไป ในกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงเกือบตลอดช่วงความถี่ 150 kHz - 30 MHz แต่จะแยกว่าในช่วงได้แก่ ช่วงประมาณ 0 - 1 MHz (เส้นประสีส้ม) และช่วงประมาณ 7 - 11.5 MHz (เส้นประสีชมพู) อย่างไรก็ตามก็ดีจะเห็นได้ว่าช่วงที่แยกว่านั้นแยกว่าเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ในขณะที่กรณีที่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยของวงจรแบบที่นำเสนอจะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม i_G จะดีกว่าเกือบตลอดย่านความถี่ 150 kHz - 30 MHz มีเพียงช่วงความถี่ประมาณ 1 MHz - 1.5 MHz ซึ่งเห็นได้อย่างชัดเจนในรูปที่ 6.43 ซึ่งถือว่าเป็นช่วงที่สั้นมากเมื่อเปรียบเทียบกับช่วงความถี่ทั้งหมดที่พิจารณา

จากผลการทดลองทั้งหมดสรุปได้ว่ากรณีที่เหมาะสมในการแก้ปัญหาหรือลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์ คือ กรณีของวงจรแบบที่นำเสนอที่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยใดๆ ให้กับวงจร และกรณีที่ดีเป็นอันดับสองคือกรณีที่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยให้กับวงจรแบบที่นำเสนอขนาด 100 pF อย่างไรก็ตามข้อสรุปนี้เป็นข้อสรุปจากการเปรียบเทียบวงจรแบบทั่วไปในกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริง กับวงจรแบบที่นำเสนอในกรณีที่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย, ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF, 200 pF และ 1000 pF ซึ่งได้กล่าวไปแล้วว่าเป็นค่าที่ทดลองใส่เข้าไปเนื่องจากเทคนิคดังกล่าวยังไม่สามารถออกแบบตัวเก็บประจุช่วยที่เหมาะสมที่สุด ดังนั้นข้อสรุปนี้สามารถนำวงจรแบบที่นำเสนอในกรณีที่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย และกรณีที่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF ไปช่วยลดทอนกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์ได้ ซึ่งหากนำวงจรที่นำเสนอไปใช้ในกรณีอื่นๆ เช่น พิกัดของวงจรที่เปลี่ยนไปทำให้ขนาดของวงจรเปลี่ยนไป ลักษณะของแผ่นระบายความร้อนเปลี่ยนไป ย่อมต้องมีการสุ่มค่าตัวเก็บประจุช่วยที่เหมาะสมที่สุดเป็นกรณีไป ซึ่งเป็นข้อจำกัดหนึ่งที่ทำให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ได้ค่อนข้างยาก แต่ในกรณีอื่นๆ ที่ทำให้วงจรแบบทั่วไปมีปัญหาจากกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมสูงมาก วงจรที่นำเสนอก็เป็นทางเลือกหนึ่งที่ดีในการแก้ปัญหาดังกล่าว ซึ่งแสดงให้เห็นอย่างชัดเจนในรูปที่ 6.42 รูปที่ 6.44 ว่าในกรณีที่วงจรแบบทั่วไปที่มีตัวเก็บประจุแฝง (ในการทดลองใส่เข้าไปเพื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบที่นำเสนอ) ค่าสูงๆ วงจรแบบที่นำเสนอจะให้ผลที่ดีกว่ามาก

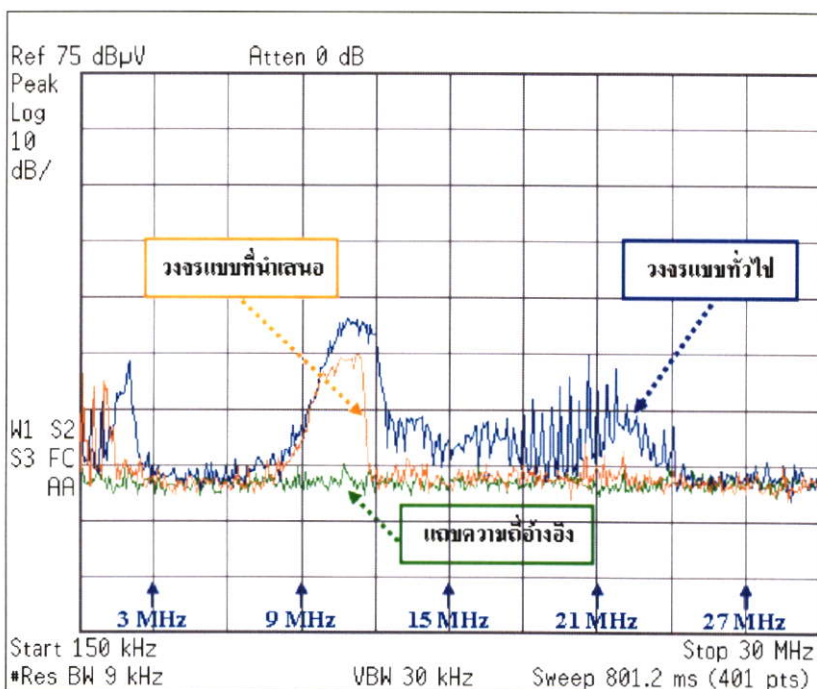
6.2.3 การทดสอบวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่างและสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมตามนิยาม

ในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่างและโหมดผลรวม ตามนิยามของสัญญาณรบกวนในโหมดต่างๆ ที่ใช้วิธีการวัดด้วยโพรบวัดกระแสไฟฟ้า ซึ่งการวัดตามนิยามดังรูปที่ 2.12 จะวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมในรูปของผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในสายไลน์และนิวทรอล ($2i_{CM}$) ดังรูปที่ 2.12 (ก) วัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างได้ในรูปของผลรวมของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในไลน์และนิวทรอล ($2i_{DM}$) ดังรูปที่ 2.12 (ข) และวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายไลน์ ($i_{Total,L}$) ดังรูปที่ 2.12 (ค) ในขณะที่กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในนิวทรอล ($i_{Total,N}$) จะเป็นดังรูปที่ 2.12 (ค) แต่เปลี่ยนมาคล้องที่สายนิวทรอล

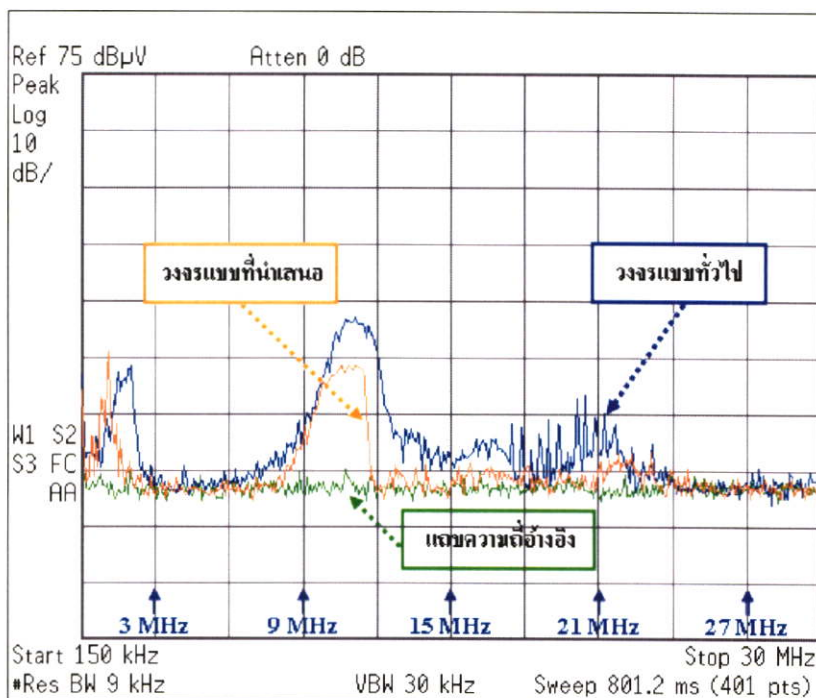
การทดสอบในหัวข้อนี้ จะทดสอบเฉพาะกรณีที่น่าแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ โดยเปรียบเทียบวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ ในกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยและกรณีที่มีตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF เท่านั้น เนื่องจากกรณีที่ไม่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์ได้สรุปและพิสูจน์ในหัวข้อที่แล้วว่าเกิดปัญหาเนื่องจากกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์น้อย ดังนั้นประเด็นในการทดสอบหรือศึกษาต่อไปจึงเป็นกรณีที่มีการนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์เท่านั้น โดยกรณีที่มีตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF จะแสดงผลเฉพาะสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมเท่านั้น เนื่องจากผลการทดลองที่ได้ทั้งหมดสรุปได้เช่นเดียวกับกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย แต่ผลที่ได้จะเด่นชัดกว่าเท่านั้น ซึ่งกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย 100 pF ให้กับวงจรแบบทั่วไป มีจุดประสงค์เพื่อเปรียบเทียบเท่านั้นแต่ในความเป็นจริงย่อมไม่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยให้กับวงจรแบบทั่วไปดังที่ได้กล่าวเหตุผลไปแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา โดยผลการทดสอบกรณีต่างๆ ในหัวข้อนี้ ดังรูปที่ 6.50 ถึง 6.55



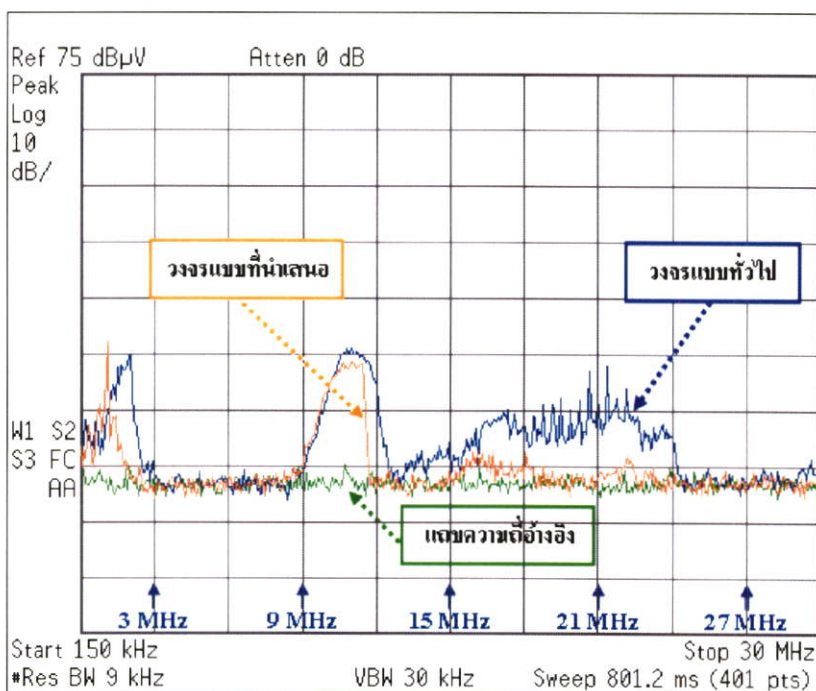
รูปที่ 6.50 ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลไลน์และนิวทรอล ($2i_{CM}$) ในโดเมนความถี่กรณินำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3)



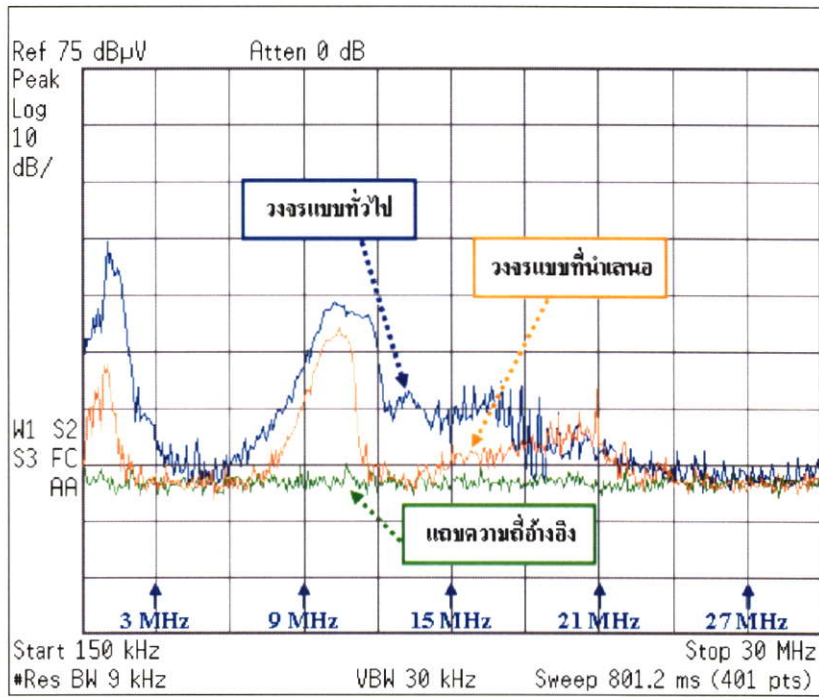
รูปที่ 6.51 ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างที่ไหลไลน์และนิวทรอล ($2i_{DM}$) ในโดเมนความถี่กรณินำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3)



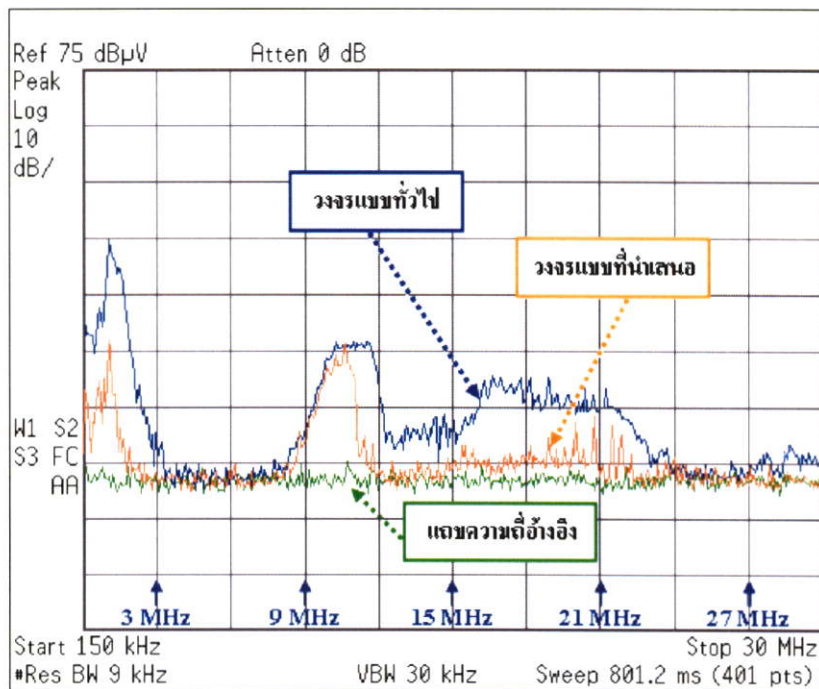
รูปที่ 6.52 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในไลน์ ($i_{Total,L}$) ในโดเมนความถี่กรณีนำ
ผ่านระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3)



รูปที่ 6.53 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในนิวทรอล ($i_{Total,N}$) ในโดเมนความถี่กรณีนำ
ผ่านระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย (แบบที่ 3)



รูปที่ 6.54 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในไลน์ ($i_{Total,L}$) ในโดเมนความถี่กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4)



รูปที่ 6.55 กระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในนิวทรอล ($i_{Total,N}$) ในโดเมนความถี่กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF (แบบที่ 4)

จากผลการทดสอบในรูปที่ 6.50 ถึง 6.55 สรุปได้ดังนี้

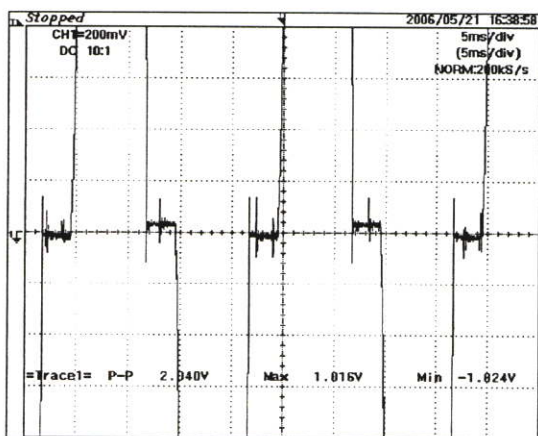
กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ได้ตัวเก็บประจุช่วย

(ก) ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในไลน์และนิวทรอลกรณิ ($2i_{CM}$)

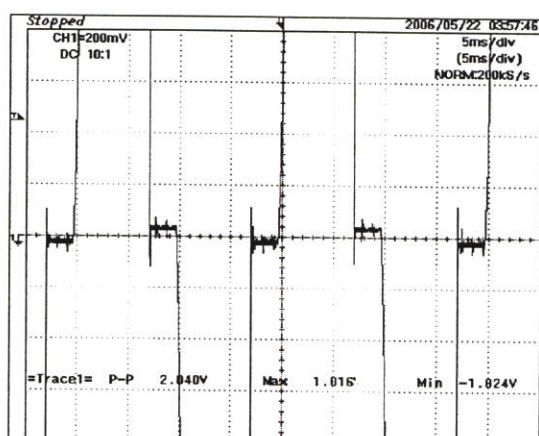
จากรูปที่ 6.50 สรุปได้ว่าสัญญาณรบกวน $2i_{CM}$ ของวงจรแบบที่นำเสนอต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไปเกือบตลอดย่านความถี่ 150 kHz ถึง 30 MHz ซึ่งสอดคล้องกับหลักการสวิตซ์ซึ่งแบบสมดุลที่ต้องการลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมดนี้ นอกจากนั้นทั้งสองวงจรมีลักษณะของสัญญาณใกล้เคียงกับกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในรูปที่ 6.43 แต่จะมีระดับต่ำหรือสูงกว่าในบางย่านความถี่ ซึ่งในอุดมคติสัญญาณ $2i_{CM}$ จะต้องเท่ากับ i_G

(ข) ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างที่ไหลในไลน์และนิวทรอล ($2i_{DM}$)

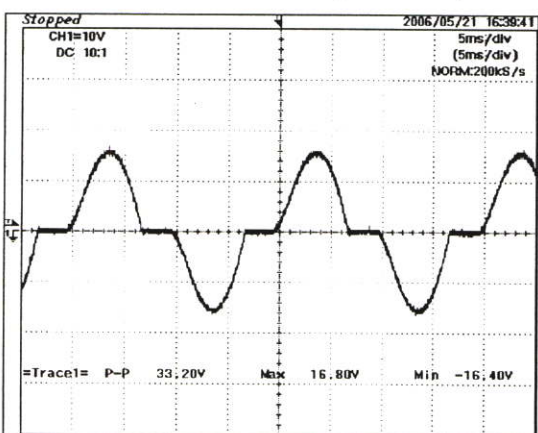
จากรูปที่ 6.51 สรุปได้ว่าสัญญาณรบกวน $2i_{DM}$ ของวงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไปเกือบตลอดย่านความถี่ ซึ่งเป็นผลที่ไม่ได้ตั้งใจในเบื้องต้นจากการนำหลักการสวิตซ์ซึ่งแบบสมดุลมาใช้ นอกจากนั้นผลการทดสอบในโดเมนความถี่ที่ได้ก็ยากที่จะสรุปผลใดๆ เมื่อพิจารณาสัญญาณ $2i_{DM}$ ของทั้งสองวงจรในโดเมนเวลาดังรูปที่ 6.56 จะเห็นความแตกต่างของลักษณะสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างทั้งสองวงจรในรูปที่ 6.56 (ก)



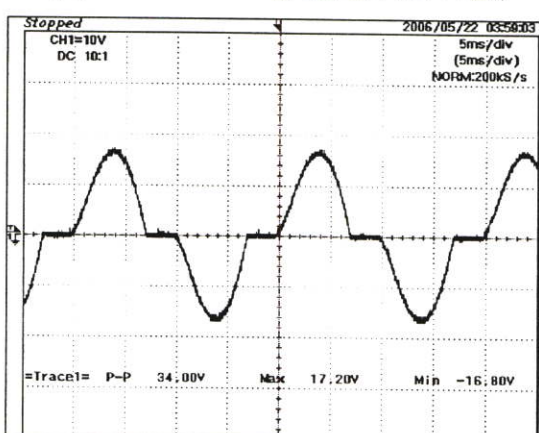
(ก) วงจรทั่วไป (5 ms/div, 0.2 V/div)



(ข) วงจรที่นำเสนอ (5 ms/div, 0.2 V/div)



(ก) วงจรทั่วไป (5 ms/div, 10 V/div)



(ข) วงจรที่นำเสนอ (5 ms/div, 10 V/div)

รูปที่ 6.56 ผลรวมกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างที่ไหลในไลน์และนิวทรอล ($2i_{DM}$) ในโดเมนเวลา

จากผลการทดสอบสัญญาณ $2i_{DM}$ ทั้งโดเมนของเวลาและโดเมนความถี่ ทำให้ทราบผลที่เกิดขึ้นแต่ยังคงต้องใช้เวลาในการศึกษาหรือวิเคราะห์ว่าเกิดจากสาเหตุใด ที่ทำให้วงจรแบบที่นำเสนอดีกว่า ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สรุปผลของสัญญาณ $2i_{DM}$ ไว้เพียงเท่านี้ และคาดว่า จะนำประเด็นนี้ไปศึกษาวิเคราะห์และหาคำอธิบายที่ชัดเจนในอนาคต

(ค) กระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลในไลน์ ($i_{Total,L}$) และนิวทรอล ($i_{Total,N}$)

จากรูปที่ 6.52 และ 6.53 สรุปได้ว่ากระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมทั้ง $i_{Total,L}$ และ $i_{Total,N}$ สำหรับวงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไปเกือบตลอดย่านความถี่ 150 kHz ถึง 30 MHz ซึ่งย่านความถี่ที่ดีกว่า เช่น ในช่วงประมาณ 15 MHz – 24 MHz กระแสไฟฟ้า $i_{Total,N}$ ของวงจรแบบที่นำเสนอจะดีกว่าอย่างชัดเจนและในขณะที่ช่วงซึ่งสอดคล้องกับช่วงที่กระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมของวงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไป โดยกระแสไฟฟ้า $i_{Total,L}$ ก็มีแนวโน้มเช่นเดียวกับ $i_{Total,N}$ แต่ระดับของสัญญาณจะแตกต่างกัน

กรณีนำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF

กรณีนี้จะแสดงผลเฉพาะผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมดังรูปที่ 6.54 และ 6.55 เนื่องจากผลการทดสอบของกรณีนี้ ทั้งกระแสไฟฟ้า $2i_{CM}$, $2i_{DM}$ อธิบายได้เช่นเดียวกับกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยสัญญาณรบกวนทั้งสอง โหมคของวงจรแบบทั่วไปดีกว่าเกือบตลอดย่านความถี่ 150 kHz ถึง 30 MHz แต่ผลการทดสอบกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยจะเด่นชัดกว่าในขณะที่กระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลในกราวด์ของกรณีนี้ได้แสดงผลไปแล้วดังรูปที่ 6.44 ดังนั้นจึงแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมไว้เพื่อสรุปให้เห็นว่ากรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยให้กับวงจรแบบทั่วไปเสมือนว่ามีตัวเก็บประจุแฉ่งค่านั้นอยู่ เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบที่นำเสนอที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยค่าเท่ากันจะเห็นได้อย่างชัดเจนว่า สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลในสายไลน์ของวงจรแบบที่นำเสนอจะดีกว่าเกือบตลอดช่วง 150 kHz ถึง 30 MHz ดังรูปที่ 6.54 ในขณะที่เมื่อวัดสัญญาณดังกล่าวในสายนิวทรอลในรูปที่ 6.55 วงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไปตลอดช่วง 150 kHz ถึง 30 MHz และสรุปได้ว่าถ้าวงจรแบบทั่วไปมีค่าตัวเก็บประจุแฉ่งในตำแหน่งที่มี dv/dt สูงๆ ก็จะทำให้มีสัญญาณรบกวนที่ไหลผ่านทางกราวด์สูงขึ้นดังกรณีทดสอบยืนยันในรูปที่ 6.44 ส่งผลให้สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมมีค่าสูงขึ้นไปด้วย ในขณะที่สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมในกรณีทดสอบนี้วงจรแบบที่นำเสนอยังคงดีกว่าแบบทั่วไปซึ่งก็น่าจะมีผลต่อสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่ดีขึ้นด้วย

บทนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบและการวิเคราะห์ในกรณีต่างๆ รวมถึงข้อสรุปจากการทดสอบ ทั้งทางด้านไฟฟ้ากำลังและการทดสอบด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ซึ่งได้แสดงผลการทดสอบที่สำคัญเพื่อพิสูจน์หลักการสวิตชิงแบบสมมูล และข้อสรุปในการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมด้วยวิธีการดังกล่าว ที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริง

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกกระดืบแรงดันไฟฟ้าได้สูงแบบใหม่ ซึ่งได้นำเทคนิคการสวิตชิงแบบสมมูลและเทคนิคการรวมแกนความถี่สูงมาประยุกต์ใช้กับวงจรแปลงผันกำลังไฟตรงเป็นไฟตรงชนิดยกกระดืบแรงดันได้สูงแบบทั่วไป โดยมีข้อดี คือ สามารถลดทอนกระแสไฟฟ้าโหมคผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์ ซึ่งเป็นโหมคหนึ่งของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ได้เกือบตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz ซึ่งเป็นประเด็นหลักของงานวิจัยนี้ นอกจากนี้จากผลการวิจัยโดยการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมทั้งสายไลน์และนิวทรอล ทำให้ทราบว่าวงจรแบบที่นำเสนอใหม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมคผลต่างและโหมคผลรวมได้ ซึ่งการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม ได้มีการวิเคราะห์และยืนยันหลักการในวิทยานิพนธ์ไว้ อย่างชัดเจน ในขณะที่สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและโหมคผลรวมในบางกรณี ได้แสดงผลการทดสอบและสรุปไว้ในวิทยานิพนธ์ ส่วนการวิเคราะห์ผลการทดสอบและหลักการทางทฤษฎีของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและโหมคผลรวม ว่าทำไมวงจรแบบที่นำเสนอจึงให้ผลที่ดีกว่าแบบทั่วไป ยังต้องศึกษาเพิ่มเติมเพื่อหาคำอธิบายในทางทฤษฎีต่อไป นอกจากการทดสอบและวิเคราะห์ทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำแล้ว ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้ทำการวิเคราะห์และทดสอบทางด้านไฟฟ้ากำลัง และทำให้ทราบว่าวงจรที่นำเสนอ ยังมีข้อเสียที่จะต้องปรับปรุงคือในด้านของประสิทธิภาพของวงจรน้อยกว่าแบบทั่วไป ซึ่งแนวทางในการปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรที่นำเสนอจะได้สรุปไว้ในข้อเสนอแนะของบทนี้

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าและวงจรแม่เหล็กของวงจรแบบที่นำเสนอ ที่ได้นำเทคนิคการรวมแกนความถี่สูงมาประยุกต์ใช้ รวมถึงการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่รบกวนผ่านทางกราวด์ของวงจรแบบที่นำเสนอ ซึ่งเป็นประเด็นหลักของงานวิจัยนี้ โดยมุ่งหวังว่าการวิเคราะห์ต่างๆ จะเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่สนใจจะนำเทคนิคการรวมแกนความถี่สูงไปประยุกต์ใช้ หรือผู้ที่ต้องการทำความเข้าใจสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่รบกวนผ่านทางกราวด์ โดยในบทนี้จะกล่าวถึงสรุปผลการวิจัยในหัวข้อที่ 7.1 และข้อเสนอแนะในหัวข้อที่ 7.2 ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

7.1 สรุปผลการวิจัย

ในหัวข้อนี้จะแบ่งออกเป็น 2 หัวข้อ ได้แก่ 7.1.1 สรุปผลการวิจัยทางด้านไฟฟ้ากำลัง และ 7.1.2 สรุปผลการวิจัยทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ดังต่อไปนี้

7.1.1 สรุปผลการวิจัยด้านไฟฟ้ากำลัง

การสรุปด้านไฟฟ้ากำลังจะแบ่งออกเป็น 4 ข้อหลักดังต่อไปนี้

(ก) รูปคลื่นสัญญาณทางไฟฟ้าที่สำคัญ

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการทดสอบวัดรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ โดยการทดสอบในข้อ (ก) นี้ทั้งหมดเป็นการทดสอบที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 70 วัตต์ ด้วยเงื่อนไขในการทดสอบดังหัวข้อที่ 5.3.1 ในการทดสอบข้อ (1) และจากผลการทดสอบในบทที่ 6 สรุปได้ดังต่อไปนี้

- กรณีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต สรุปได้ว่า วงจรแบบที่นำเสนอมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดที่ 192 โวลต์ ดังรูปที่ 6.2 (ข) มากกว่าวงจรแบบทั่วไปที่มีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุด 134 โวลต์ ดังรูปที่ 6.2 (ก) โดยทั้งสองวงจรมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุด สูงกว่าค่าที่ออกแบบไว้ คือ 86 โวลต์ เนื่องจากผลการทดสอบของทั้งสองวงจรมีแรงดันไฟฟ้าที่เพิ่มขึ้นมาจากผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage Inductance Spike) สูงกว่าค่าที่ออกแบบไว้ นอกจากนั้นวงจรแบบที่นำเสนอยังมีการแกว่งของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มาก และมากกว่าวงจรแบบทั่วไปดังรูปที่ 6.3 อย่างไรก็ตามการแกว่งของสัญญาณดังกล่าวยังคงเข้าสู่เสถียรภาพและทำงานได้อย่างปกติ ดังนั้น ผู้ที่จะนำวงจรแบบที่นำเสนอไปพัฒนาต่อหรือใช้ในเชิงพาณิชย์ควรจะมีการปรับปรุงรูปคลื่นเพื่อลดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดและการแกว่งของสัญญาณดังกล่าว

ส่วนรายละเอียดในการวิเคราะห์และอธิบายว่าทำไมทั้งสองวงจรจึงมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์สูงสุดแตกต่างกัน และสมการที่ใช้ในการออกแบบแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์ ได้แก่ สมการที่ (4.2) และ (4.3) มีความใกล้เคียงกับผลการทดสอบมากหรือน้อยอย่างไร รวมถึงการอธิบายผลของความเหนี่ยวนำรั่วไหลและสาเหตุการแกว่งของสัญญาณดังกล่าว จะอยู่ในบทที่ 6 ในหัวข้อที่ 6.1.1 (ก)

- กรณีกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ สรุปได้ว่า รูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของวงจรแบบที่นำเสนอและวงจรแบบทั่วไปมีลักษณะเป็นไปตามทฤษฎี คือ มีการเก็บพลังงานในวงจรแม่เหล็กในช่วงที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้า หรือช่วง T_{ON} ในรูปที่ 6.8 ในรูปของกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กซึ่งก็คือกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิในช่วง T_{ON} ส่วนช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้า สรุปได้ว่ารูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของทั้งสองวงจรมีลักษณะสอดคล้องกับทฤษฎี คือ ในช่วงที่มีการคายพลังงานจากแกนความถี่สูง จะแบ่งออกเป็น 2 ช่วงเวลา คือ ช่วงที่สวิตช์หยุดนำ

กระแสไฟฟ้าช่วงที่ 1 หรือ T_{OFF1} ดังรูปที่ 6.8 ซึ่งเป็นช่วงที่วงจรมแม่เหล็กมีการคายพลังงานผ่านทางกระแสไฟฟ้าที่ใหญ่ในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ และช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าช่วงที่ 2 หรือ T_{OFF2} ดังรูปที่ 6.8 ซึ่งวงจรมแม่เหล็กมีการคายพลังงานในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ใหญ่ผ่านขดลวดทุติยภูมิต่างนั้น โดยไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมิ นอกจากนั้นการคำนวณกระแสไฟฟ้าทั้งค่าเฉลี่ย ค่ารากกำลังสองเฉลี่ย และค่าสูงสุดของกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิ และค่ารากกำลังสองเฉลี่ยในขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งเป็นค่าที่จำเป็นในการออกแบบอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ มีค่าใกล้เคียงกับในการผลการทดสอบที่ได้ อย่างไรก็ดี วงจรแบบที่นำเสนอจะมีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดปฐมภูมินานกว่าและมีช่วงเวลา T_{ON} นานกว่าวงจรแบบทั่วไป เนื่องจากผลของเส้นแรงแม่เหล็กที่รั่วไหลของวงจรแบบที่นำเสนอที่มากกว่า

การวิเคราะห์และอธิบายผลการทดสอบรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ใหญ่ในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิของวงจรทั้งสองทำได้โดยเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์ต่างๆ ในบทที่ 3 ได้แก่ การวิเคราะห์โหมคการทำงานในแต่ละช่วงคาบเวลาในหัวข้อที่ 3.2 การวิเคราะห์ในสภาวะอยู่ตัวของวงจรมแม่เหล็กในหัวข้อที่ 3.3.2 ความสัมพันธ์ของสมการที่ใช้คำนวณค่ากระแสไฟฟ้าต่างๆ ในบทที่ 3 กับผลการทดลองที่ได้ รวมถึงเหตุผลที่วงจรแบบที่นำเสนอมีช่วงเวลา T_{ON} นานกว่าวงจรแบบทั่วไป ได้กล่าวไว้อย่างละเอียดในบทที่ 6 ในหัวข้อที่ 6.1.1 (ข)

(ข) อัตราขยายแรงดันไฟฟ้า

จากการทดสอบด้วยเงื่อนไขตามหัวข้อที่ 5.3.1 ในการทดสอบข้อ (2) และผลการทดสอบในตารางที่ 6.1 สรุปได้ว่า วงจรแบบที่นำเสนอมีอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจากผลการทดสอบจริงต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไปซึ่งเกิดจากผลของเส้นแรงแม่เหล็กที่รั่วไหลของวงจรแบบที่นำเสนอที่มากกว่าวงจรแบบทั่วไป และทั้งสองวงจรมีอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าต่ำกว่าอุดมคติ ดังรูปที่ 6.10 โดยเมื่อเปรียบเทียบจากแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับ 24 โวลต์ ที่ค่า D เท่ากันค่าหนึ่ง ค่าที่คำนวณจากสมการในอุดมคติ จะให้ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกสูงกว่าค่าจากการวัดจริงของวงจรทั้งสอง เช่นที่ $D = 0.4$ ในอุดมคติจะได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่า 120 โวลต์ วงจรแบบทั่วไปวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ 103.6 โวลต์ และวงจรแบบที่นำเสนอวัดแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้ 83.6 โวลต์ โดยวงจรแบบที่นำเสนอต้องใช้ค่า $D = 0.48$ จึงจะได้แรงดันไฟฟ้าด้านออก 100 โวลต์ ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปใช้ค่า $D = 0.39$ เท่านั้น โดยที่การเปรียบเทียบทั้งหมดเป็นการเปรียบเทียบโดยใช้ตัวต้านทานด้านโหลดคงที่ 142.5 โอห์ม (คิดเป็นกำลังไฟฟ้าด้านออกประมาณ 70 วัตต์ เมื่อแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่า 100 โวลต์)

นอกจากนั้นในงานวิจัยนี้ได้แสดงวิธีการคำนวณหาสมการอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าในอุดมคติของวงจรแบบที่นำเสนอในหัวข้อที่ 3.3.4 ดังสมการที่ (3.56) ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปในอุดมคติจะมีอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าเท่ากับวงจรแบบที่นำเสนอ ดังที่สรุปไว้ในหัวข้อที่ 4.1 ในการออกแบบวงจรไฟฟ้าขั้นที่ 2 ดังสมการที่ (4.1) ซึ่งเป็นสมการในอุดมคติของทั้งสองวงจรและ

ในงานวิจัยนี้ยังได้ทำการคำนวณค่า D สูงสุด ที่วงจรสามารถทำงานได้ปกติโดยรายละเอียดการคำนวณอยู่ในบทที่ 4 หัวข้อที่ 4.1 ในการออกแบบวงจรไฟฟ้าชั้นที่ 3 ดังสมการที่ (4.13) ส่วนรายละเอียดของการวิเคราะห์ผลการทดสอบอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าต่างๆ และการเปรียบเทียบระหว่างค่า D สูงสุดที่คำนวณได้ กับค่า D สูงสุดที่ใช้งานของวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ ได้สรุปไว้ในบทที่ 6 ในหัวข้อที่ 6.1.2

(ค) ประสิทธิภาพวงจรไฟฟ้า

สรุปได้ว่า วงจรแบบที่นำเสนอมีประสิทธิภาพต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไปที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 70 วัตต์เท่ากัน ประมาณ 6.8 % ดังรูปที่ 6.14 อย่างไรก็ตามก็ดีจากผลการทดสอบที่พิกัด 50 วัตต์ วงจรที่นำเสนอจะมีประสิทธิภาพต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไปประมาณ 6.14 % โดยเป็นกรณีที่วงจรแม่เหล็กใช้ระยะช่องอากาศ 0.4 มิลลิเมตร ซึ่งอธิบายการออกแบบไว้ในบทที่ 4 แต่จากการทดสอบวงจรเมื่อแกนความถี่สูงใช้ระยะช่องอากาศ 0.2 มิลลิเมตร ที่กำลังไฟฟ้าด้านออก 50 วัตต์ วงจรแบบที่นำเสนอมีประสิทธิภาพประมาณ 91.46 % ต่ำกว่าวงจรแบบทั่วไป (93.85 %) ประมาณ 2.4 % ซึ่งสาเหตุที่ต้องเปลี่ยนระยะช่องอากาศเป็น 0.4 มิลลิเมตร เนื่องจากการทดสอบวงจรครั้งแรกโดยใช้ระยะช่องอากาศ 0.2 มิลลิเมตร ทั้งวงจรแบบที่นำเสนอและวงจรแบบทั่วไปสามารถทำงานได้ดีที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 50 วัตต์ และได้นำเสนอบทความ ดังในภาคผนวก ค แต่เมื่อเพิ่มพิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออกเป็น 70 วัตต์ ตามเป้าหมายในการออกแบบที่เสนอไปในการสอบหัวข้อ วงจรแบบที่นำเสนอและวงจรแบบทั่วไปแม้ว่าจะสามารถทำงานได้ แต่การทำงานไม่ปกติ เนื่องจากแกนความถี่สูงมีเสียงดังมาก และ เมื่อทดสอบวัดรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าในขดลวดปฐมภูมิซึ่งก็คือกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่ากระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กเพิ่มขึ้นแบบเอ็กโปเนนเชียล (Exponential) ดังรูปที่ 4.22 ทำให้ต้องปรับระยะช่องอากาศเพื่อให้แกนความถี่สูงสามารถทนต่อแอมแปร์-รอบ (Ampere-Turn) ได้สูงขึ้นซึ่งสรุปไว้ในบทที่ 4

ดังนั้นทางด้านประสิทธิภาพของวงจรหากมีการออกแบบวงจรแม่เหล็กให้เหมาะสมที่สุด และเทคนิคการพันขดลวดให้มีเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลต่ำ รวมถึงการออกแบบวงจรไฟฟ้าให้มีความเหมาะสมที่สุด ก็น่าจะทำให้วงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอมีประสิทธิภาพไม่แตกต่างกันมากนัก เนื่องจากในงานวิจัยนี้ยังไม่ได้ออกแบบวงจรแบบที่นำเสนอให้มีความเหมาะสมที่สุด

(ง) แรงดันไฟฟาริปเปิ้ลด้านออก

สรุปได้ว่า ทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอมีแรงดันไฟฟาริปเปิ้ลด้านออกต่างกันน้อยมาก ดังผลการทดสอบและการวิเคราะห์ในบทที่ 6 ในรูปที่ 6.16 โดยวงจรแบบที่นำเสนอจะมีแรงดันไฟฟาริปเปิ้ลด้านออกสูงสุดที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 70 วัตต์ คิดเป็น 0.124 โวลต์ ที่แรงดันไฟฟ้าด้านออก 100 โวลต์ หรือคิดเป็น 0.124 % ของริปเปิ้ลแฟกเตอร์ ในขณะที่

วงจรแบบทั่วไปจะมีแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลสูงสุดที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 70 วัตต์ คิดเป็น 0.112 โวลต์ หรือ 0.112 % ของรีปเปิ้ลแฟกเตอร์ โดยวงจรแบบที่นำเสนอมีแรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกสูงกว่าวงจรแบบทั่วไปสูงสุดที่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออก 30 วัตต์ เพียง 0.028 โวลต์ หรือต่างกันคิดเป็น 0.028 % ของรีปเปิ้ลแฟกเตอร์ ในขณะที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 70 วัตต์ จะต่างกันคิดเป็น 0.012 % ของรีปเปิ้ลแฟกเตอร์

ได้อธิบายถึงสาเหตุที่แรงดันไฟฟ้ารีปเปิ้ลด้านออกของวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอที่พิกัดต่างๆ มีค่าต่ำและมีค่าต่างกันน้อยมาก รวมถึงการเปรียบเทียบผลการทดสอบที่ได้และสมการที่ใช้ในการออกแบบในบทที่ 4 ไว้อย่างละเอียดในหัวข้อที่ 6.1.3 (ข)

7.1.2 สรุปผลการวิจัยด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

การสรุปด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำมี 3 ข้อหลัก ดังต่อไปนี้

(ก) สรุปผลการทดสอบเพื่อพิสูจน์หลักการสวิตชิงแบบสมดุล

เนื่องจากประเด็นหลักในงานวิจัยนี้คือการนำหลักการสวิตชิงแบบสมดุลมาประยุกต์ใช้เพื่อลดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ไหลผ่านทางกราวด์ ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้อธิบายถึงตำแหน่งที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบทั่วไปและกลไกการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบที่นำเสนอไว้อย่างละเอียดในหัวข้อที่ 3.4 และเพื่อที่จะยืนยันหลักการสวิตชิงแบบสมดุลจึงได้ทำการทดสอบเปรียบเทียบวงจรแบบที่นำเสนอกับวงจรแบบทั่วไปในกรณีต่างๆ ซึ่งสรุปได้ดังนี้

- ลักษณะทางกายภาพของวงจรทั้งแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอมีผลต่อกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมที่ไหลลงสู่กราวด์ ดังนั้น จึงแบ่งการทดลองเป็นกรณีต่างๆ ดังรูปที่ 5.8 คือ กรณีที่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์กับกรณีที่ไม่ต่อลงกราวด์และกรณีที่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยกับกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย ซึ่งทุกกรณีล้วนมีผลโดยตรงต่อสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ไหลลงสู่กราวด์ โดยการติดตั้งวงจรเพื่อทำการทดสอบในกรณีต่างๆ ดังกล่าวเป็นดังรูปที่ 5.4 จนถึงรูปที่ 5.6 และได้ทำการทดสอบวัดรูปคลื่นที่สำคัญกรณีต่างๆ เพื่อใช้ยืนยันหลักการสวิตชิงแบบสมดุลทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่

- รูปคลื่นในโดเมนเวลาทั้งหมดได้ทำการวัดทุกกรณีและแสดงผลการวัดและการวิเคราะห์ในบทที่ 6 ได้แก่ รูปที่ 6.18 ถึง 6.39 โดยรูปคลื่นที่สำคัญ เช่น แรงดันไฟฟ้าระหว่างขาเดรนของมอสเฟตเทียบกับกราวด์และที่ขาซอร์สเทียบกับกราวด์ ซึ่งผลการทดสอบวัดทุกกรณีของวงจรแบบที่นำเสนอเป็นไปตามสมมติฐานการวิจัยในหัวข้อที่ 1.3 และเป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมดุล ในขณะที่วงจรแบบทั่วไปจะไม่มีลักษณะลักษณะการสวิตชิงที่สมดุล ส่วนรูปคลื่นในโดเมนเวลาอื่นๆ ของวงจรแบบที่นำเสนอก็เป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมดุล ซึ่งได้นำเสนอผลการทดสอบทั้งหมดทุกกรณีและการวิเคราะห์ผลทั้งหมดในหัวข้อที่ 6.2.1 (ก)

- รูปคลื่นสัญญาณในโดเมนความถี่คือประเด็นหลักที่จะต้องทำการพิจารณาเพื่อพิสูจน์ว่าหลักการสวิตชิงแบบสมมูลสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมได้จริง โดยช่วงความถี่ที่พิจารณาคือ 150 kHz ถึง 30 MHz ซึ่งผลการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมในรูปของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์ในโดเมนความถี่ กรณีต่างๆ ได้นำเสนอผลการทดสอบและรายละเอียดของการวิเคราะห์ไว้ในหัวข้อที่ 6.2.1 (ข) ดังรูปที่ 6.41 ถึง 6.44 ซึ่งนำมาสรุปผลการทดสอบได้ดังตารางที่ 7.1

- วงจรแบบที่นำเสนอสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมได้จริงตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูล ได้แก่ กรณีทดสอบแบบที่ 2, 3 และ 4 จากการยืนยันด้วยรูปคลื่นในโดเมนเวลาและในโดเมนความถี่ที่สรุปในตารางที่ 7.1 โดยในกรณีทดสอบแบบที่ 2, 3 และ 4 ระดับของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไปเกือบตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยในแบบที่ 2 และ 4 จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าวงจรแบบที่นำเสนอมีระดับของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมดีกว่า หรืออาจกล่าวได้ว่าถ้าตัวเก็บประจุแผ่นมีค่าสูงๆ เช่นค่าที่ใส่เข้าไปในแบบที่ 2 และ 4 นี้ ก็จะทำให้เห็นว่าเทคนิคการสวิตชิงแบบสมมูลมีประสิทธิภาพในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมได้ดีมาก ส่วนกรณีแบบที่ 1 ในตารางที่ 7.1 เป็นเพียงกรณีเดียวที่ไม่เป็นไปตามหลักการสวิตชิงแบบสมมูล อย่างไรก็ดีในกรณีแบบที่ 1 นี้ คือ ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย และไม่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์นั้น โดยทั่วไปๆ จะเกิดปัญหาของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมน้อยทั้งวงจรแบบทั่วไปและวงจรแบบที่นำเสนอ ซึ่งได้อธิบายเหตุผลและการวิเคราะห์ไว้ในหัวข้อที่ 6.2.1 (ข) รวมทั้งการวิเคราะห์ในกรณีอื่นๆ ตั้งแต่แบบที่ 1 ถึงแบบที่ 4

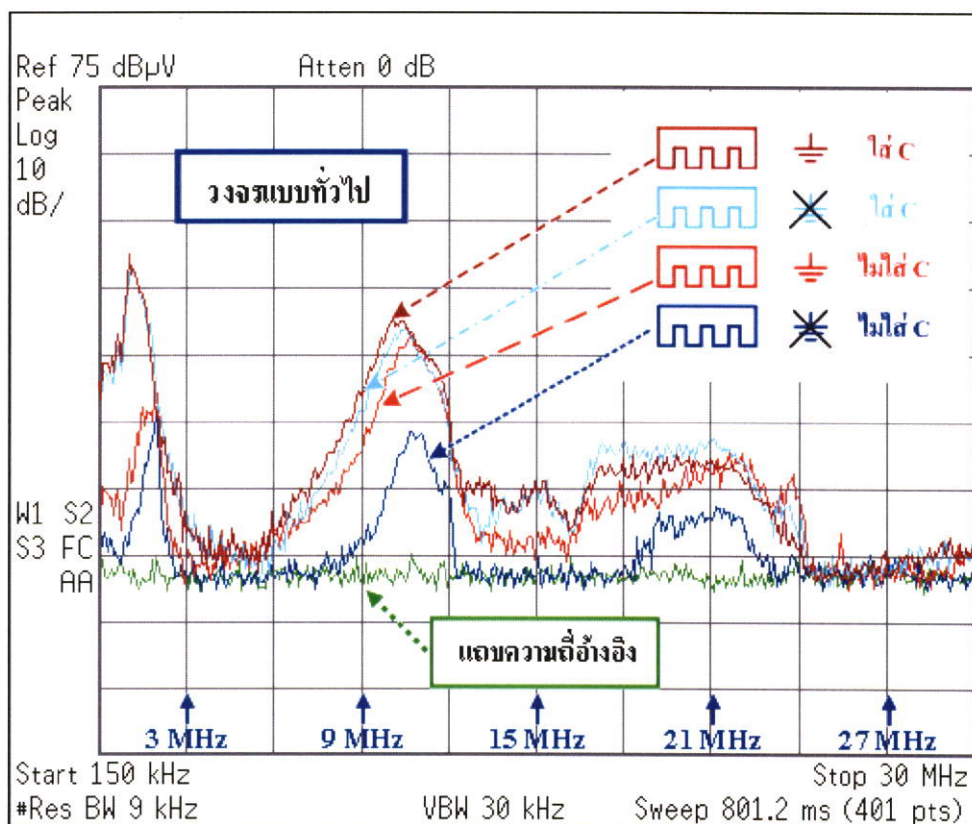
(ข) สรุปผลการทดสอบเพิ่มเติมของวงจรแบบที่นำเสนอ

เพื่อที่จะหากรณีที่มีความเหมาะสมในการนำไปใช้ลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของวงจรแบบทั่วไปในกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงจึงได้ทำการทดสอบเพิ่มเติม ซึ่งสรุปเป็นประเด็นสำคัญๆ ได้ดังต่อไปนี้

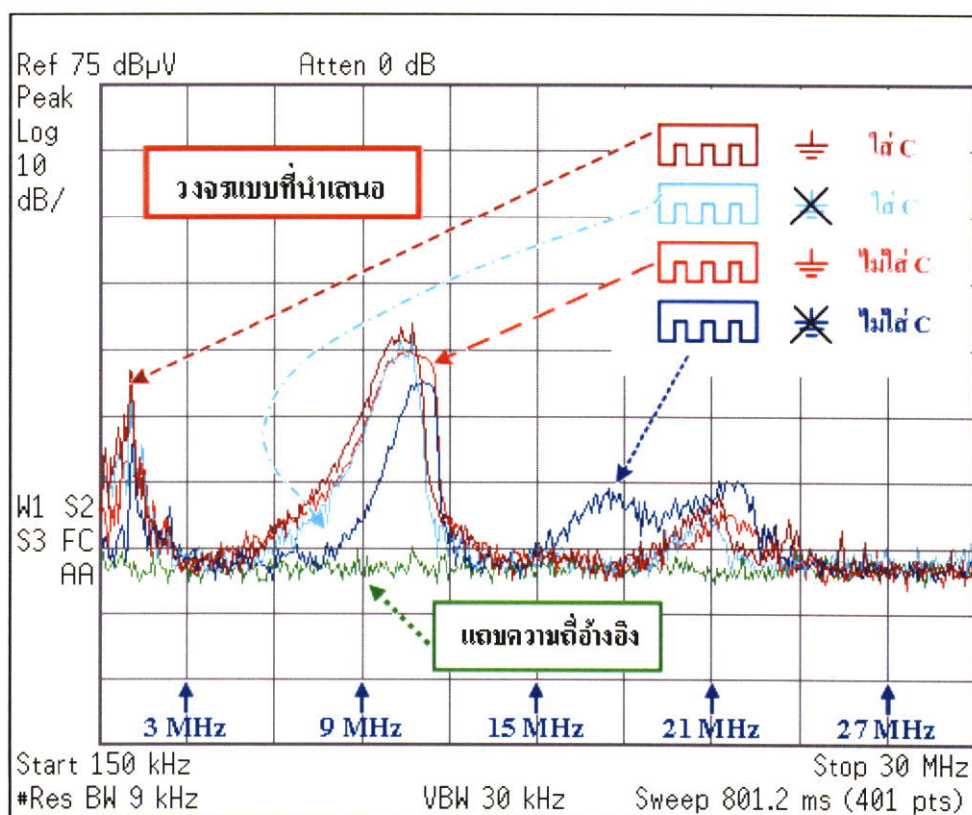
- วงจรแบบทั่วไปที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยดังในรูปที่ 3.23 (ข) และ รูปที่ 5.6 (ก) ในการใช้งานจริงทุกๆ ไป นั้นย่อมไม่มีจริง เนื่องจากการใส่ตัวเก็บประจุช่วยเข้าไปให้กับวงจรแบบทั่วไปจะเป็นทางผ่านของกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมที่ไหลลงสู่กราวด์โดยตรง ทำให้สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมในวงจรแบบทั่วไปเกิดมากขึ้น ซึ่งยืนยันได้ด้วยผลการทดสอบจริงกรณีต่างๆ ที่นำมาเปรียบเทียบกันได้ดังรูปที่ 7.1 และจะเห็นได้ว่า สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมในเส้นสีฟ้าและเส้นสีน้ำตาลซึ่งเป็นกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วย จะมีระดับของสัญญาณรบกวนสูงกว่ากรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยในเส้นสีแดงและน้ำเงิน เกือบตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz

ตารางที่ 7.1 สรุปผลการทดสอบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์กรณีต่างๆ

แบบที่	กรณี		เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์ ในช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz	
	แผ่น ระบาย ความ ร้อน	ตัวเก็บ ประจุ ช่วย ขนาด 100 pF	วงจรแบบทั่วไป	วงจรแบบที่นำเสนอ
1 (สรุปจาก รูปที่ 6.41)	ไม่ต่อ ลง กราวด์	ไม่มีใส่	- ดีกว่าวงจรแบบที่นำเสนอบาง ช่วงความถี่ ได้แก่ (ก) 1 MHz – 1.2 MHz (ข) 9 MHz – 11.5 MHz (ค) 15 MHz – 22 MHz	- ดีกว่าวงจรแบบทั่วไปบาง ช่วงความถี่ ได้แก่ (ก) 1.3 MHz – 2.5 MHz (ข) 11.5 MHz – 12 MHz
			- สัญญาณรบกวนสูงสุดที่ ประมาณ 11 MHz 30 dBuV	- สัญญาณรบกวนสูงสุดที่ ประมาณ 2 MHz 25 dBuV
2 (สรุปจาก รูปที่ 6.42)	ไม่ต่อ ลง กราวด์	ใส่	- สัญญาณรบกวนสูงกว่าวงจร แบบที่นำเสนอตลอดช่วง ความถี่ 150 kHz – 30 MHz	- ดีกว่าวงจรแบบทั่วไป ตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz
			- สัญญาณรบกวนสูงสุดที่ ประมาณ 1 MHz 47 dBuV	- สัญญาณรบกวนสูงสุดที่ ประมาณ 11 MHz 35 dBuV
3 (สรุปจาก รูปที่ 6.43)	ต่อ ลง กราวด์	ไม่มีใส่	- สัญญาณรบกวนสูงกว่าวงจร แบบที่นำเสนอเกือบตลอด ช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz ยกเว้นช่วง 1-1.5 MHz	- ดีกว่าวงจรแบบทั่วไป เกือบตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz ยกเว้นช่วง 1-1.5 MHz
			- สัญญาณรบกวนสูงสุดที่ ประมาณ 11 MHz 37 dBuV	- สัญญาณรบกวนสูงสุดที่ ประมาณ 11 MHz 35 dBuV
4 (สรุปจาก รูปที่ 6.44)	ต่อ ลง กราวด์	ใส่	- สัญญาณรบกวนสูงกว่าวงจร แบบที่นำเสนอตลอดช่วง ความถี่ 150 kHz – 30 MHz	- ดีกว่าวงจรแบบทั่วไป ตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz
			- สัญญาณรบกวนสูงสุดที่ ประมาณ 1 MHz 50 dBuV	- สัญญาณรบกวนสูงสุดที่ ประมาณ 11 MHz 36 dBuV



รูปที่ 7.1 เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ของ วงจรมอบทั่วไปในกรณีต่างๆ ที่วงจรมีการเชื่อมต่อกับกราวด์



รูปที่ 7.2 เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในกราวด์ (i_G) ในโดเมนความถี่ของ วงจรมอบที่นำเสนอในกรณีต่างๆ ที่วงจรมีการเชื่อมต่อกับกราวด์

สรุปข้อ (ข) ต่อ

- กรณีที่สอดคล้องกับการใช้งานจริงของวงจรแบบทั่วไปก็คือ กรณีที่ไม่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยใดๆ และจากรูปที่ 7.1 เมื่อเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมในกรณีที่น่าแผ่ระบายความร้อนต่อลงกราวด์กับกรณีที่ไม่ต่อลงกราวด์โดยไม่มีกรใส่ตัวเก็บประจุใดๆ สรุปได้ว่า วงจรแบบทั่วไปเมื่อนำแผ่ระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่มีใส่ตัวเก็บประจุช่วย จะทำให้มีสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมสูงขึ้นกว่ากรณีที่ไม่นำแผ่ระบายความร้อนต่อลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย ตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz อย่างชัดเจน ดังนั้น สรุปได้ว่า กรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไป ก็คือ กรณีที่น่าแผ่ระบายความร้อนต่อลงกราวด์และไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยใดๆ

- วงจรแบบที่น่าเสนอเมื่อนำผลการทดลองกรณีต่างๆ มาเปรียบเทียบกัน ได้ดังรูปที่ 7.2 และสรุปได้ว่า วงจรแบบที่น่าเสนอในทุกๆ กรณีมีระดับของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมไม่แตกต่างกันมากนักเหมือนกับวงจรแบบทั่วไป เนื่องจากมีการหักล้างของกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมตามหลักการสวิตชิงแบบสมดุล

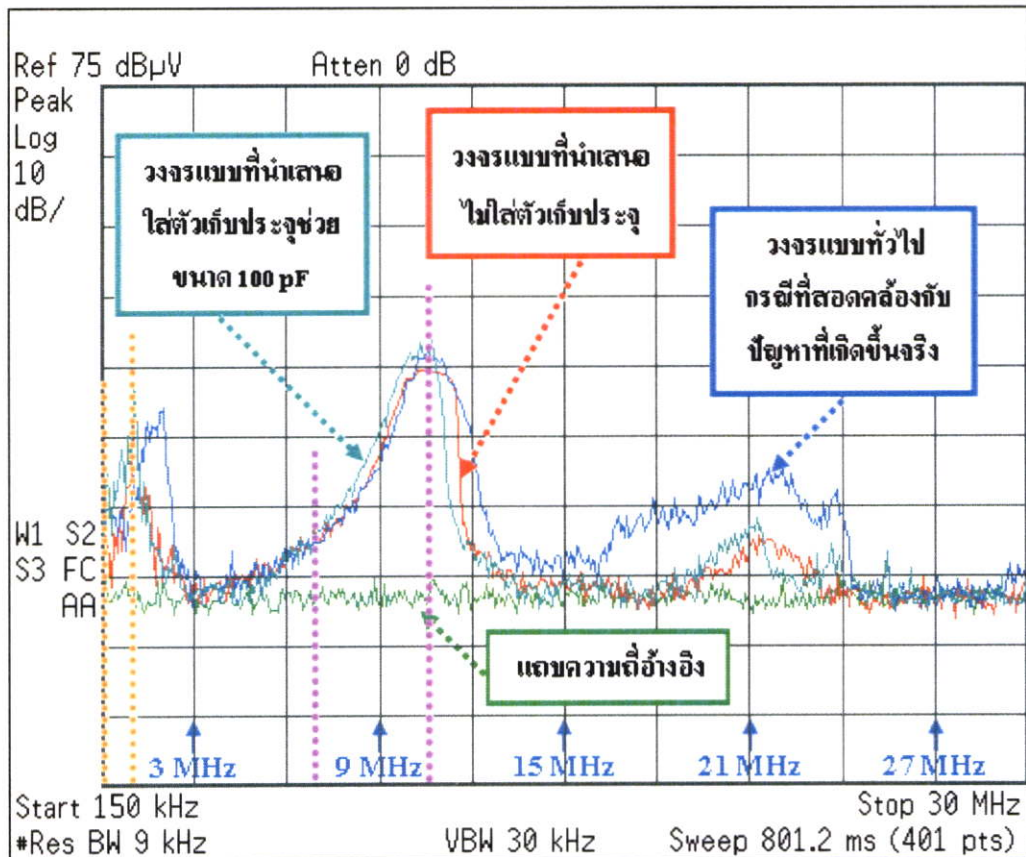
- การทดสอบทั้งในรูปที่ 7.1 และรูปที่ 7.2 ตัวเก็บประจุช่วยที่ใช้นั้นมีค่า 100 พิโกฟารัด ทั้งหมด ดังนั้นเพื่อที่จะสรุปหากรณีที่เหมาะสมในการแก้ปัญหของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมในกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไป ในการทดสอบเพิ่มเติมของวงจรแบบที่น่าเสนอ จึงได้เลือกกรณีที่มีการใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100, 200 และ 1,000 พิโกฟารัด แล้วทำการทดสอบในเงื่อนไขที่น่าแผ่ระบายความร้อนต่อลงกราวด์เช่นเดียวกับกรณีปัญหาของวงจรแบบทั่วไป โดยผลการทดสอบเพิ่มเติมได้นำเสนอไว้บนบทที่ 6 ดังรูปที่ 6.48 และ 6.49 ซึ่งนำมาสรุปได้ดังตารางที่ 7.2

- จากตารางที่ 7.2 กรณีที่ 1 และ 2 สรุปได้ว่า วงจรแบบที่น่าเสนอกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยเลยและกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 พิโกฟารัด (แผ่ระบายความร้อนต่อลงกราวด์) สามารถใช้แก้ปัญหในงานวิจัยนี้ได้ เนื่องจากสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมได้เกือบตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz เมื่อเปรียบกับกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไป และสรุปผลการทดสอบได้ดังรูปที่ 7.3 (รูปเดียวกับรูปที่ 6.49) ส่วนกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 200 พิโกฟารัด ดังรูปที่ 6.48 สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมโดยรวมของวงจรแบบที่น่าเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไปแต่ก็มีบางช่วงที่สัญญาณรบกวนสูงกว่าอย่างชัดเจน ส่วนกรณีที่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย 1,000 พิโกฟารัด ดังรูปที่ 6.48 จะเห็นได้ว่ามีหลายช่วงความถี่ที่ดีกว่าแต่ก็มีหลายช่วงความถี่ที่สัญญาณรบกวนสูงกว่าเช่นกัน จึงไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้แก้ปัญหในงานวิจัยนี้

ตารางที่ 7.2 สรุปผลการทดสอบเพิ่มเติมเพื่อหากรณีที่เหมาะสมในการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไป

(1) กรณีที่ทำการทดสอบเพิ่มเติม		(2)
วงจรแบบที่นำเสนอ นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์		ผลการทดสอบวัดสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมในรูปกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านทางกราวด์ของวงจรแบบที่นำเสนอกรณีต่างๆ โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไป
กรณีที่ 1	ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วย	(สรุปจากรูปที่ 6.43 และ 6.49) - วงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไป เกือบตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz ยกเว้นช่วงความถี่ 1-1.5 MHz - ช่วงความถี่ 17-24 MHz วงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าประมาณ 10 dBuV - กรณีนี้สรุปได้ว่าวงจรแบบที่นำเสนอมีความเหมาะสมในการแก้ปัญหาของงานวิจัยนี้เนื่องจากสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมโดยรวมดีกว่า
กรณีที่ 2	ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 100 pF	(สรุปจากรูปที่ 6.49) - วงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไป เกือบตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz ยกเว้นช่วงความถี่ 0-1 MHz และ 7-11.5 MHz - ช่วงความถี่ 17-24 MHz วงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าประมาณ 10 dBuV - ช่วงความถี่ 0-1 MHz วงจรแบบทั่วไปดีกว่า 2-8 dBuV และช่วงความถี่ 7-11.5 MHz วงจรแบบทั่วไปดีกว่า 2-4 dBuV - กรณีนี้สรุปได้ว่าวงจรแบบที่นำเสนอมีความเหมาะสมในการแก้ปัญหาของงานวิจัยนี้เนื่องจากสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมโดยรวมดีกว่า
กรณีที่ 3	ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 200 pF	(สรุปจากรูปที่ 6.48) - วงจรแบบที่นำเสนอดีกว่าวงจรแบบทั่วไป เกือบตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz ยกเว้นช่วงความถี่ 8-10 MHz - กรณีนี้สรุปได้ว่า เป็นไปได้ที่จะนำไปใช้แก้ปัญหของงานวิจัยนี้ แต่เหมาะสมน้อยกว่ากรณีที่ 1 และ 2 เนื่องจากช่วงความถี่ 8-10 MHz วงจรแบบที่นำเสนอแยกว่าชัดเจนคือประมาณ 5-12 dBuV
กรณีที่ 4	ใส่ตัวเก็บประจุช่วยขนาด 1,000 pF	(สรุปจากรูปที่ 6.48) - วงจรแบบที่นำเสนอมีระดับของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมดีกว่าและไม่ดีกว่าวงจรแบบทั่วไปหลายช่วงความถี่อย่างชัดเจน จึงสรุปได้ว่ากรณีนี้ไม่เหมาะสมในการแก้ปัญหาของงานวิจัยนี้

หมายเหตุ (1) กรณีที่ทดสอบเพิ่มเติมของวงจรแบบที่นำเสนอเพื่อหากรณีที่มีความเหมาะสมในการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมของวงจรแบบทั่วไปในกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริง
(2) กรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไปหมายถึงกรณีที่น่าแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยให้กับวงจรแบบทั่วไป



รูปที่ 7.3 สรุปวงจรแบบที่นำเสนอกรณีที่สามารถนำมาใช้แก้ปัญหาสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม ในกรณีที่สอดคล้องกับปัญหาที่เกิดขึ้นจริงของวงจรแบบทั่วไป

สรุปข้อ (ข) ต่อ

- เทคนิคการสวิตชิงแบบสมดุลยังไม่มีการออกแบบค่าตัวเก็บประจุช่วยที่เหมาะสมที่สุด ดังนั้นได้ทดลองเลือกค่ามาทดสอบก่อนประมาณ 2 ถึง 3 ค่า นี้ แล้วย่อยๆ ทดสอบเพิ่มเติมเพื่อปรับค่าที่ทำให้ผลการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่น่าพอใจ ดังการทดสอบในข้อ (ข) นี้ อย่างไรก็ตามไม่ควรจะเลือกค่าสูงมากนัก เนื่องจากอาจมีกระแสไฟรั่วไหลผ่านทางตัวเก็บประจุที่ใส่เข้าไป ซึ่งส่งผลเสียในทางด้านความปลอดภัยได้เช่นกัน โดยจากการทบทวนบทความต่างๆ ที่เกี่ยวกับเทคนิคนี้ ตัวเก็บประจุช่วยที่ใส่เข้าไปส่วนมากมีค่าไม่เกิน 1,000 พิโกฟารัด

(ค) ผลการวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่างและโหมดผลรวมในรูปของกระแสไฟฟ้าตามนิยาม

การวัดตามนิยามหรือการวัดในรูปที่ 2.12 ซึ่งนิยามต่างๆ ได้กล่าวไว้อย่างชัดเจนแล้วในบทที่ 2 โดยในงานวิจัยนี้ได้ทำการวัดสัญญาณรบกวนตามนิยามดังกล่าว เพื่อเปรียบเทียบระหว่างวงจรแบบทั่วไปและแบบที่นำเสนอในบางกรณี ซึ่งสรุปได้ดังต่อไปนี้

- กรณีที่เลือกมาทดสอบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่างและโหมดผลรวมตามนิยาม คือ กรณีที่นำแผ่นระบายความร้อนต่อลงกราวด์แต่ไม่ใส่ตัวเก็บประจุช่วยซึ่งเป็นกรณีที่

สอดคล้องกับกรณีปัญหาที่เกิดขึ้นจริง ดังผลการทดลองในบทที่ 6 รูปที่ 6.50 ถึง 6.53 และกรณีที่น่าแผ่ระบายความร้อนต่อลงกราวด์และใส่ตัวเก็บประจุช่วย ซึ่งวัตถุประสงค์เฉพาะสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมเป็นตัวอย่างเท่านั้น ดังรูปที่ 6.54 ถึง 6.55 ซึ่งสรุปได้ว่า ทั้งสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมโหมดผลต่าง และโหมดผลรวมตามนิยามในรูปของกระแสไฟฟ้าของวงจรแบบที่นำเสนอจะดีกว่าวงจรแบบทั่วไปทั้งสามโหมด เกือบตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz โดยที่สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมตามนิยาม ก็คือกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลผ่านทางกราวด์แล้วกลับมาครบรอบโดยผ่านทางสายไลน์และนิวทรอล ดังรูปแสดงการวัดในรูปที่ 2.12 (ก)

- ผลที่ดีขึ้นของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมตามนิยามสามารถอธิบายได้ด้วยหลักการสวิตซ์แบบสมดุค แต่สำหรับผลที่ดีขึ้นของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างและสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม จะได้ทำการวิจัยและวิเคราะห์เพื่ออธิบายถึงสาเหตุที่ดีขึ้นต่อไป

7.2 ข้อเสนอแนะ

ประเด็นต่างๆ ที่จะเป็นแนวทางในการวิจัยและข้อเสนอแนะต่างๆ มีดังต่อไปนี้

(ก) แนวทางการวิจัยและพัฒนาวงจรแบบที่นำเสนอ

1. วงจรแบบที่นำเสนอยังต้องมีการปรับปรุงในเรื่องของประสิทธิภาพของวงจร ซึ่งโดยรวมแล้วเกิดจากวงจรแม่เหล็กที่มีเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลสูง และจากข้อสรุปที่ผ่านมาทำให้ทราบว่า การปรับระยะช่องอากาศให้น้อยลงจะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรแบบที่นำเสนอดีขึ้น แต่พิกัดกำลังไฟฟ้าด้านออกที่ใช้งานได้ปกติจะลดลง ดังนั้นนอกจากการปรับระยะช่องอากาศแล้ว คงต้องมีการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการออกแบบวงจรแม่เหล็กด้วย

2. อีกวิธีการหนึ่งที่จะลดผลของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลได้ก็คือการพันขดลวดทั้งหมดที่แกนกลางแทนที่จะพันที่แกนด้านข้าง ให้เหมือนกับวงจรแบบทั่วไป แต่ยังคงมีขดลวดปฐมภูมิสองขด และทุติยภูมิสองขด โดยลักษณะการต่อวงจรทางไฟฟ้าเหมือนเดิม ก็น่าจะเป็นแนวทางหนึ่งในการแก้ปัญหาประสิทธิภาพ รวมถึงเทคนิคการพันขดลวดแบบอื่นๆ เพื่อให้มีการเกี่ยวคล้องของเส้นแรงแม่เหล็กได้ดีขึ้น

3. ทำการวิเคราะห์เพื่ออธิบายสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง และโหมดผลรวมว่าทำไมวงจรแบบที่นำเสนอจึงให้ผลการทดสอบที่ดีกว่าวงจรแบบทั่วไป

(ข) แนวทางการวิจัยและพัฒนาวงจรแบบทั่วไป

1. วงจรแบบทั่วไปรวมทั้งวงจรแบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้มีกระบวนการออกแบบวงจรทางไฟฟ้าและการออกแบบวงจรแม่เหล็กที่ชัดเจนในบทที่ 4 แต่การออกแบบดังกล่าวยังไม่ใช้กระบวนการออกแบบที่ดีที่สุด ดังนั้นแนวทางในการพัฒนา ก็คือ กระบวนการออกแบบให้มีความเหมาะสมที่สุดทั้งในประเด็นของประสิทธิภาพและเสถียรภาพของวงจร

(ค) ข้อเสนอแนะอื่นๆ

1. เทคนิคการรวมแกนความถี่สูงที่ประยุกต์ใช้ในงานวิจัยนี้ สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการพันขดลวดรูปแบบต่างๆ เพื่อลดจำนวนแกนความถี่สูงให้น้อยลง

2. การศึกษาเทคนิคการสวิตชิงแบบสมมูลอาจมีข้อจำกัดในการนำไปใช้งานจริงเนื่องจากประสิทธิภาพของวงจรลดลงจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เพิ่มขึ้น แต่ในบางกรณีที่ไม่ต้องมีการเพิ่มอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังใดๆ เพียงแต่ปรับโครงสร้างของวงจรให้มีการสวิตชิงแบบสมมูลก็น่าจะนำไปใช้จริงได้ในอุตสาหกรรม เช่น วงจร Zeta Converter, SEPIC Converter, Buck-Boost Converter และ Forward Converter ซึ่งผู้คิดค้นได้นำเสนอแนวคิดไว้ในบทความ [13] และจะเห็นได้ว่าทุกวงจรที่กล่าวมาจะมีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเท่าเดิม ในขณะที่วงจรแบบที่นำเสนอจะมีไดโอดเพิ่มขึ้นมาสองตัว และตัวเก็บประจุหนึ่งตัว นอกจากนั้นการศึกษาเทคนิคการสวิตชิงแบบสมมูลจะเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่ต้องการทำความเข้าใจเส้นทางเดินของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม ซึ่งในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน จำเป็นจะต้องเข้าใจการคาบเกี่ยวทั้งสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง

บรรณานุกรม

- [1] Q. Zhao and F. C. Lee, “High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, pp. 65 –73, Jan 2003.
- [2] Q. Zhao and F. C. Lee, “High Performance Coupled-Inductor DC-DC Converters,” *Proc. 2003 IEEE APEC Conference*, pp. 109 – 113, 2003.
- [3] K. C. Tseng and T. J. Liang, “Novel High-Efficiency Step-up Converter,” *IEE Proc. -Electr. Power Appl.*, vol. 151, No. 2, pp. 182–190, March 2004.
- [4] K. C. Tseng and T. J. Liang, “Analysis of Integrated Boost-Flyback Step-up Converter,” *IEE Proc. -Electr. Power Appl.*, vol. 152, No. 2, pp. 217–225, March 2005.
- [5] Q. Zhao, Performance Improvement of Power Conversion by Utilizing Coupled Inductors. The Degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2003.
- [6] J. D. van Wyk, F. C. Lee, Z. Liang, R. Chen, S. Wang and B. Lu, “Integrating Active, Passive and EMI-Filter Functions in Power Electronics Systems: A Case Study of Some Technologies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 3, pp. 523 – 536, May 2005.
- [7] S. Wang, Characterization and Cancellation of High-Frequency Parasitics for EMI Filters and Noise Separators in Power Electronics Applications. The degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2005.
- [8] J. C. Fluke, Sr. Controlling Conducted Emissions by Design. New York: Van Nostrand Teinhold, 1991.
- [9] V. Prasad Kodali, Engineering Electromagnetic Compatibility. New York: IEEE Press, The Institute of Electrical and Electronics Engineers. Inc., 1996.
- [10] S. Wang, F. C. Lee and W. G. Odendaal, “Characterization, Evaluation and Design of Noise Separator for Conducted EMI Noise Diagnosis,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 974 – 982, July 2005.
- [11] M. Shoyama, T. Okunaka, M. Ohba and T. Ninomiya, “Balanced Switching Converter to Reduced Common-Mode Noise,” *Proc. 2001 32th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 451-456, 2001

- [12] M. Shoyama, M. Ohba and T. Ninomiya, "Balanced Buck-Boost Switching Converter to Reduce Common-Mode Conducted Noise," *Proc. 2002 33th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2056-2061, 2002
- [13] M. Shoyama, Ge. Li and T. Ninomiya, "Balanced Switching Converter to Reduce Common-Mode Conducted Noise," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 6, pp. 1095 – 1099, December 2003.
- [14] M. Shoyama, M. Ohba and T. Ninomiya, "Common-Mode Noise Reduction by Cancellation in Balanced Buck-Boost Switching Converter," *Proc. 2004 IEICE/IEEE INTELEC Conference*, pp. 499-504, Oct 19-23, 2003.
- [15] M. Shoyama, T. Tsumura and T. Ninomiya, "Mechanism of Common-Mode Noise Reduction in Balanced Switching Boost Converter," *Proc. 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1115 – 1120, 2004.
- [16] M. Shoyama, T. Tsumura and T. Ninomiya, "Optimum Design Considerations of Balanced Boost Switching Converter to Reduced Common-Mode Conducted Noise," *Proc. 2005 IPEC Conference*, pp. 1150 – 1154, 2005.
- [17] W. Chen, Low Voltage High Current Power Conversion with Integrated Magnetics. The degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 1998.
- [18] R. P. Severns and G. Ed Bloom, Modern DC-to-DC Switch Mode Power Converter Circuits. New York: Van Nostrand Teinhold, 1985.
- [19] X. Gao and R. Ayyanar, "A High-Performance, Integrated Magnetics Scheme for Buck-Cascaded Push-Pull Converter," *IEEE Electronics Letters*, Vol. 2, No. 1, pp. 29-33, March 2004.
- [20] J. Sun, K. F. Webb and V. Mehrotra, "Integrated Magnetics for Current-Doubler Rectifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 3, pp. 582 – 590, March 2004.
- [21] A. L. Julian, G. Oriti and T. A. Lipo, "Elimination of Common-Mode Voltage in Three Phase Sinusoidal Power Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, No. 5, pp. 982 –989, September 1999.
- [22] J. Paramesh and A. V. Jouanne, "Use of Sigma-Delta Modulation to Control EMI from Switch-Mode Power Supplies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 48, No. 1, pp. 111 –117, February 2001.
- [23] D. Cochrane, D. Y. Chen and Dushan Boroyevic, "Passive Cancellation of Common-

- Mode Noise in Power Electronic,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 3, pp. 756–763, May 2003.
- [24] W. Chen and Z. Qian, “A Novel and Simple Approach to Suppress Common-Mode EMI in Power Converter,” *Proc. 2004 IEICE/IEEE INTELEC Conference*, pp. 589-592, 2004.
- [25] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิ์เศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 1. กทม., โรงพิมพ์ ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ.พรินติ้ง, 2547
- [26] T. Williams, *EMC for Product Designers*. Newnes, Second Edition, 1996
- [27] D. Morgan, *A handbook for EMC testing and measurement*, Peter Peregrinus Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1994
- [28] C.S. Moo, H.C. Yen, Y.C. Hsieh and Y.C. Chuang, “Integrated Design of EMI filter and PFC Low-Pass Filter for Power Electronic Converters,” *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 150, No. 1, pp. 39–44, January 2003.
- [29] I. Cadirci, B. Saka and Y. Eristiren, “Practical EMI-Filter-Design Procedure for High-Power High-Efficiency SMPS according to MIL-STD 461,” *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 152, No. 4, pp. 775–782, July 2005.
- [30] S. Ye, W. Eberle and Y. F. Liu, “A Novel EMI Filter Design Method for Switching Power Supplies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 6, pp. 1668–1678, November 2004.
- [31] M. Kumar and V. Agarwal, “Power Line Filter Design for Conducted Electromagnetic Interference Using Time-Domain Measurement,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 48, No. 1, pp. 178–186, February 2006.
- [32] Y. Lembeye, P. Goubier and J. P. Ferrieux, “Integrated Planar L-C-T Component: Design, Characterisation and Experimental Efficiency Analysis,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 3, pp. 593–599, May 2005.
- [33] A. I. Pressman, *Switching Power Supply Design*. The McGraw-Hill Companies, Inc., Second Edition, 1998.
- [34] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, *Power Electronics, Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, Inc., Second Edition, 1995.
- [35] M. E. El-Hawary, *Principles of Electric Machines with Power Electronic Applications*. IEEE Press, Wiley-Interscience, John Wiley & Sons, Inc., Second Edition, 2002.

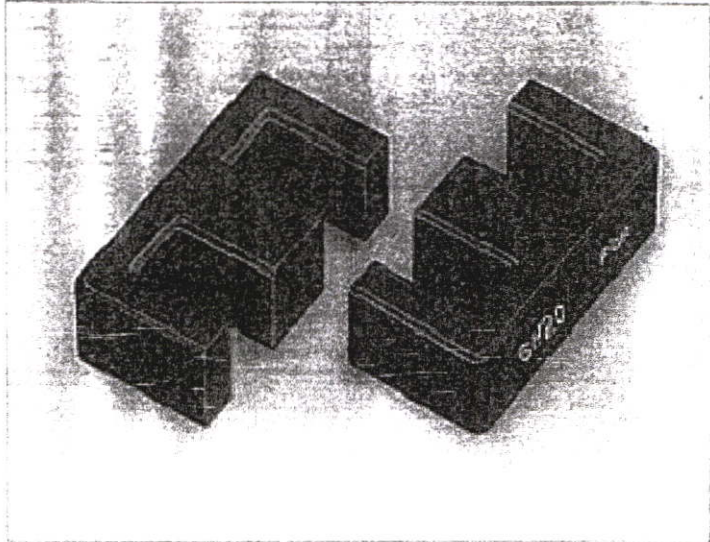
ภาคผนวก ก

ข้อมูลแกนความถี่สูงและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ใช้

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

แกนความถี่สูงที่ใช้คือ 6H20 EE42/42-20W (หน้านี้แสดงนิยามความหมายของสัญลักษณ์)

EE CORES



Features

- ① Customers are invited to select the most suitable products from a wide selection of shapes.
- ② Various types of bobbins with pins are available.

Applications

Switching regulators, choke coils, transformers for servo use, pulse transformers, etc.

Designation

6H20 EE30/26K

Shape detail

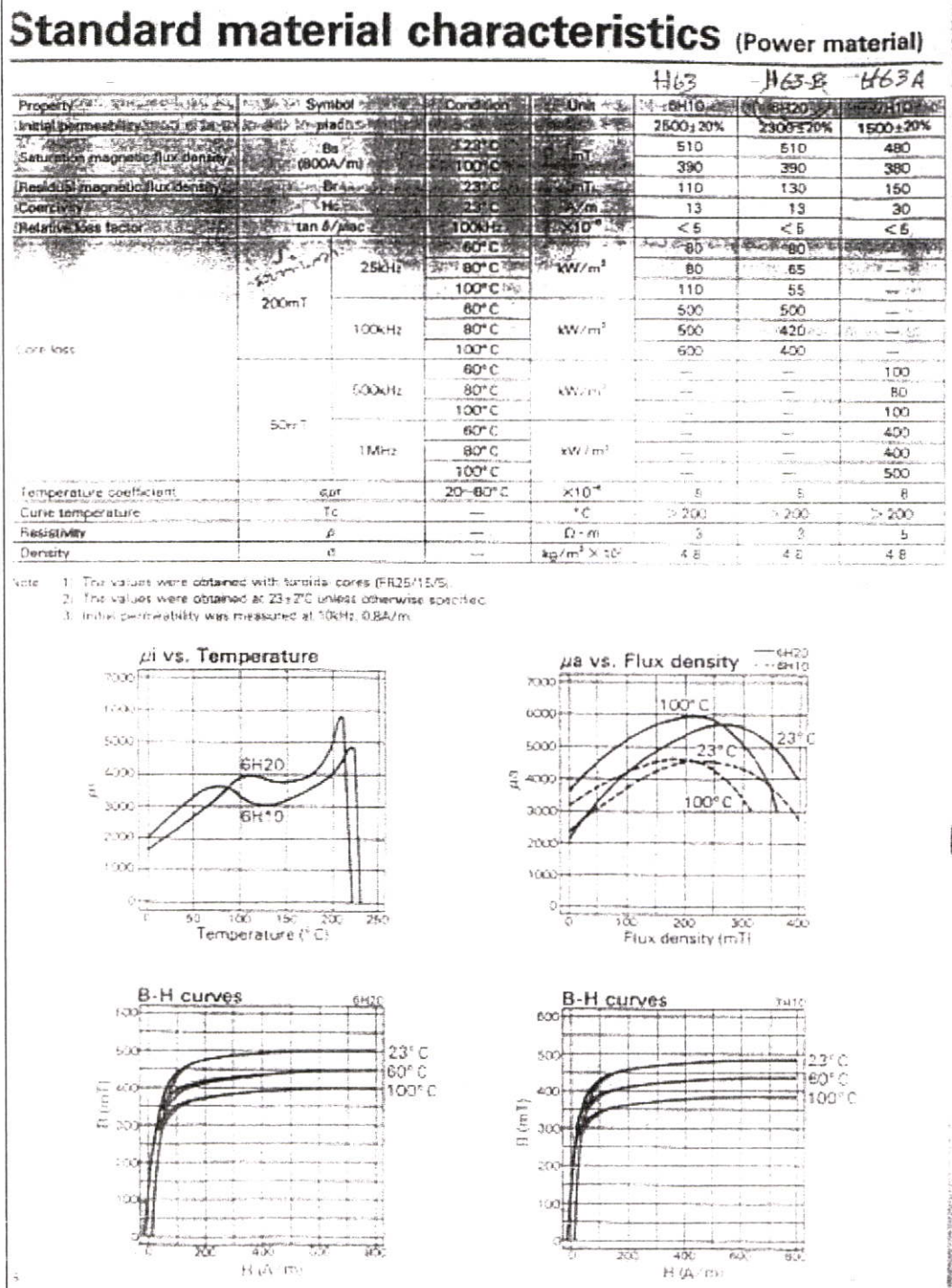
Core height

Core length

Shape

Material

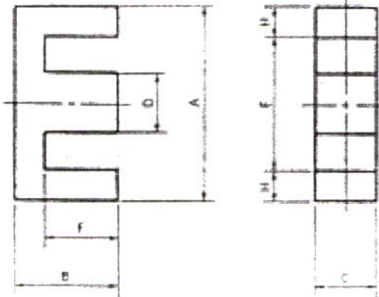
กราฟ B-H ของเนื้อสารประเภท 6H20 และข้อมูลอื่นๆ



ข้อมูลขนาดแกน EE42/42-20W ที่ใช้

Summary

EE CORE



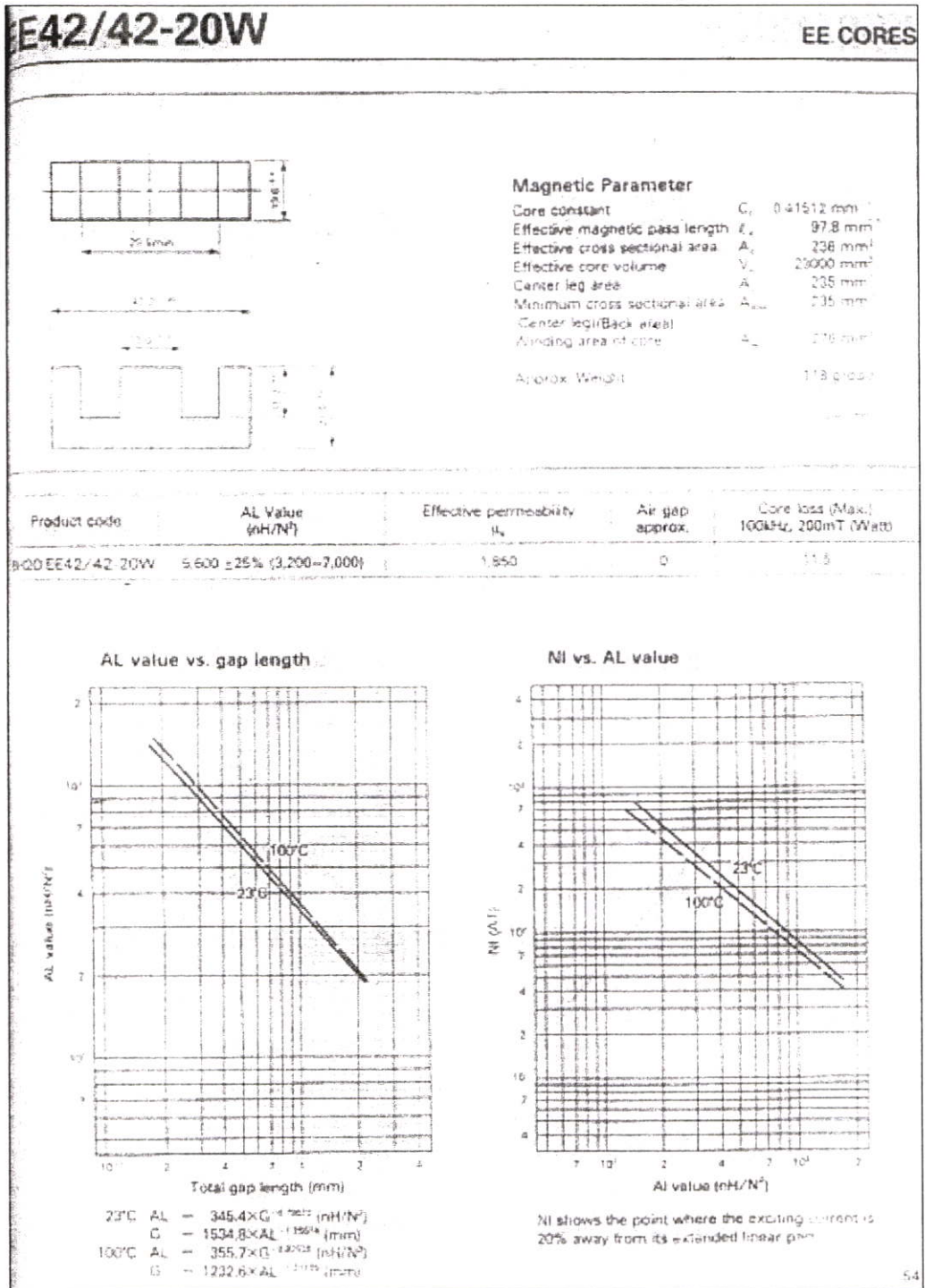
Shape code	Dimensions (mm)							General standard
	A	B	C	D	E	F	H	
EE12.6/13	12.6±0.50	6.40±0.10	3.55±0.15	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.70	
EE13/13B	13.0±0.20	6.40±0.10	7.00±0.10	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.90	
EE16/14K	16.0±0.30	7.20±0.10	4.80±0.20	3.60±0.20	11.7	5.20±0.15	2.00	JIS
EE18/16K	18.1±0.30	7.95±0.15	5.00±0.20	4.56±0.15	14.2	5.60±0.10	2.30	JIS
EE19/16Z	19.3±0.32	8.10±0.18	4.76±0.13	4.76±0.08	14.1	5.72±0.13	2.38	
EE22/20	22.0±0.30	10.2±0.20	5.75±0.25	4.25±0.25	17.0	7.70±0.20	2.25	
EE25/19A	25.8±0.40	9.65±0.13	6.35±0.20	6.48±0.13	18.8	6.73±0.25	3.30	
EE25/19Z	25.4±0.38	9.53±0.25	6.35±0.25	6.35±0.13	18.7	6.38±0.17	3.18	JIS
EE25/20	25.0±0.30	10.2±0.20	6.40±0.30	6.40±0.30	18.2	6.65±0.15	3.25	
EE30/26K	30.0±0.50	13.2±0.20	10.7±0.30	10.7±0.30	19.5	8.15±0.15	5.00	JIS
EE30/30	30.0±0.50	14.9±0.25	6.90±0.30	6.90±0.20	19.5	10.2±0.25	5.00	
EE34/28A	34.6±0.45	14.2±0.20	9.27±0.25	9.27±0.25	25.4	9.90±0.25	4.38	
EE40/34B	40.0±0.60	16.8±0.40	11.7±0.40	11.7±0.40	26.6	10.7±0.15	6.35	
EE40/34K	40.0±0.50	17.0±0.30	10.7±0.30	10.7±0.30	27.4	10.3±0.30	6.00	JIS
EE40/35A	40.8±0.55	16.6±0.25	12.4±0.30	12.5±0.30	28.6	10.7±0.28	5.85	
EE40/44	40.1±0.60	22.3±0.30	11.7±0.40	11.7±0.40	27.3	15.2±0.20	6.05	
EE42/42-15W	42.2±0.90	21.0±0.20	15.0±0.30	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03	JIS
EE42/42-20W	42.2±0.90	21.0±0.20	19.6±0.40	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03	JIS
EE43/34	42.0±0.85	17.0±0.30	12.6±0.40	12.6±0.30	28.1	10.5±0.30	6.86	
EE47/39A	47.2±0.60	19.6±0.30	15.5±0.40	15.7±0.35	31.8	12.4±0.35	7.24	
EE50/42K	50.0±0.70	21.3±0.30	14.6±0.40	14.6±0.40	34.2	12.6±0.30	7.50	JIS
EE55/55A	55.2±1.10	27.5±0.30	20.7±0.30	17.0±0.30	37.5	18.9±0.40	8.52	JIS
EE56/47A	56.8±0.65	23.0±0.30	18.7±0.45	18.8±0.25	38.1	14.8±0.35	9.02	
EE80/76	80.0±1.00	38.1±0.40	19.8±0.40	19.8±0.40	61.2	28.2±0.30	8.90	

ข้อมูลขนาดแกน EE42/42-20W ที่ใช้ (ต่อ)

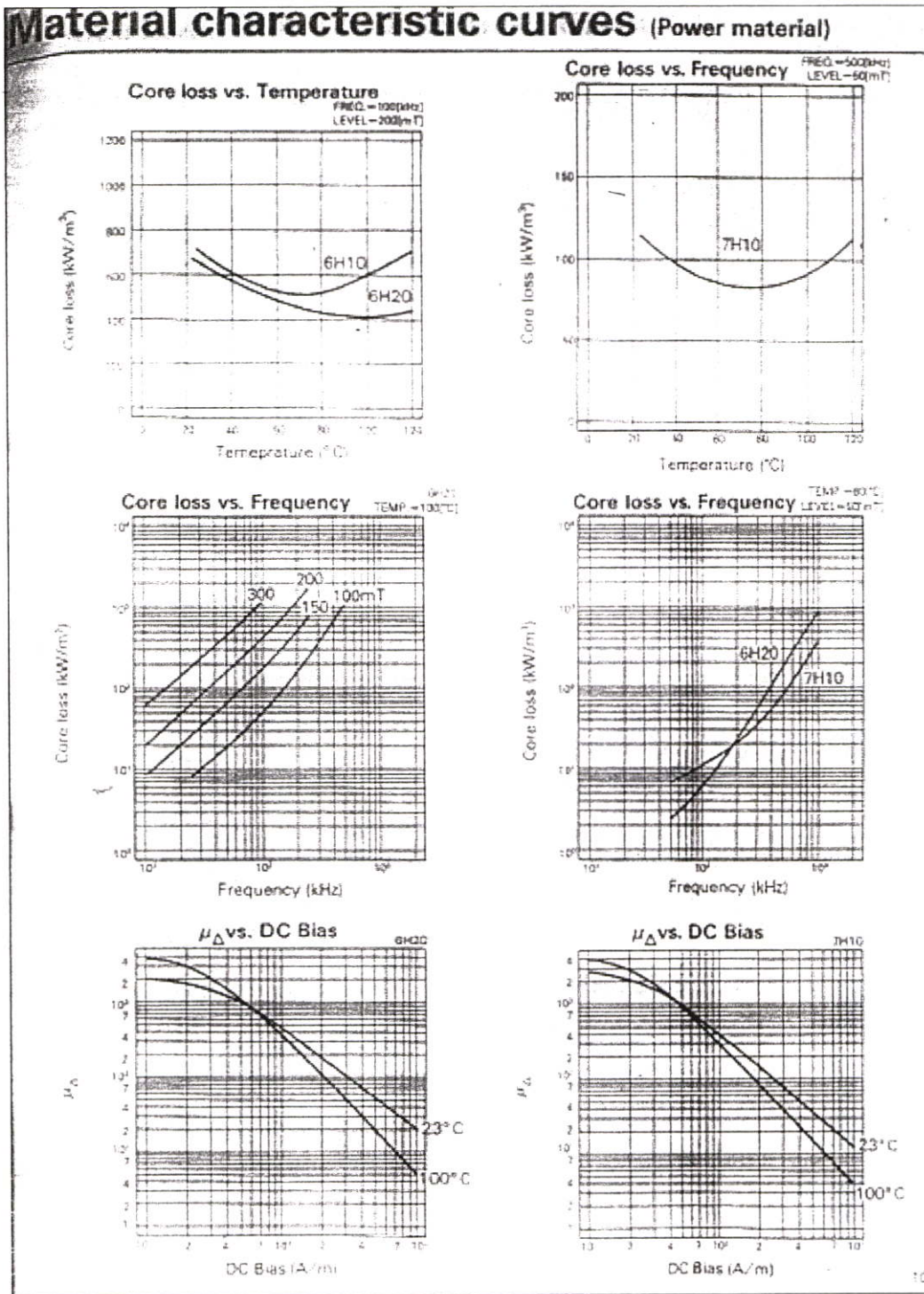
EE CORES											
Stack code	Magnetic parameter				Center leg area A_c (mm ²)	Minimum cross sectional area A_{min} (mm ²)	Window area A_w (mm ²)	Approx. weight (g/pr.)	Test data (page)	Bobbin (page)	
	C_1 (mm ⁻¹)	A_e (mm ²)	F_e (mm)	V_e (mm ³)							
EE12.5/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	--	--
EE13/13B	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	--
EE16/14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	41.6	3.20	48	59
EE18/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	--
EE18/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	--	--
EE22/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8	--	--
EE25/19A	1.2387	39.8	49.2	1900	41.1	37.1	B	85.6	9.96	--	--
EE25/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	--
EE25/20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	--	--
EE30/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
EE30/30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52	--
EE34/28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	--	--
EE40/34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	--
EE40/34K	0.60782	127	77.4	9850	114	114	C	178	52.0	54	60
EE40/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	--	--
EE40/44	0.66917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	--	--
EE42/42-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55	--
EE42/42-20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56	--
EE43/34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	--	--
EE47/39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	--	--
EE50/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
EE55/55A	0.34969	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	--
EE56/47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	--	--
EE60/76	0.49137	377	185	69700	352	352	L	1480	354	--	--

Note: Minimum cross sectional area B: Back area C: Center leg area L: Side leg area

กราฟ AL value ที่ใช้กับระยะช่องอากาศ และ NI หรือ Ampere-Turn สูงสุดต่อค่า AL value



กำลังไฟฟ้าสูญเสียต่อปริมาตร ที่ความถี่ใช้งาน ของแกน 6H20 EE42/42-20W



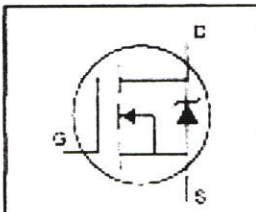
สวิตช์มอเตอร์ที่ใช้ IRFP264

International
IR Rectifier

PD-9.756
IRFP264

HEXFET® Power MOSFET

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



$V_{DSS} = 250V$

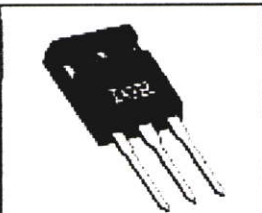
$R_{DS(on)} = 0.075\Omega$

$I_D = 38A$

Description

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

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



TO-247AC

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	38	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	24	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	150	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	1000	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ③	38	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ④	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	4.8	V/ns
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	
T_{STG}			
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

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

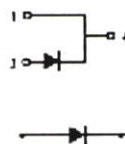
ไดโอดกำลังด้านที่ต่อกับขดลวดทุติยภูมิ D_{S1} , D_{S1} และ D_{S2}
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA
Order this document
by MUR820D
SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free-wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- Epoxy Meets UL94, V0 @ 1/8"
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 Volts

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.5 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Ready Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: U52C, U54C, U56C


MUR820
MUR840
MUR860

Motorola Preferred Devices

ULTRAFAST
RECTIFIERS
8 AMPERES
200-400-600 VOLTS
CASE 221B-03
TO-220AC
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MJR			Unit
		820	840	860	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RSM} V_R	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current Total Device, (Rated V_{RRM}), $T_C = 150^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	8.0			Amps
Peak Repetitive Forward Current (Rated V_{RRM} , Square Wave, 20 kHz), $T_C = 150^\circ\text{C}$	I_{FM}	18			Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	100			Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	3.0	2.0	$^\circ\text{C}/\text{W}$
--	-----------------	-----	-----	---------------------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 8.0$ Amps, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 8.0$ Amps, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.895 0.975	1.00 1.30	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_R	250 5.0	500 10		μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $dV/dt = 50$ Amp/μs) ($I_F = 0.5$ Amp, $I_R = 1.0$ Amp, $I_{REG} = 0.25$ Amp)	t_r	35 25	50 50		ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.

Preferred devices are Motorola recommended choice for future use and development.

Rev 3

© Motorola, Inc. 1999

MOTOROLA

ไดโอดกำลังด้านที่ต่อกับขดลวดปฐมภูมิ D_p , D_{p1} และ D_{p2}
MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

 Order this document
 by MUR152D/C

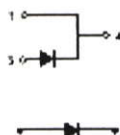
SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free-wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

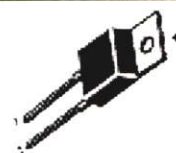
- Ultrafast 35 and 50 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminals Leads are Ready Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 250°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: U1520, U1540, U1560


MUR1520
MUR1540
MUR1560

Motorola Preferred Devices

ULTRAFAST
RECTIFIERS
15 AMPERES
200-400-600 VOLTS

 CASE 221B-03
 TO-220AC
 PLASTIC

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR			Unit
		1520	1540	1560	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V_R)	$I_{F(AV)}$	15 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$		15 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$	Amps
Peak Rectified Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz)	I_{FRM}	30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$		30 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions in a wave, single phase, 50 Hz)	I_{FSM}	200	150		Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175			$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.0	$^\circ\text{C/W}$
--	-----------------	-----	--------------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 15$ Amps, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($I_F = 15$ Amps, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_C = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	I_R	500 10	500 10	1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 10$ Amp, $dI/dt = 50$ Amps/μs)	t_r	35	50		ns

(1) Pulse Test, Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.

Preferred devices are Motorola's recommended choices for future use and best overall value.

Rev. 1

© Motorola, Inc. 1986


MOTOROLA

ภาคผนวก ข

โปรแกรม MATLAB ที่ใช้ออกแบบวงจรไฟฟ้าและวงจรแม่เหล็ก

Electrical Design and Magnetic Design Final Exam

File Edit Text Window Help



```

1 .....
2          PALAN ET AL. "BREADCRUMB SWITCHING MOSFET-POWERED INVERTER DESIGN"
3 .....
4 .....
5 .....
6 .....
7 * Iin_max and Iin_min = maximum and minimum input current
8 * Vin_max and Vin_min = maximum and minimum input voltage, 14 V
9 * Io_max and Io_min = maximum and minimum output current at 10 A
10 * Po_max and Po_min = maximum and minimum output power at 10 A
11 * To_max and To_min = maximum and minimum output temperature
12 * Io_min_selected = the selected minimal output current in CCM mode
13 * Po_max and Po_min = maximum and minimum requirements of output power
14 * Po_min_selected = the selected minimal output power in CCM mode
15 * Vd = average voltage drop on all diodes and switch (Average Value = 1 V)
16 * f and T = switching frequency and period
17 * Eff = approximated efficiency for design
18 * pri. = primary winding, sec. = secondary winding
19 * pri. and sec. winding wound on center leg for conventional converter
20 * Npc and Nsc = the selected pri. and sec. turns for conventional converter
21 * Np and Ns = the selected pri. and sec. turns for proposed converter
22 * Primary winding wound on center leg for proposed converter
23 * Secondary winding wound on outer leg 1 and 2 for proposed converter
24 * Np=Np1=Np2 (Np1 = pri. winding 1, Np2 = pri. winding 2) (turns)
25 * Ns=Ns1=Ns2 (Ns1 = sec. winding 1, Ns2 = sec. winding 2) (turns)
26 * Np=Np1=Np2=Npc/2, Ns=Ns1=Ns2=Nsc (comparison of proposed and conventional)
27 * n = Turn ratio (n = Nsc/Npc)
28 * Vo_plot, D_plot and n_plot = Vo, D (duty ratio) and n for plot in figure(1)
29 * Vcs = voltage drop on Cs for conventional converter by calculation
30 * Vsw_max = approximated maximum Vds of the switch MOSFET by calculation
31 * Vsw_compensated = Vsw_max + approximated leakage inductance effect
32 * Ton_max = the designed maximum on time of the MOSFET
33 * Dmax = the designed maximum duty ratio
34 * "BOUND" = boundary between CCM and DCM mode
35 * dip_b = pri. current change during on time at "BOUND"
36 * dip = the designed pri. current change during on time
37 * Npc_b and Nsc_b = pri. and sec. winding at "BOUND"
38 * Lp_min = minimum pri. or magnetizing inductance in CCM mode
39 * Lp_selected = the selected pri. inductance with Lp_selected > Lp_min
40 * Ipeak_max and Ipeak_min = maximum and minimum magnetizing current
41 * Toff1 = time for pri. current fall down from peak to zero
42 * Toff2 = T-Ton-Toff1 (only sec. current flow)
43 * Toff = Toff1+Toff2 = T-Ton
44 * Toff1_full_Load and Toff1_Min_Load = Toff1 at Io_max and Io_min
45 * At full load = Po_max and Io_max
46 * Ipon_max and Ipon_min = average pri. current during Ton at Io_max and Io_min
47 * Ip_rms_max_Ton = rms pri. current during Ton at full load
48 * Ip_rms_max and Is_rms_max = rms pri. and sec. current during T at full load
49 * Ip_av_max and Is_av_max = average pri. and sec. current during T at full load
50 * Is_OFF_max = average sec. current during Toff at full load

```

```

51 * dVo_max = ripple output voltage at full load
52 * ripple factor = dVr/Vo = Vr/Vo = ripple output voltage
53 * Rmin = minimum output resistance (at Io_max)
54 * C_total_min = the designed minimum total output capacitance
55 * dVr_Cp_max = approximated ripple output voltage caused by Rext in Cp
56 * Cp_min = the designed minimum Cp
57 * Cp_selected = selected Cp with Cp_selected > Cp_min
58 * dVr_Cp_min = approximated ripple output voltage caused by Rext in Cp
59 * Cp_min = the design output C_min
60 * C_selected = selected Cp with C_selected > C_min
61 * C_total_selected = selected C_total with C_total_selected > C_total_min
62 * dVr_selected = approximated ripple output voltage caused by C_total_selected
63 * Al_prime_per_m3 = inductance per square of the number of turns
64 * u0 = permeability of air, u = effective permeability (from core datasheet)
65 * Bdc_max = maximum dc flux density in Tesla
66 * Bsac = worst case saturation flux density in Tesla
67 * Br = residual magnetic flux density in Tesla from core datasheet
68 * Brg = approximated residual magnetic flux density with an air gap in Tesla
69 * core_volume = Vc_mm3 = effective core volume in mm3 (from core datasheet)
70 * Coreloss_kw_per_V_m3 = core loss vs. frequency (from core datasheet)
71 * Kw = Window Utilization Factor
72 * BB = distance of the bobbin in winding window area
73 * Ac and Ao = center and outer core cross-sectional area
74 * Ac_mm2 and As_mm2 = Ac and Ao in mm2 from core datasheet
75 * Ap and As = Ac and Ao in m2, Ap_mm2 and As_mm2 = Ac and Ao in mm2
76 * Ap_min and As_min = approximated minimum Ac and Ao in mm2 by calculation
77 * Vson_at_Ton_max = sec. winding voltage during Ton when Ton is maximum
78 * Gap = selected gap in mm. by designer
79 * lp_mm, lp_m, ls_m, ls_mm = total pri. and sec. mean length path in mm. and m.
80 * lg_mm and lg_m = gap in mm. and m.
81 * Rp and Rgp, Rs and Rgs = pri. and sec. core and gap reluctance
82 * Rp_total=Rp+Rgp and Rs_total=Rs+Rgs = total pri. and sec. reluctance
83 * Ls=Ls1=Ls2 = calculated sec. inductance in outer leg 1 and 2
84 * DC_Flux_Pri_Max and DC_Flux_Sec_Max = maximum pri. and sec. DC flux
85 * Bdc_p_max and Bdc_s_max = maximum pri. and sec. DC flux density
86 * dFlux_pri and dFlux_sec = flux swing across pri. and sec. winding
87 * dBac_pri and dBac_sec = flux density swing for pri. and sec.
88 * Bac_pri and Bac_sec = AC pri. and sec. flux density
89 * Bpmax and Bemax = maximum pri. and sec. total flux density
90 * DC_Flux_Pri_Sat = calculated DC flux saturation in the center leg
91 * lg_min = minimum gap to protect saturation flux density
92 * NI = calculated maximum ampere-turn
93 * Dcm and J = current density in circular mil/rms_Amp and rms_Amp/mm2
94 * Apri_min = minimum cross-sec. area for pri. winding in circular mil
95 * Asec_min = minimum cross-sec. area for sec. winding in circular mil
96 * Apri_mm2 and Asec_mm2 = cross-sec. area for pri. and sec. winding in mm2
97 * Dpri_mm and Dsec_mm = diameter for pri. and sec. winding in mm.
98 * S_40kHz, S_80kHz, and S_120kHz = skin depth at 40, 80 and 120 kHz
99 * average_skin_depth_mil=(S_40kHz+S_80kHz+S_120kHz)/3 in mil
100 * avg_skin_depth_mm=average_skin_depth_mil in mm; Sav_40kHz=avg_skin_depth_mm

```



```

155 %Select n from figure 1.
156 n=5;
157 Turn_ratio=n
158 %Design maximum off voltage stress (Vsw_max)and select switch
159 Vcs=(Vo-Vdc_normal+1-(1/n))/((1/n)+1)
160 Vsw_max=Vdc_max+(Vcs+Vd)/n
161 %L time compensated for leakage inductance effect with no snubber circuit
162 Vsw_compensated=2*Vsw_max
163
164 %-----Step1-----
165 %-----Step2-----
166 %Define Ton_max T, that the inductor has to store energy in 1 period
167 T=1/f
168 Ton_max=T*((Vo-Vdc_min+2)/(Vo+(n*(Vdc_min-1))+1))
169 Dmax=Ton_max/T
170
171 %-----Step4 and Step5-----
172 %-----
173 %These steps find Toff1, Toff3 equation and select primary inductance
174 %Step4 can find the equation of Toff1 and Toff3 to help step5 design
175 %We could get the value of Toff1 and Toff3 after step5 had finished its process
176 %So step4 can not separate from step5
177 %Find dip_b at boundary between CCM and DCM mode
178 dip_b=((Po_min-(Eff*Vdc_max*Io_min))/(Eff*Vdc_min*Ton_max))*(2*T)
179 %Find minimum primary inductance in CCM mode (Lp_min)
180 Lp_min=((Vdc_min-1)*Ton_max)/dip_b
181 Npc_b=sqrt(Lp_min/(AL_value_per_n2*(1e-6))), Npc0=round(Npc_b)
182 %Select Npc and Nsc by changing Npc0 to even number, so Npc>Npc_b and Nsc>Nsc_b
183 for i=2:2:30
184     if i~=Npc0
185         Npc0=Npc0+0;
186     else
187         Npc=Npc0
188     end
189 end
190 for k=1:2:31
191     if k~=Npc0
192         Npc0=Npc0+0;
193     else
194         Npc=Npc0+1
195     end
196 end
197 Nsc=n*Npc
198 %Select magnetizing (=pri.) inductance on the condition of Lp_selected > Lp_min
199 %Npc > Np_b and Nsc > Ns_b so Lp_selected > Lp_min, for CCM mode
200 Lp_selected=(Npc^2)*(AL_value_per_n2*(1e-6))
201 dip=((Vdc_min-1)*Ton_max)/Lp_selected
202 %Io_min_selected is calculated by dip and Lp_selected
203 Io_min_selected=(dip/((2*T)/Ton_max))/((Vo/(Vdc_min*Eff))-1)
204 Po_min_selected=Vo*Io_min_selected
205 %Find Impeak_max and Impeak_min
206 help_A=(T/(Eff*Vdc_min*Ton_max));
207 help_B=(Po_max+Po_min_selected-(Eff*Vdc_min*Io_max));
208 help_C=Eff*Vdc_max*Io_min_selected;
209 Impeak_max=(help_A*help_B)-help_C
210 Impeak_min=dip
211 %Find Toff1_max and Toff1_min: not include leakage inductances effects
212 Toff1_Full_Load=(2*Io_max*T)/Impeak_max
213 Toff1_Min_Load=(2*Io_min_selected*T)/Impeak_min

```

```

214 -----
215 %-----
216 -----
217 %Find Ipon_max and Ipon_min (maximum and minimum average Ip during Ton)
218 Ipon_max=((Po_max-(Eff*Vdc_min*Io_max))*T)/(Eff*Vdc_min*Ton_max)
219 Ipon_min=dip/2
220 %Find Ip,rms_max and Is,rms_max
221 Ip_rms_max_Ton=Ipon_max*sqrt(Ton_max/T);
222 %Maximum primary and secondary rms current in 1 period
223 Ip_rms_max=sqrt(((Ton_max/T)*(Ipon_max^2))+(0.5*Io_max*Impeak_max))
224 Is_rms_max=Io_max*sqrt(T/(T-Ton_max))
225 %Average primary and secondary current in 1 period
226 help_D=(Ipon_max*(Ton_max/T));
227 help_E=(0.5*Impeak_max*Toffl_Full_Load*(Toffl_Full_Load/T))
228 Ip_av_max=(help_D)+(help_E)
229 Is_av_max=(Io_max*T)/(T-Ton_max)
230 -----
231 %-----
232 -----
233 %Capacitor Selection: Cp, Cc=Cs1=Cs2
234 %Define dVo_max=0.5% of Vo, dVo <= 0.005
235 dVo_max=0.5;
236 ripple_factor=dVo_max/Vo
237 Rmin=Vo/Io_max
238 C_total_min=(Dmax*T)/(Rmin*ripple_factor)
239 dVrr_Cp_max=0.3
240 Cp_min=((65e-6)*Impeak_max)/(dVrr_Cp_max)
241 Cp_selected=2200e-6
242 dVrr_Cs_max=0.2
243 Is_OFF_max=Io_max/(1-Dmax)
244 Cs_min=((65e-6)*Is_OFF_max)/(dVrr_Cs_max)
245 Cs_selected=470e-6
246 Cs1=2*Cs_min, Cs2=Cs1
247 C_total_min=(Cs_min*Cp_min)/(Cs_min+Cp_min)
248 Cs1_selected=2*Cs_selected, Cs2_selected=Cs1_selected
249 C_total_selected=(Cs_selected*Cp_selected)/(Cs_selected+Cp_selected)
250 dVr_selected=(Io_max*Ton_max)/C_total_selected

```



```

358 elseif Asec_min<SWG22
359     Secondary_wire_size='SWG22, diameter=0.7112 mm. sectional area=0.3973 mm^2'
360     Dsec_mm=0.7112, Asec_mm2=0.3973
361 elseif Asec_min<SWG21
362     Secondary_wire_size='SWG21, diameter=0.8128 mm. sectional area=0.5189 mm^2'
363     Dsec_mm=0.8128, Asec_mm2=0.5189
364 elseif Asec_min<SWG20
365     Secondary_wire_size='SWG20, diameter=0.9144 mm. sectional area=0.6576 mm^2'
366     Dsec_mm=0.9144, Asec_mm2=0.6576
367 elseif Asec_min<SWG19
368     Secondary_wire_size='SWG19, diameter=1.0160 mm. sectional area=0.8107 mm^2'
369     Dsec_mm=1.016, Asec_mm2=0.8107
370 elseif Asec_min<SWG18
371     Secondary_wire_size='SWG18, diameter=1.2190 mm. sectional area=1.1670 mm^2'
372     Dsec_mm=1.219, Asec_mm2=1.167
373 elseif Asec_min<SWG17
374     Secondary_wire_size='SWG17, diameter=1.4220 mm. sectional area=1.5890 mm^2'
375     Dsec_mm=1.422, Asec_mm2=1.589
376 else
377     Secondary_wire_size='Very Large (None)'
378 end
379
380 %-----
381 %Skin depth in mil = 2837/sqrt(f), Sav_40kHz is the average skin depth*
382 %For square wave, 3 value of the skin depth (40, 80 and 120 kHz) are averaged *
383 $_40kHz=2837/sqrt(40000); $_80kHz=2837/sqrt(80000); $_120kHz=2837/sqrt(120000);
384 average_skin_depth_mil=($_40kHz+$_80kHz+$_120kHz)/3
385 avg_skin_depth_mm=0.0254*average_skin_depth_mil, Sav_40kHz=avg_skin_depth_mm
386 Double_of_Sav_40kHz=2*Sav_40kHz
387 %Check the effect of the Sav_40kHz: Multiple Wires or Single Wire ??
388 Dpri_per_S_ratio=Dpri_mm/Sav_40kHz, Dsec_per_S_ratio=Dsec_mm/Sav_40kHz
389 if Dpri_per_S_ratio>=7
390     Primary_wire='Multiple wire'
391 else
392     Primary_wire='Single wire'
393 end
394 if Dsec_per_S_ratio>=7
395     Secondary_wire='Multiple wire'
396 else
397     Secondary_wire='Single wire'
398 end
399 %Check for window winding areas*
400 Aw_min=((Apri_mm2*2*Np)+(Asec_mm2*Ns))/Kw
401 if Aw_selected>=Aw_min
402     Aw_min='Enough Winding Window Area'
403 else
404     Aw_min='No Enough Winding Window Area'
405 end
406
407 %-----
408 %Approximated Worst Case Pri. and Sec. Winding Length: pri (lwp_m), Sec (lws_m)-
409 lwp1_mm=Np1*2*(D+2*Dpri_mm+2*BB+C+2*Dpri_mm+2*BB);
410 lwp2_mm=Np2*2*(D+2*Dpri_mm+2*BB+C+2*Dpri_mm+2*BB);
411 lwp_total_mm=lwp1_mm+lwp2_mm; lwp_total_m=0.001*lwp_total_mm;
412 layer1=(Nsl/3)*2*(H+2*Dsec_mm+2*BB+C+2*Dsec_mm+2*BB)
413 layer2=(Nsl/3)*2*(H+4*Dsec_mm+2*BB+0.2+C+4*Dsec_mm+2*BB+0.2)
414 layer3=(Nsl/3)*2*(H+6*Dsec_mm+2*BB+0.4+C+6*Dsec_mm+2*BB+0.4)
415 lws1_mm=layer1+layer2+layer3; lws2_mm=lws1_mm;
416 lws_total_mm=lws1_mm+lws2_mm; lws_total_m=0.001*lws_total_mm;

```


ภาคผนวก ค

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. T. Dumrongkittigule, V. Tarateeraseth, T. Maneenopphon and W. Khan-ngern, “The Analysis of Balanced and Unbalanced Circuits Effect on Conducted Electromagnetic Interference in a Boost Converter,” *International Power Electronics Conference (IPEC-Japan)*, Session S49-5 pp. 1648 – 1654, 2005
2. T. Dumrongkittigule, P. Khamphakdi, W. Khan-ngern and C. Chat-uthai, “The Study of Low Frequency Magnetic Field Shielding Causing by Power Transformer,” *International Conference on Electromagnetic Compatibility (ICEMC-Phuket-Thailand)*, Session 5A-2, 2005
3. T. Dumrongkittigule, V. Tarateeraseth and W. Khan-ngern, “A New Integrated Inductor with Balanced Switching Technique for Common Mode EMI Reduction in High Step-up DC/DC Converter,” *17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Zurich in Singapore)*, Session S49-5 pp. 541 – 544, 2006

The 2005 International Power Electronics Conference

IPEC-Niigata 2005

APRIL 4 - 8, 2005 Toki Messe, Niigata, Japan

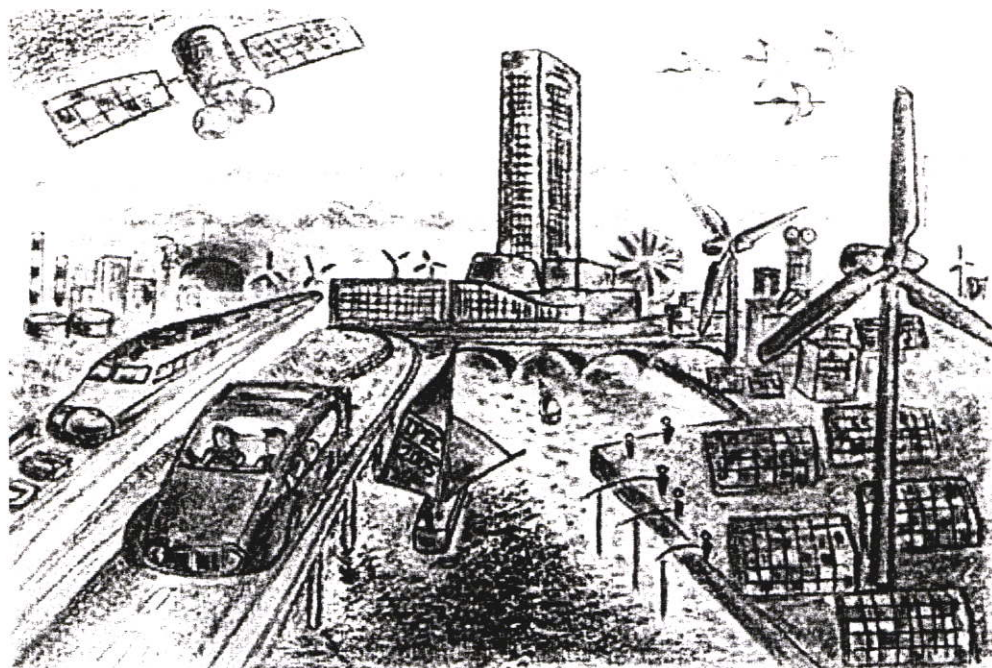


Illustration by Prof. Mikihiko Matsui

The Analysis of Balanced and Unbalanced Circuits Effect on Conducted Electromagnetic Interference in a Boost Converter

T. Dumrongkittigule*

V. Tarateeraseth**

T. Maneenopphon*

W. Khan-ngern*

This paper proposes the analysis of balanced and unbalanced circuits, effect on conducted electromagnetic interference on a boost converter. Balanced circuit method can reduce common-mode conducted EMI efficiently. However, it requires another EMI suppression such as EMI filter to meet the EMC regulations. The analysis is clarified by comparison of balanced and unbalanced circuit with the condition of with EMI filter and without EMI filter. It is shown that the balanced circuit results a better EMI reduction and no any advantage in efficiency of the system comparing with the case of without EMI filter. In contrast, the EMI reduction of balanced circuit is worse when the EMI filter is integrated.

Keywords: balanced circuit, boost converter, EMI filter

1. Introduction

Many of the switching power converters are not properly designed for EMI consideration, so it cannot meet the EMC regulations. One method to reduce EMI in switching power converter is called "Balanced Circuit". (1) This method can reduce EMI by reducing common-mode conducted EMI, which is generated from the drain or collector of an active switch to frame ground via its heat-sink and parasitic capacitance. Most of conventional switching power converters use unbalanced circuit topology, which generate a lot of EMI, especially, common-mode conducted EMI.

This paper proposes the review of the concept of balanced and unbalanced circuit to reduce common mode conducted EMI in a boost converter (section 1) and proposes the analysis of two modes of operation for balanced boost converter, (section 2: theory). The operating condition to test conducted EMI and to test electrical performance is shown in section 3 (experiment). The key issue is the experimental among four cases. The first two cases are balanced and unbalanced circuits integrate with EMI filter as shown in Fig. 1. Other two cases are balanced and unbalanced circuits without EMI filter included in section 3. Then, the experimental results can be seen in section 4, and then the analysis of the experimental results aspect of conducted EMI and electrical performance can be shown in section 5. Finally, the conclusion of this research is proposed in section 6.

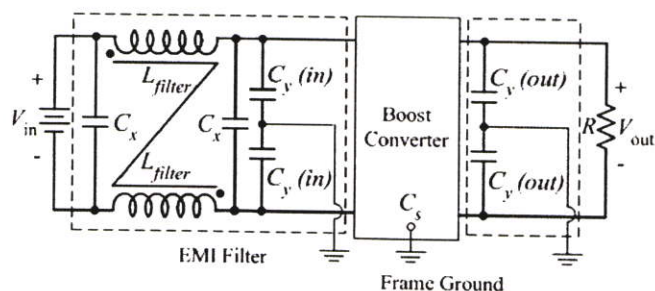


Fig. 1. Balanced and unbalanced boost converter integrated with the EMI filter.

The concept of balanced and unbalanced circuit to reduce conducted EMI in a boost converter by considering unbalanced and balanced boost converter is shown in Fig. 2 (a) and (b) respectively. Conventional boost converters frequently use unbalanced circuit. The drain voltage of the MOSFET comparing with the frame ground changes very rapidly can cause the common-mode current (i_{com}) to flow from the drain of the MOSFET to frame ground via its heat-sink and parasitic capacitance (C_s) between the drain and the frame ground as shown in Fig. 2 (a). On the other hand, in case of balanced circuit as shown in Fig. 2 (b), voltage between the drain and the source of the MOSFET comparing with the frame ground changes simultaneously with opposite polarity in the switching time. These two voltages are the same in magnitude but in an opposite polarity cause the common-mode current (i_{com1}) flows from the drain of the MOSFET to frame ground via its parasitic capacitance (C_{s1}). i_{com2} flows from the source of the MOSFET to the frame ground via (C_{s2}) simultaneously with opposite polarity in the switching time. This feature is different from the case of unbalanced circuit, source voltage comparing with the frame ground which has a few changes. Then, both currents are cancelled by each other, causes the total common-mode current flows in the frame ground reducing.

* Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT), Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, 10520, Thailand. Phone/Fax +662 737-3000 Ext. 3322, E-mail: kkveerac@kmitl.ac.th, tanakanit@yahoo.com

** Faculty of Engineering, Srinakharinwirot University

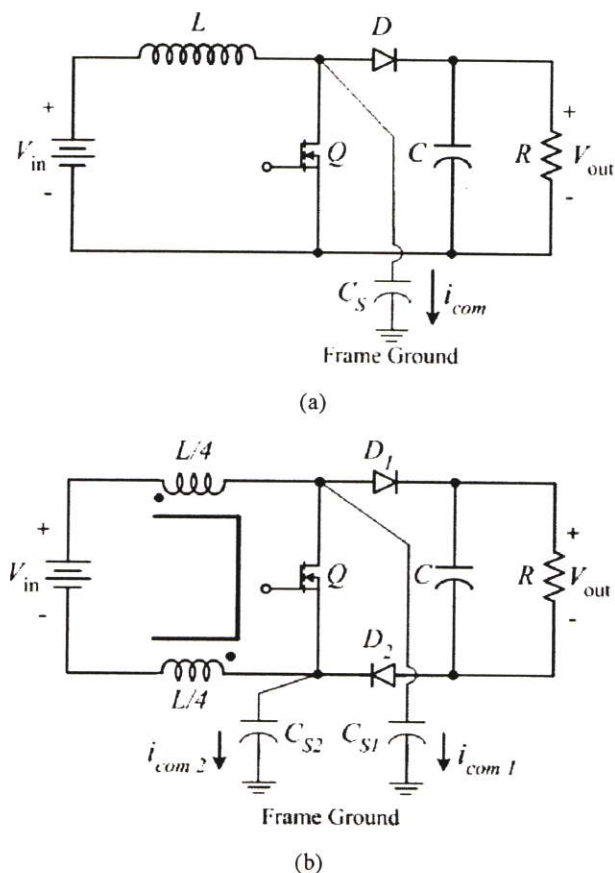


Fig. 2. Concept of balanced circuit converter to reduce conducted EMI (a) unbalanced boost converter (b) balanced boost converter

Although, this is an effective method to reduce common mode conducted EMI, but this method can not suppress or reduce differential mode conducted EMI. So, it requires another way such as EMI filter to meet the EMC regulations. The experimental results and analysis of the features are shown in sections 4 and 5, respectively.

2. Theory

The mode of operation of balanced boost converter is described in this section.

Two Modes of Operation

The analysis is confined to the continuous conduction mode of boost converter (2, 3).

Mode 1: switch Q is on

This mode starts with the switch Q of balanced boost converter, shown in Fig. 2 (b), is on and the equivalent circuit can be shown in Fig. 3 (a). Every component is assumed to be ideal to simplify the analysis. When the switch is on, the inductor is series connected. The dc input voltage (V_{in}) is divided by voltage divider and equally drop on each inductor ($V_{i}/2$). The voltage across of each inductor is equal to $V_{in}/2$. Each inductor is equalled value to $L/4$ by wrapping both coils in the same turns and polarity. In this mode, the current flows in each inductor (i_L) is equal to input current. Both inductors will store energy until the end of this mode. Then, diodes (D_1 and D_2) which are reversed, current flows in both diodes are zero. Finally, load resistor

will be parallel connected with the output capacitor. Then, the load voltage is equal to output capacitor voltage, while the discharge current from capacitor is equal to the load current.

Mode 2: switch Q is off

This mode starts when the switch Q is off, the equivalent circuit can be shown in Fig. 3 (b). In this mode, both inductor voltages ($V_L/2$) are forced by magnetizing current to reverse their polarity and discharge energy to their load. Then, both diodes (D_1 and D_2) will be in the forward bias region when input voltage plus inductor voltage is greater than load voltage. So, input current will flow through the inductor and diode (D_1). This current charges output capacitor and shares current to its load. Finally, load voltage is equal to output capacitor voltage, while the load current is equal to the input current minus the capacitor current till the end of this mode.

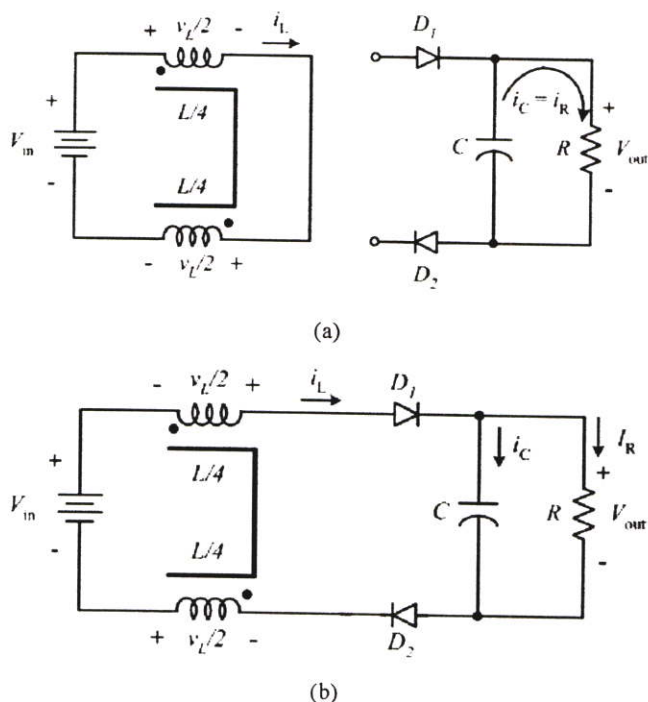


Fig. 3. Two modes of operation of balanced boost converter (a) switch Q is on. (b) switch Q is off.

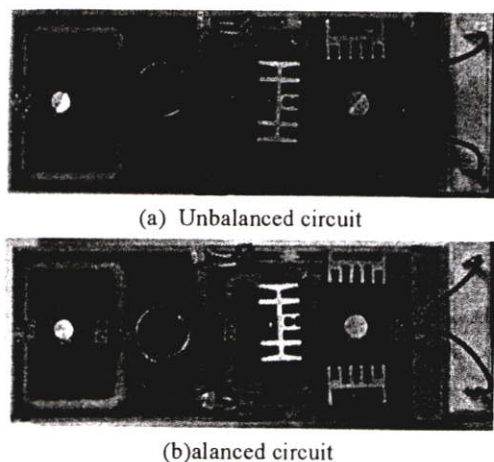
3. Experiment

The contents of the experiment of both balanced and unbalanced circuit in a boost converter composes of 4 cases as shown in table 1. Fig. 4 shows the experimental circuit balanced and unbalanced boost converter. Fig. 5 shows the experimental circuit for conducted EMI testing.

Table 1. Four cases of experimental

Four cases of experiment	Conditions
1	Unbalanced Circuit without EMI Filter
2	Balanced Circuit without EMI Filter
3	Unbalanced Circuit with EMI Filter
4	Balanced Circuit with EMI Filter

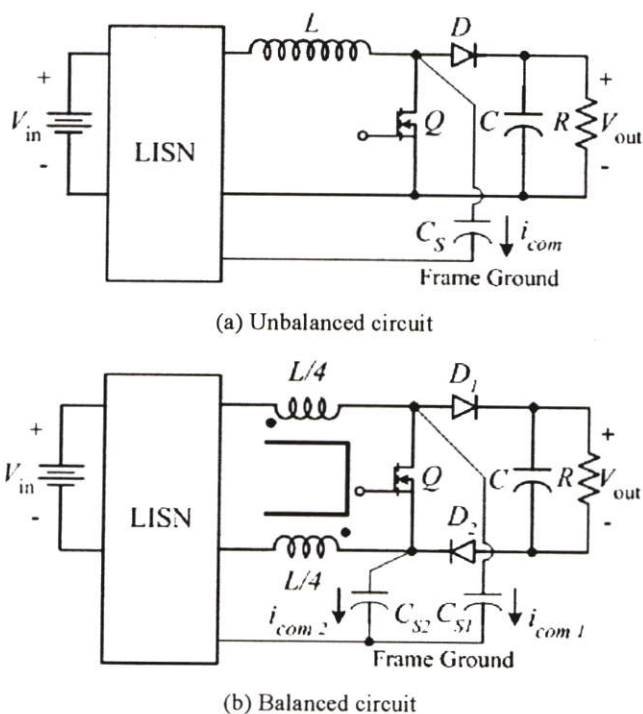
The EMI filters are shown in Fig. 1. All parameters are as follows: $L_{filter} = 6 \text{ mH}$, $C_x = 470 \text{ uF}$, $C_y (in) = C_y (out) = 2,200 \text{ pF}$.



(a) Unbalanced circuit

(b) balanced circuit

Fig. 4. The experimental circuit of balanced and unbalanced boost converters.



(a) Unbalanced circuit

(b) Balanced circuit

Fig. 5. The experimental EMI test set up

The opened loop operating conditions of boost converter are as follows:

* Operating condition 1 is to test the conducted EMI as shown in Fig. 5: $V_{in} = 15 \text{ V}$, $V_{out} = 30 \text{ V}$, $f_s = 100 \text{ kHz}$, $D \approx 52 \%$, $R_{Load} = 100 \text{ } \Omega$, $L = 400 \text{ } \mu\text{H}$.

** Operating condition 2 is to test the electrical performance, power efficiency and ripple output voltage as shown in table 2: $P_{in} = 9.0 \text{ W}$, $f_s = 100 \text{ kHz}$, $D = 50 \%$. Other parameters are the same as in operating condition 1.

4. Experimental Results

The experimental results of operating condition 1 (*) (EMI) and 2 (**): electrical performance in section 3 are summarized in table 2. The efficiencies and ripple output

voltages in the table are calculated by $(P_o/P_{in}) \times 100$ and $(\Delta V_o/V_o) \times 100$ respectively. The significant waveforms in Fig. 7-10 are measured in operating condition 1 (*) for the analysis of the balanced circuit technique. All figures show the balanced circuit compare to that of the unbalanced circuit without the EMI filter. Fig. 6 shows the drain (V_{D-GND}) and the source (V_{S-GND}) voltages to ground. These two voltages simultaneously change with the same magnitude with opposite polarity in the case of balanced circuit as shown in Fig. 6 (b). The common mode currents flow from the drain and the source of the MOSFET to the frame ground can be seen in Fig. 7. These two currents are cancelled by each other for the balanced circuit, causes the total common-mode current flows in the frame ground is much reduced shown in Fig. 8. Fig. 9 shows the frequency domain of the drain and source currents to the frame ground in frequency range 0-25 MHz. And also, Fig. 10 shows the frequency domain of the total common mode currents in the same frequency ranges.

Table 2. Summary of the experimental results

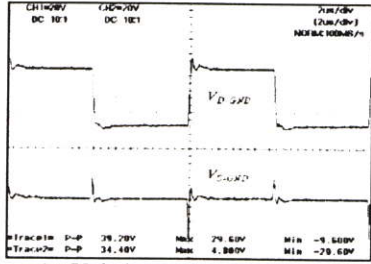
Issues	Balanced circuit		Unbalanced circuit	
	(1) With EMI filter	(2) Without EMI filter	(3) With EMI filter	(4) Without EMI filter
* Conducted EMI	Case (1) is worse than (3) in low freq. (150 kHz. -2 MHz.)	Case (2) is better than (4) in high freq. 2-30 MHz. but in low freq. is the same as case (4)	Case (3) is the best in low freq. (150 kHz. -2 MHz.) but in high freq. (2-30 MHz.) is the same as case (1).	Case (4) is the worst in almost all freq. except in freq. 1-2 MHz.
** Efficiency	89.248 %	90.301 %	90.456 %	89.168 %
** Ripple output voltage	0.161 %	0.171 %	0.156 %	0.168 %

Note: The operating condition is described in section 3

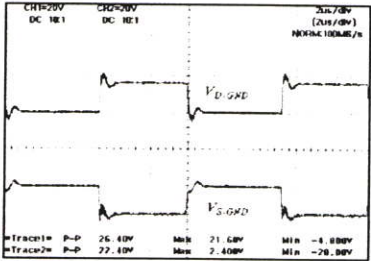
* operating condition 1

** operating condition 2

The frequency domain of the drain and source currents to ground in the case of balanced circuit in Fig. 9 (b) and (c) are almost the same amplitude in all frequency ranges. This is to confirm the common mode current cancellation in all frequencies (0-25 MHz) of balanced circuit technique. In addition, the frequency domain of the common mode currents which flow in the frame ground for the balanced circuit in Fig. 10 (b) is less amplitude than the case of unbalanced circuit in almost all frequencies range exception of the range about 9-10 MHz. This phenomena is occurred due to the self resonance frequencies of two inductor components in balanced circuit case at 9.075 MHz and 9.679 MHz, measured by impedance analyzer.

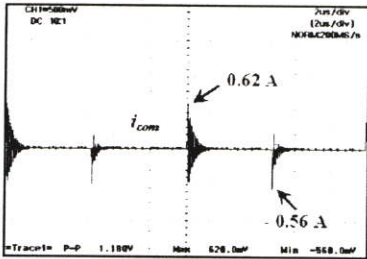


(a) Unbalanced boost without filter

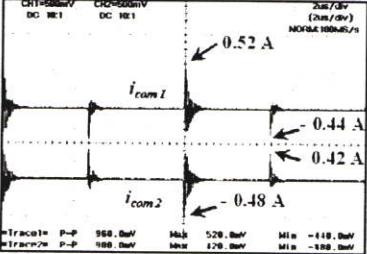


(b) Balanced boost without filter

Fig. 6. The drain-source voltage of the MOSFET comparing with the frame ground voltage

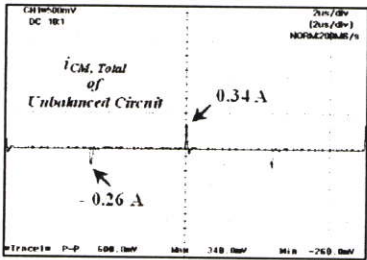


(a) Unbalanced boost without filter

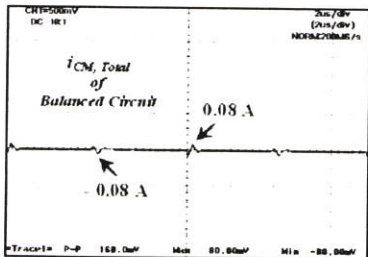


(b) Balanced boost without filter

Fig. 7. The common-mode currents flow from the drain and the source of the MOSFET to frame ground

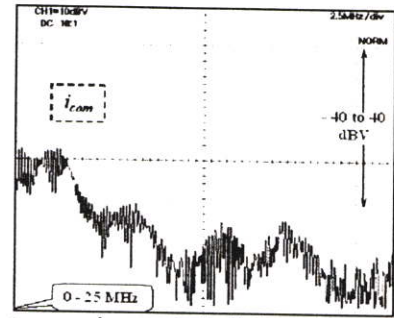


(a) Unbalanced boost without filter

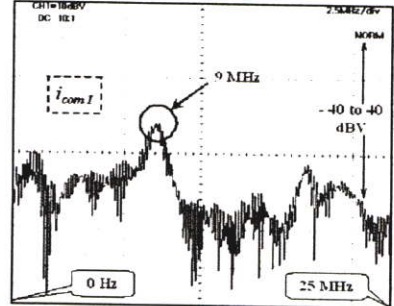


(b) Balanced boost without filter

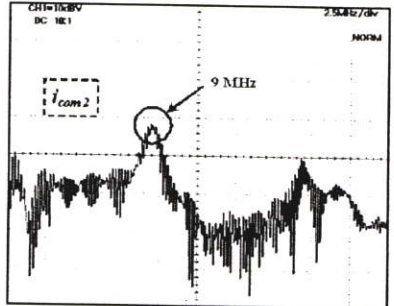
Fig. 8. Common-mode current flows in the frame ground



(a) Drain to ground current of unbalanced boost without filter

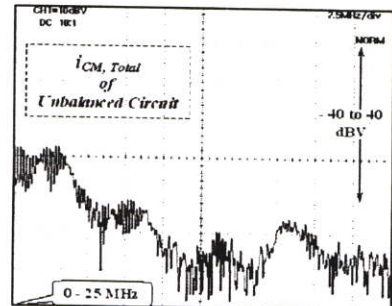


(b) Drain to ground current of balanced boost without filter

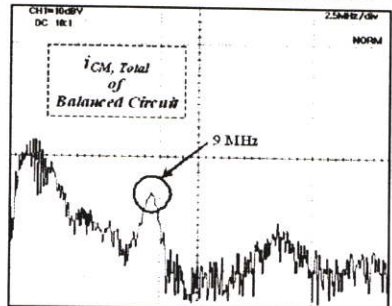


(c) Source to ground current of balanced boost without filter

Fig. 9. The frequency domain of Fig. 7 (The common-mode currents flow from the drain and the source of the MOSFET to frame ground.)

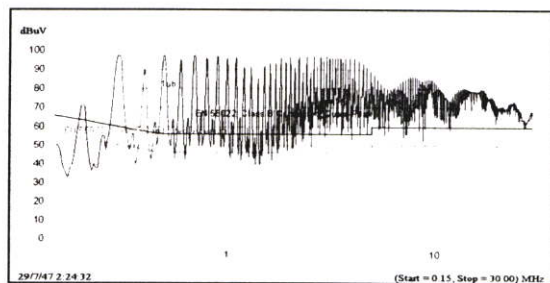


(a) Common-mode current of unbalanced boost without filter

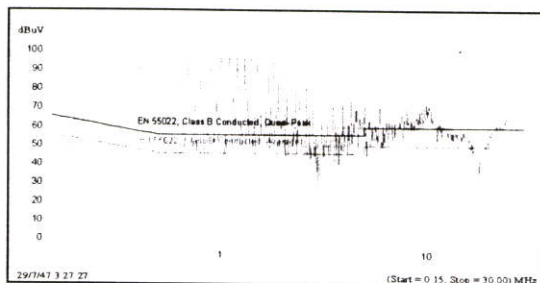


(b) Common-mode current of balanced boost without filter

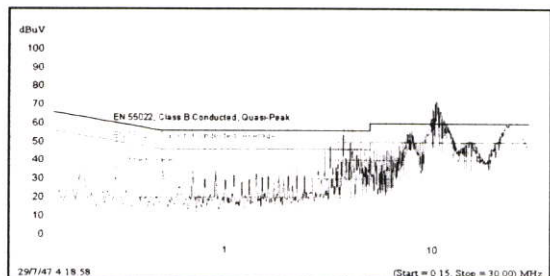
Fig. 10. The frequency domain of Fig. 8 (The common-mode current flows in the frame ground.)



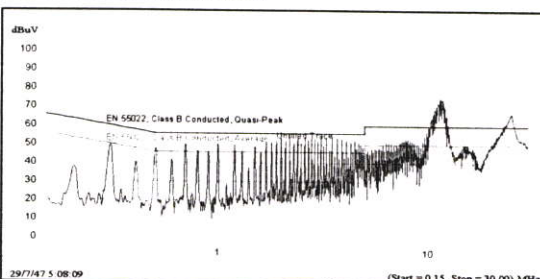
(a) Unbalanced boost without filter



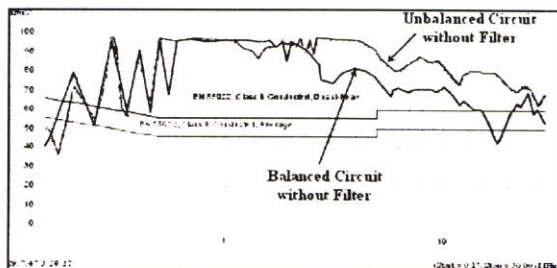
(b) Balanced boost without filter



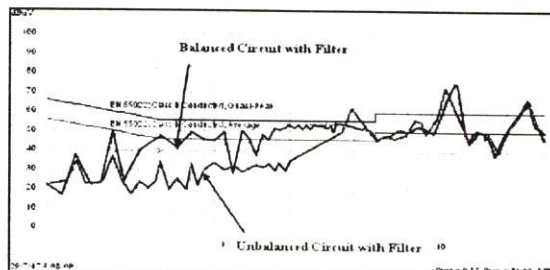
(c) Unbalanced boost with filter



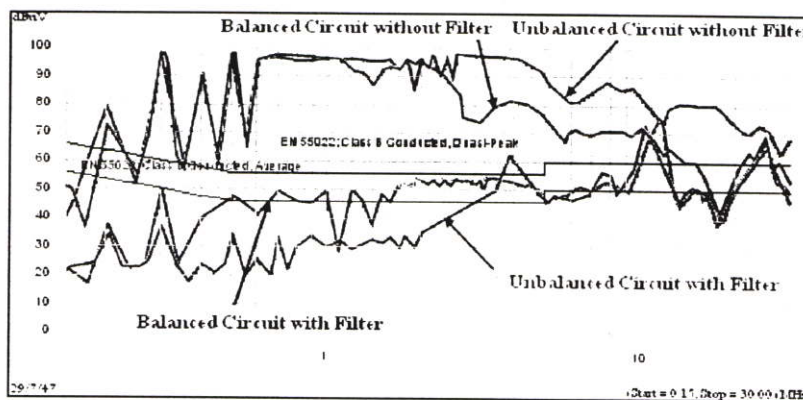
(d) Balanced boost with filter



(e) The comparison of balanced and unbalanced boost without filter



(f) The comparison of balanced and unbalanced boost with filter



(g) The comparison of all cases of experiment

Fig. 11. The experimental results of total conducted EMI

Then, the experimental results of conducted EMI testing in operating condition 1 (*) shown in Fig. 11 (a)–(d) are the total conducted EMI (DM and CM mode) of four cases of the experiment. The results are plotted by peak detector in Fig. 11 (e)–(g) for comparing the total conducted EMI between balanced and unbalanced circuit with the case of with and without EMI filter. Fig. 11 (e) shows the advantage of EMI reduction of balanced circuit over of that unbalanced circuit about 20 dB during 2-20 MHz. Fig. 11 (f) shows a very interesting results with integrated EMI filter, where unbalanced circuit results a better EMI in low frequency range (300 kHz - 3 MHz) while the peak of both circuits are mostly the same. Fig. 11 (g) shows all cases of

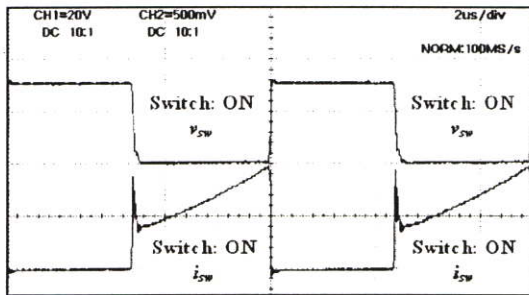
the EMI experiments. The analysis of these interesting results will be analyzed in the next section.

5. Analysis

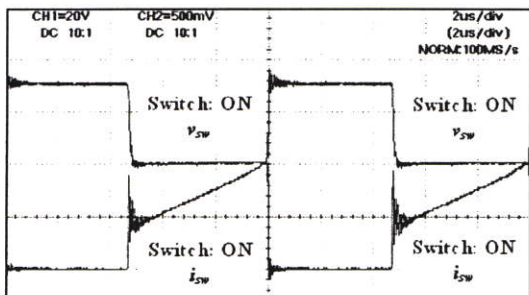
The contents of analysis are composed of two parts. The first part is the analysis of electrical performance and the second part focusing on the conducted EMI.

The first part begins with considering the experimental results in table 2, which are no significant difference in efficiency and ripple output voltage for all conditions. This is described by considering two modes of operation of balanced circuit in section 2. It operates in continuous

conduction mode (CCM). It is revealed that balanced boost converter differs from unbalanced boost converter on the inductor part and the diode as shown in Fig. 2. In case of inductor part, it is the same in the total inductance between balanced and unbalanced circuit because each inductor in the case of balanced circuit is equalled value ($L/4$) by wrapping both coils in the same turns and polarity which yields the total inductance to be L (4). Moreover, one added diode is added to yield balanced switching condition, but it is the same in functionality of diode in a boost converter. The analysis is confirmed by considering Fig. 12 which shows the instantaneous voltage (v_{sw}) and current (i_{sw}) of the switch. It shows that they are almost the same. The current i_{sw} , when the switch is on, is ramped up linearly by magnetizing inductance effect of both balanced and unbalanced inductors.



(a) Unbalanced boost without filter



(b) Balanced boost without filter

Fig. 12. Instantaneous voltage (v_{sw}) and current (i_{sw}) of the switch

The second part, the analysis of conducted EMI begins with considering the summations of the experimental results in table 2. The result shows the worse EMI reduction of balanced circuit comparing to of that unbalanced circuit integrated with EMI filter in the low frequency range (300 kHz - 3 MHz). The phenomenon is described by considering Fig. 13 (a)-(f). They are tested in the operating condition 1 (*) and plotted by peak-development. The patterns of comparison are shown in table 3.

Figs. 13 (a) - (f) show the experimental results of total conducted EMI for the six cases of the comparison. Some interesting results are shown and discussed as follow:

- Fig. 13 (a) for case (1), it is found that when all EMI filter components are integrated, unbalanced circuit results a better EMI reduction in low frequency range (300 kHz - 3 MHz).

Table 3. Patterns of comparison

Six cases of comparison		Condition of EMI Filter Components	
		Balanced Circuit	Unbalanced Circuit
(1)	Fig. 13 (a)	All EMI filter components	All EMI filter components
(2)	Fig. 13 (b)	EMI filter without $Cy(in)$ and $Cy(out)$	EMI filter without $Cy(in)$ and $Cy(out)$
(3)	Fig. 13 (c)	EMI filter without $Cy(in)$	EMI filter without $Cy(in)$
(4)	Fig. 13 (d)	EMI filter without $Cy(out)$	EMI filter without $Cy(out)$
(5)	Fig. 13 (e)	Case 1 comparing to Case 2	-
(6)	Fig. 13 (f)	-	Case 1 comparing to Case 2

Note: The position of $Cy(in)$, $Cy(out)$ and other EMI filter components are shown in Fig. 1, their values in section 3.

- Fig. 13 (b) for case (2), when the EMI filter is composed of Cx and L_{filter} but without $Cy(in)$ and $Cy(out)$, the EMI reduction of balanced circuit result a better EMI in almost all frequencies range.

- Fig. 13 (c) for case (3), the effect of $Cy(out)$ is no significant difference in the EMI reduction of both balanced and unbalanced circuit in almost all frequencies range when the EMI filter without $Cy(in)$ is integrated.

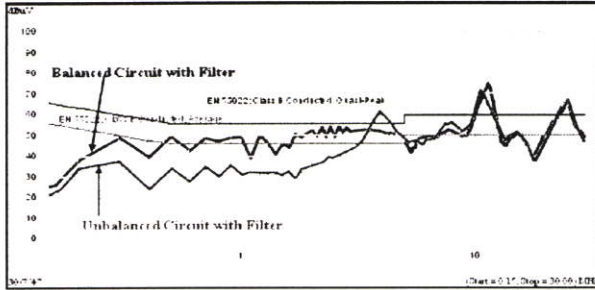
- Fig. 13 (d) for case (4), the effect of $Cy(in)$ in the case of unbalanced circuit results a better EMI reduction in the frequency range (300 kHz - 4 MHz) comparing to of that balanced circuit when the EMI filter without $Cy(out)$ is integrated.

- Fig. 13 (e) for case (5), this figure shows the effect of $Cy(in)$ and $Cy(out)$ in the case of balanced circuit. The EMI reduction is significantly reduced in low frequency range (200 kHz - 2 MHz) when these components are integrated with the EMI filter of balanced circuit comparing to of that the case of without these components.

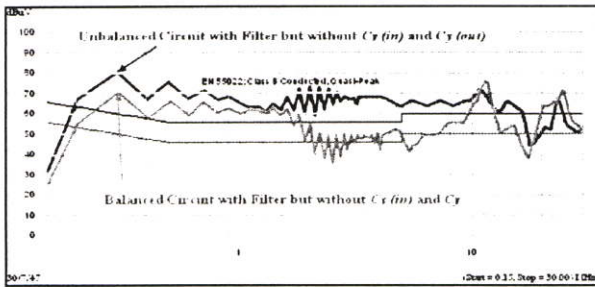
- Fig. 13 (f) for case (6), this figure shows the effect of $Cy(in)$ and $Cy(out)$ in the case of unbalanced circuit. The EMI reduction is significantly reduced in the frequency range (200 kHz - 10 MHz) when these components are integrated with the EMI filter of unbalanced circuit comparing to of that the case of without these EMI filter components.

Finally, the results in Fig. 13 (e) and (f) for case (5) and (6) show the great effect of C_y (*in*) and C_y (*out*). In the case of unbalanced circuit the effect of these components can significantly reduce the EMI than the case of balanced circuit especially in low frequency range (300 kHz - 3 MHz).

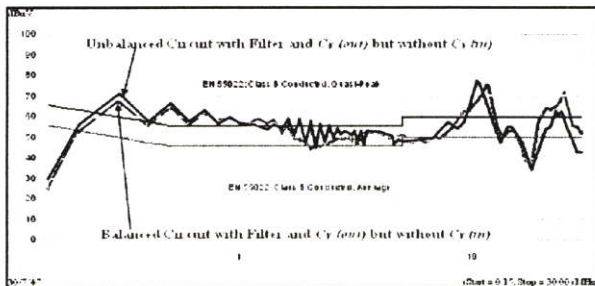
Therefore, this is the reason why balanced switching technique requires the optimization design of EMI filter especially C_y (*in*) to yield the best EMI reduction result.



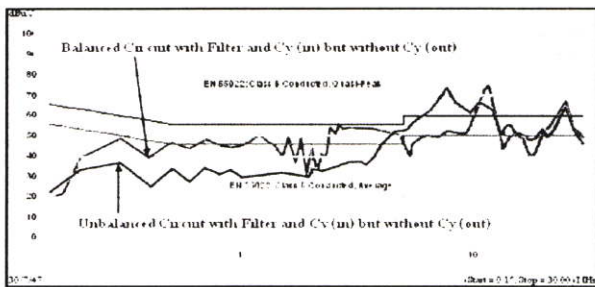
(a) Balanced circuit with filter comparing with unbalanced circuit



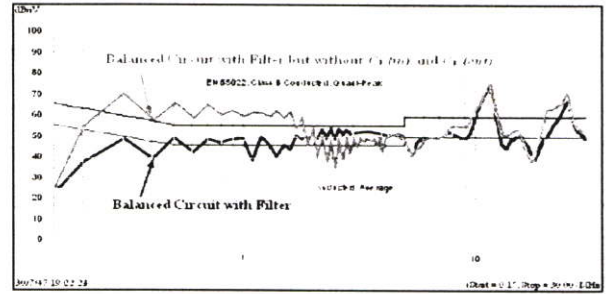
(b) Balanced circuit with filter but without C_y (*in*) and C_y (*out*) comparing with unbalanced



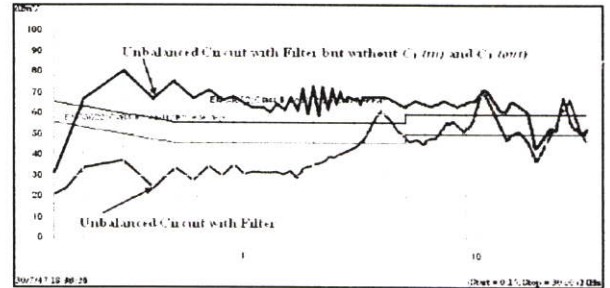
(c) Balanced circuit with filter and C_y (*out*) but without C_y (*in*) comparing with unbalanced



(d) Balanced circuit with filter and C_y (*in*) but without C_y (*out*) comparing with unbalanced



(e) Balanced circuit with filter comparing with balanced circuit with filter but without C_y (*in*) and C_y (*out*)



(f) Unbalanced circuit with filter comparing with unbalanced circuit with filter but without C_y (*in*) and C_y (*out*)

Fig. 13. The effect of C_y (*in*) and C_y (*out*) of EMI filter when used with balanced and unbalanced boost converter (total conducted EMI results of case (1) – (6) in table 3)

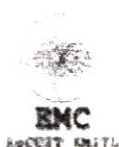
6. Conclusion

EMI reduction in boost converter between balanced circuit and unbalanced circuit is investigated under with and without EMI filter. Balanced circuit without EMI filter results a better EMI reduction and the same efficiency of the system comparing to of that unbalanced circuit. In contrast with integration of EMI filter, it shows that the unbalanced circuit results a better EMI reduction especially in the low frequency range (300 kHz - 2 MHz) because the great effect of C_y (*in*) of the EMI filter in case of the unbalanced circuit can significantly reduce the EMI than that balanced circuit.

Therefore, balanced switching technique requires the optimization design of EMI filter, especially C_y (*in*). Trade off between balanced circuit technique and EMI filter and also the optimization design to yield the best result can be the further work of this research, focusing on self resonant frequency of all components.

References

- (1) M. Shoyama, G. Li, T. Ninomiya: "Balanced Switching Converter to Reduce Common-Mode Conducted Noise" Industrial Electronics, IEEE Transaction on, Vol. 50, No. 6, pp. 1095-1099, December 2003.
- (2) N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Robbins, Power Electronics Converters, Applications and Design. Second Edition, John Wiley & Sons: Singapore, Inc. 1995.
- (3) Abraham I. Pressman "Switching Power Supply Design" Second Edition, The McGraw-Hill Companies, Inc. 1998
- (4) John C. Fluke, Sr. "Controlling Conducted Emissions by Design" Van Nostrand Reinhold, New York 1991.



2005
International
Conference on
Electromagnetic
Compatibility
Phuket, Thailand

Proceeding

July 27-29, 2005
Kata Beach Resort,
Phuket, Thailand



IEEE THAILAND CHAPTER



The Study of Low Frequency Magnetic Field Shielding Causing by Power Transformer

T. Dumrongkittigule*, P. Khamphakdi*, W. Khan-ngern* and C. Chat-uthai**

* Research Center for Communications and Information Technology, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, 10520, Thailand.

Phone +66-2737-3000 Ext. 3322, E-mail: kkveerac@kmitl.ac.th

** Department of Electrical Engineering, KMITL, Bangkok, 10520, Thailand

Abstract

This paper proposes the study of low frequency magnetic shielding in 1 kVA power transformer. Three kinds of materials are selected to be the magnetic shielding material. One plate and two plates shielding and also the effect of grain orientation of the metals are the main points to study in this paper. The metals which have good magnetic shielding properties will be selected to make a shielding box. Shielding effectiveness (SE) of this box is shown in this paper.

Keywords: magnetic shielding, shielding material, shielding effectiveness (SE)

1. Introduction

Many of the power transformers and transmission lines are the source of radiated emission especially in high power level. The effect of this emission can cause the unusual working in other devices, equipments and system such as the vibration of the screen on computer monitor from magnetic field, this condition may be occur in the small area plants which their electrical room closed to the office. This paper proposed the study of the reduction of the radiated emission from low frequency power transformer by magnetic shielding. In the next section, the review of magnetic shielding theory is presented. Then, the patterns of this experimental are described. Next, the experimental results are presented. Finally, the conclusion of this work is presented.

2. The Review of Magnetic Shielding Theory [1]

This section shows importance theory about magnetic shielding. All equations in this section are derived in Donald R. J. White's book in [1]

Field Theory

Time varying electric and magnetic field will be happened when the conductor conducts the ac current. The well-known mathematical forms of the time varying electric and magnetic field as shown in equation (1) are Maxwell's equations.

$$E_{\theta} = \frac{Z_o I D \pi \sin \theta}{\lambda^2} \left[-\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 \cos \varphi - \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \sin \varphi + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right) \cos \varphi \right]$$

$$E_r = \frac{2Z_o I D \pi \cos \theta}{\lambda^2} \left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 \cos \varphi + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \sin \varphi \right]$$

$$H_{\phi} = \frac{I D \pi \sin \theta}{\lambda^2} \left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \sin \varphi + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right) \cos \varphi \right] \quad (1)$$

In equation (1), this conductor is the short-wire conductor. (Conductor length (D) is shorter than wavelength (λ): $D \ll \lambda$). Other parameters as shown in this paper are defined as follow:

Z_o = free-space impedance ($Z_o = 377\Omega$)

I = current in short wire

λ = wavelength

θ = zenith angle to radial distance r

r = distance from short wire to measuring point

$\varphi = 2\pi r / \lambda - \omega t$

ω = radial frequency = $2\pi f$

t = time = $1/f$

$c = 1/\sqrt{\mu\epsilon} = 3 \times 10^8$ m/sec

H = magnetic field

E = electric field

Z_w = wave Impedance

Z_m = metal Impedance

δ = skin depth

μ = permeability

ϵ = permittivity

σ = conductivity

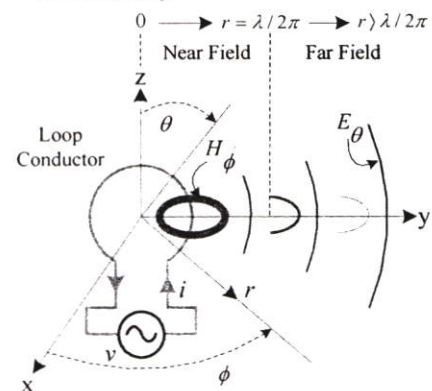


Fig. 1 Electric and magnetic field from loop current

2.1.1 Near Field and Far Field

The boundary of near field and far field are defined by distanced from short wire to measuring point (r). If $r \ll \lambda/2\pi$, electromagnetic (EM) field will be "Near Field" and if $r \gg \lambda/2\pi$, the EM field will be "Far Field".

In this study, the longest measuring point is 50 cm. The value of $\lambda/2\pi$ is equaled to $c/2\pi f$ (f is the frequency of the current and voltage of the power transformer: 50Hz.). So, the value of $\lambda/2\pi$ is equaled to $3 \times 10^8 / (2 \times \pi \times 50) \approx 9.55 \times 10^5$ m., it shows that the longest measuring point is shorter than $\lambda/2\pi$. Therefore, all the fields in this study are in the near field. These fields are generated from loop current of the power transformer. So, they will be considered as "Magnetic Field". The magnitude and radiated direction of these fields are shown in (1) and Fig. 1. (It is in the spherical coordinate system [2]) In contrast, the electric field in the near field

due to the loop current is small effect. Therefore, this study will be focusing on magnetic shielding.

2.1.2 Wave Impedance (Z_w)

Wave impedance is the impedance of the wave which has been propagating in the space. In case of magnetic field in the near field, wave impedance is as follow:

$$Z_w = \left(\frac{2\pi r}{\lambda} \right) \times Z_0 \quad \Omega \quad (2)$$

2.1.3 Skin Depth (δ)

Skin depth is defined as the distance from the surface of the metal where the current density has fallen to 1/e or 37 percent of its value at the surface. The relationship between material properties and skin depth of the shielding metal is as follow:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (3)$$

2.1.4 Metal Impedance (Z_m)

Metal impedance is the impedance of the metal which will be used to shield the magnetic field. The value of metal impedance is depended on material properties. The relationship between material properties and metal impedance are as follow:

$$Z_m = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \approx \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} \quad (\Omega) \text{ for metal } \sigma \gg \omega\epsilon \quad (4)$$

Wave and metal impedance are the importance variables to determine the shielding effectiveness (SE), SE will be discussed in the next item.

2.2 Magnetic Shielding Effectiveness (SE)

The SE can be defined as the ratio of powers at the receptor without the barrier and with barrier [3]. In this study, the SE of the magnetic field is as follow:

$$\text{H-field SE (dB)} = 20 \log_{10} \left(\frac{H_b}{H_a} \right) \quad (5)$$

According to (5), suffix *b* represents the quantities before shielding or the quantities at the receptor without shielding barrier. In addition to, suffix *a* represents the quantities after shielding or the quantities at the receptor with shielding barrier. SE will show the capability of the shielding material, if SE1 (metal 1) is higher than SE2 (metal 2), it implies that metal 1 is better than metal 2 for magnetic shielding. SE can be written to three terms in the mathematical form due to the properties of wave propagation in the shielding material as mention further.

The mechanism of electromagnetic (EM) shielding (only magnetic shielding in this study) can be described by three losses. First, The EM wave (incident wave) is propagating in the air to encounter the metal. Some is reflected as shown in Fig 2. So, it is attenuated by reflection, called "Reflection Loss". Second, after the first reflection, the attenuated wave will propagate from air to metal at the left border. Then, it propagates through the metal to the right border. Some is absorbed in the metal, called "Absorption Loss", this loss is depended on the thickness and permeability of the metal.

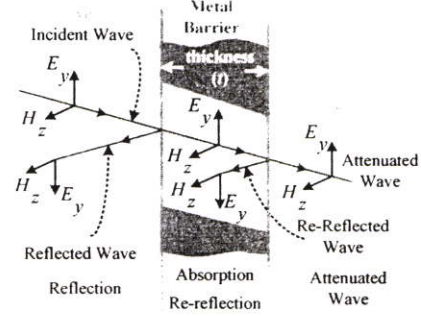


Fig. 2 Wave propagation through shielding material

Third, the EM wave inside the metal (after reflection and absorption) will encounter the metal at the right border. Some is reflected at this point or internal reflected, the EM wave is attenuated by internal reflection is called "Re-Reflection Loss". The incident wave is much reduced by these losses. The mathematical form of SE related to these losses can be written as follow:

$$SE(\text{dB}) = A_{dB} + R_{dB} + RR_{dB} \quad (5)$$

$$A_{dB} = 131.4 t_{mm} \sqrt{f M H z \mu_r \sigma_r} \quad (6)$$

$$R_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{(1+k)^2}{4k} \right| \quad (7)$$

$$RR_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 - \left(\frac{k-1}{k+1} \right)^2 e^{-0.23 A_{dB}} (1+j) \right| \quad (8)$$

Where, A_{dB} , R_{dB} and RR_{dB} are absorption, reflection and re-reflection losses for metal $\sigma \gg \omega\epsilon$, μ_r and σ_r represent the relative permeability and relative conductivity of the shielding material, k is the importance parameter. The value of k is defined as the ratio of wave and metal impedance ($k = Z_w / Z_m$: wave move from air to metal). So, this is the reason why wave and metal impedance are importance to determine the value of SE as mention above in section 2.1.4. Parameter k in this study is used to shield the low frequency magnetic field. The value is as follow:

$$k = r \sqrt{2\pi f \sigma \mu_0 / \mu_r} \quad (9)$$

The value of SE in theory can be found by replacing all the equations (6) to (9) in (5)

3. Experiments & Trend of SE in Theory

The experimental model of this study is composed of three parts as shown in Fig. 3.

First part is the source of radiated emission. This is the low frequency magnetic field from single phase power transformer (1 kVA, 220 V, 50 Hz, turn ratio 1:1). The experimental circuit is a power transformer which generates voltage to lighting load, 600 W. Second part is the victim of radiated emission. This is a computer monitor which is set at the measuring point A in Fig. 3. Point A is the position that the computer monitor starts to vibration and the magnetic field equaled to 10 mG before shielding. Third part is the way to reduce the radiated emission. This is the shielding metal.

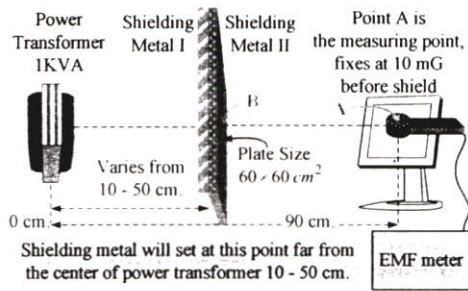
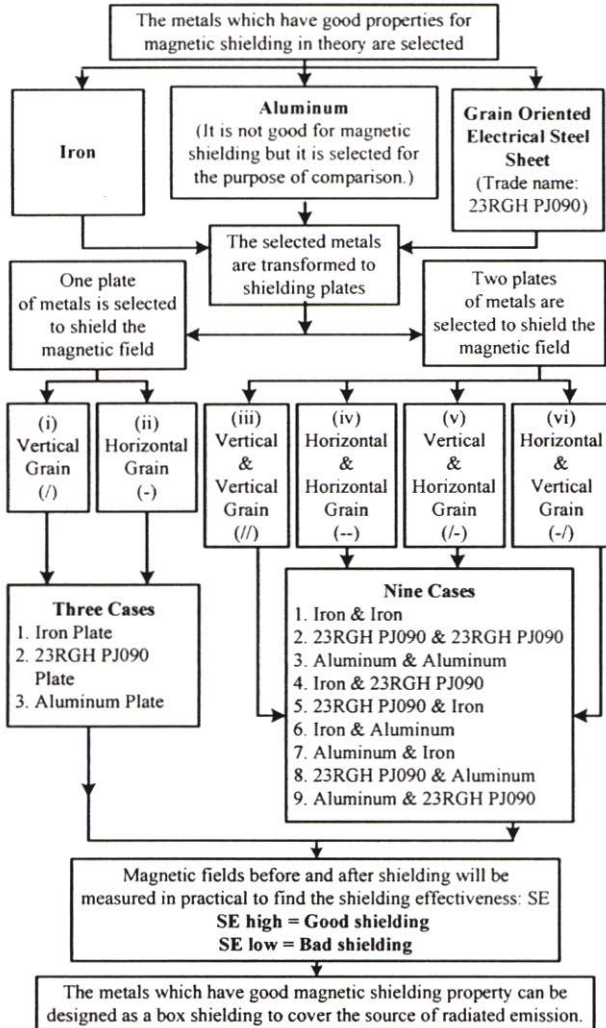


Fig. 3 Experimental model of this study



Note: Iron and Aluminum are non oriented material and we can not see their grain line but we assume one side of plate for vertical grain and other side for horizontal grain as shown in Fig. 5

Fig. 4 Flow chart to show experimental process

The experimental processes are described shortly corresponding to the flow chart in Fig. 4. The materials which have good magnetic shielding properties will be selected. so, we selected grain oriented electrical steel sheet (trade name: 23RGH PJ090) [4] and iron due to their high relative permeability (μ_r) which is good property for low frequency magnetic shielding because the absorption loss will high corresponding to (6). In addition, the reflection loss will high if the value of μ_r is high because the R_{dB} term is depended on the parameter k which is low when

μ_r is high as expressed in (9). Then, because of μ_r is very high for magnetic materials. So $k \ll 1$, and then, the R_{dB} term will high when k is very low ($k \ll 1$) according to (7) and (9). However, if a magnetic material also has a high value of relative conductivity (σ_r), the parameter k may be not low such as k is equaled to 1, R_{dB} will be 0 dB. Next, reflection loss (RR_{dB}) is depended on k and A_{dB} for magnetic material. However, If k is much greater than 1 ($k \gg 1$), RR_{dB} will only depend on A_{dB} . It may be a bit misleading to calculate R_{dB} and RR_{dB} separately [1]. We calculate them separately for explanation. However the total reflection is the summation of R_{dB} and RR_{dB} .

In this study, we also selected the non magnetic material (aluminum) for the purpose of comparison and to study of the magnetic shielding property when the non magnetic and magnetic materials are joint overlap with each other. Then, we cut the metals to the square plates 60 cm. \times 60 cm. The thickness of these plates is as follow: grain oriented electrical steel sheet = 0.23 mm. iron = 0.5 mm. and aluminum = 0.5 mm.

3.1 Approximate Trend of SE in Theory

In this study, we measure the H -field at the point A in Fig. 3 which is the point of the victim but we must measure the H -field at the point B for calculation in (5) to (8) of one plate shielding. So, we only use the calculation results to describe the trend of SE at the same point for any metal. In this calculation, the material properties (μ_r and σ_r) for 23RGH PJ090 are from its specification and reference [5] for 3% silicon content in the grain oriented silicon iron alloy. So we use the maximum value of μ_r for grain oriented electrical steel sheet at 40,000. In addition, μ_r of pure iron and aluminum are 4,000 and 1 respectively [2]. Other parameters and the calculation results are in table 1.

Table 1 Calculation of Losses and SE in Theory*

Materials	Parameters			Calculation Results (dB)			
	μ_r	σ_r	k	A_{dB}	R_{dB}	RR_{dB}	SE
Grain Oriented Electrical Steel	40,000	0.037	0.058	8.22	13.64	0.372	22.23
Iron	4,000	0.178	0.432	11.6	1.49	0.084	13.20
Aluminum	1	0.66	49.17	0.38	22.1	-15.18	7.34

* Shielding distance (r) at 40 cm. Thickness (mm.) are 0.23, 0.5 and 0.5 for grain oriented electrical steel, iron and aluminum respectively.

The calculation results show that grain oriented electrical steel sheet at high permeability is the best for one plate low frequency magnetic shielding. The second is iron and the last for aluminum.

3.2 Experimental Test Set Up

We set the experimental model as shown in Fig. 3, then we measured the magnetic field by EMF meter (EMF = 827, 50-60 Hz. three wide ranges: 200 mG, 2,000 mG and 20,000 mG). And then, we move out the computer monitor and set the EMF meter at the point A (The point that computer monitor starts to vibration or H - field = 10 mG before shielding). Next, we measured H - field at point A after shielding by the shielding plates and find the SE from (5). The shielding plates are composed of six types of grain orientation corresponding to the flow chart (i-vi). The vertical grain (/) and horizontal grain (-) are defined as the direction of grain orientation of the metal and also the

symbol (//), (--), (/) and (-/) in this paper represent the grain orientation of shielding metal 1 and 2 respectively as shown in Fig. 3, Fig. 4 (flow chart and note) and Fig. 5.

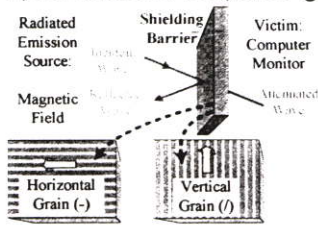


Fig. 5 Grain orientation of the shielding materials

Finally, we bring the good shielding materials to construct the shielding box as shown in Fig. 6 and Fig.7. The experimental results are shown in the next section.

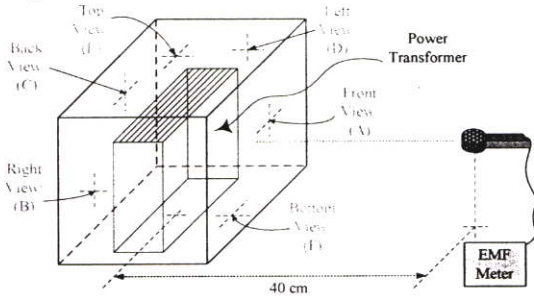


Fig. 6 Shielding Box is composed of six sides

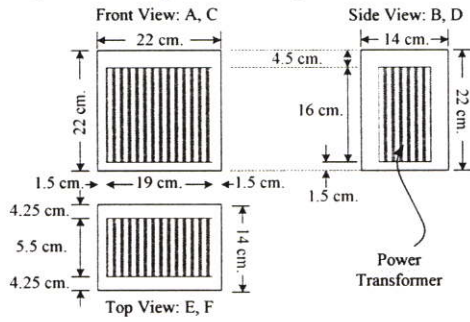


Fig. 7 Sizes of the shielding box in cm.

4. Experimental Results

The results are the magnetic fields (mG) measured at the point A in Fig. 3. All the results are shown in Appendix A. In this section, we show the SE in dB. The results and analysis are as follow:

* Iron / and others represent materials and grain of one plate shielding as explained in section 3: experiment.

** // G & I and others represent materials and grain of two plates shielding as explained in section 3: experiment. (G = grain oriented electrical steel (23RGH PJ090), I = iron and A = aluminum)

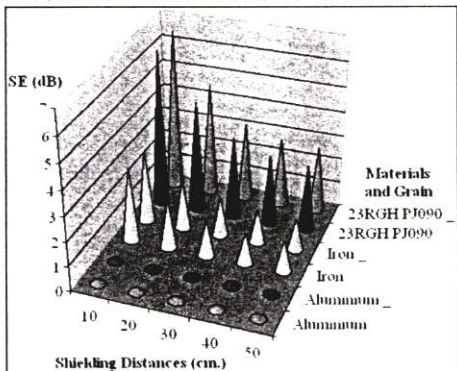


Fig. 8 SE in dB for one plate shielding*

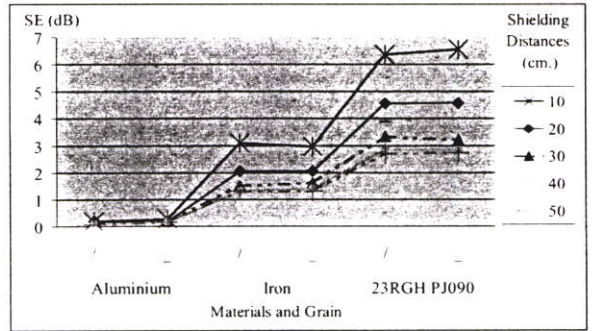


Fig. 9 SE in dB for one plate shielding*

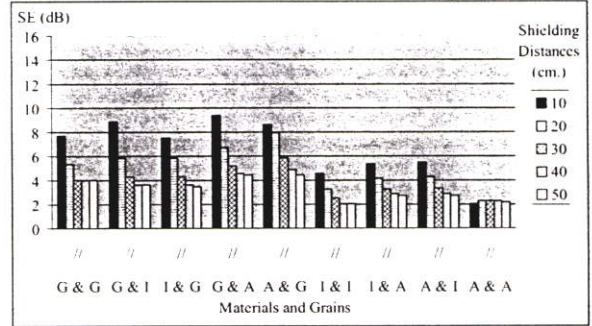


Fig. 10 SE in dB of two plates shielding with // grain**

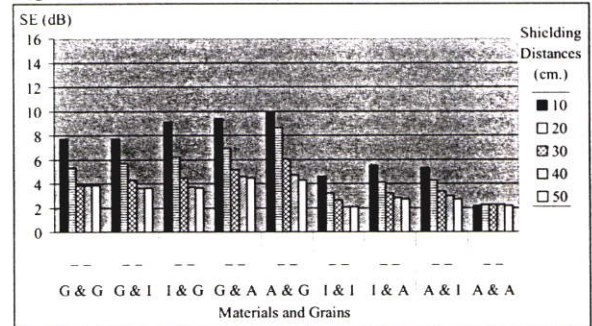


Fig. 11 SE in dB of two plates shielding with -- grain**

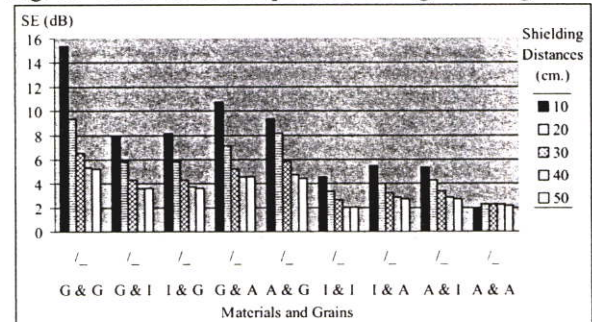


Fig. 12 SE in dB of two plates shielding with /- grain**

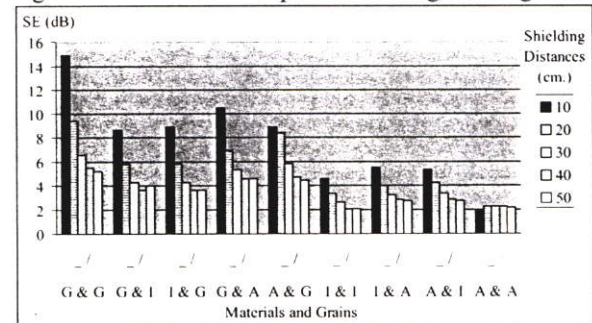


Fig. 13 SE in dB of two plates shielding with - / grain**

One plate shielding

Fig. 8 and 9 shows the SE (dB) of one plate shielding, the results are as follow:

- ❖ Grain oriented electrical steel sheet is the best shielding material in this study for one plate shielding both vertical (/) and horizontal (-) grain in all the shielding distances due to their highest SE, the reason is due to its highest permeability as described in section 3. Iron is the second. The worst material is aluminum. The results are the same trend in theory (section 3.1) but different in measuring point (A and B). So, if you need the real value in theory, you must include the effect of the wave propagation in the air from B to A, this lead to the complex calculation because we only need the approximation trend in this study.

- ❖ The highest SE occurs at the shortest shielding distance closed to the power transformer for grain oriented electrical steel sheet and iron. So, we should shield as closed to the power transformer but far enough for heat transfer.

- ❖ Aluminum is not good for low frequency magnetic shielding due to its low in SE for all shielding distances. The reason is because of its low in permeability (low μ_r) as described in section 3.

- ❖ Grain orientation of one plate shielding is very low effect for shielding property in all the shielding distances and all shielding materials.

Two plates shielding

The SE (dB) results for two plates shielding are shown in Fig. 10 to 13, the results are as follow:

- ❖ The best SE result for two plates shielding is double plates grain oriented electrical steel sheet (G&G /-) at 15.39 dB and also G&G -/ at 14.89 when the shielding distances closest to the power transformer.

- ❖ The same metal two plates shielding results a better SE value comparing to of that one plate shielding at the same shielding distance in all the metals in this study.

- ❖ The highest SE occurs at the shortest shielding distance closed to the power transformer for all cases of two plates shielding except A & A. So, we should shield as closed to the power transformer but the distance should far enough for heat transfer.

- ❖ Grain orientation of two plates shielding is no significant effect for aluminum and iron. In contrast with the grain oriented electrical steel as shown in table 2

Table 2 Comparison of shielding property

Plate number & Grains Materials	One plate		Two plates			
	/ (i)	- (ii)	// (iii)	-- (iv)	/- (v)	-/ (vi)
G	***	***	-	-	-	-
I	**	*	-	-	-	-
A	*	*	-	-	-	-
G & G	-	-	***	***	*****	*****
I & I	-	-	**	**	**	**
A & A	-	-	*	*	*	*
G & I	-	-	***	***	***	***
I & G	-	-	***	***	***	***
G & A	-	-	***	***	****	****
A & G	-	-	***	***	***	***
I & A	-	-	**	**	**	**
A & I	-	-	**	**	**	**

Note: G: Grain oriented electrical steel, I: Iron, A: Aluminum
Maximum SE in dB regardless of shielding distances (r):
* 0-3, ** 3-6, *** 6-10, **** 10-13, ***** 13-16 (dB)

Box shielding

One layer box shielding is constructed from grain oriented electrical steel and iron as shown in Fig. 6 and 7 to shield the power transformer which its lighting load up to 1,000 W. The value of SE measuring at 40 cm. is 14.49 dB and 11.92 dB for grain oriented electrical steel and iron boxes. Other experiments is described in appendix A.10

5. Conclusions

This paper has presented the study of low frequency magnetic shielding. Grain oriented electrical steel (23RGH PJ090), iron and aluminum have been selected to shield the magnetic field from 1 kVA power transformer. Trend of shielding effectiveness (SE) for one plate shielding has been predicted when we know the material properties. The experimental results show that grain oriented electrical steel is the best for one plate and two plates shielding (when each plate is difference in grain orientation). Box shielding has been constructed from grain oriented electrical steel and iron to show the SE of the metals.

References

- [1] Donald R. J. White, "A Handbook on Electromagnetic Shielding Materials and Performance" Second Edition, U.S.A. 1980.
- [2] William H. Hayt, JR., "Engineering Electromagnetics" Fifth Edition, McGraw-Hill International Editions, Printed in Singapore 1989.
- [3] V. Prasad Kodali, "Engineering Electromagnetic Compatibility", Principles, Measurements, and Technologies, New York: IEEE Press 1996.
- [4] N. Morito, M. Komatsubara, Y. Shimizu: "History and Recent Development of Grain Oriented Electrical Steel at Kawasaki Steel" Kawasaki Steel Technical Report NO. 39, pp. 3-12, October 1998.
- [5] Richard M. Bozorth, "Ferromagnetism", The Institute of Electrical and Electronics Engineering, Inc., New York: IEEE Press 1993.



Mr. Tanakanit Dumrongkittigule, He received the degree of B.Eng. from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) University of Technology in 2003. He is working forward to M. Eng. at KMITL. His research interests are in power electronics, EMI suppression in power converter and electromagnetic shielding.



Mr. Pracha Khamphakdi, He received the degree of B.Eng. from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) in 2001. He is working forward to M. Eng. at KMITL. His research interest is grid connected inverter and EMI on power converter.



Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern, He received the degree of B.Eng. and M.Eng. from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) in 1982 and 1988, respectively. He received his Ph.D. and DIC from Imperial College of Science, Technology and Medicine, the University of London in 1997 in the area of power electronics. He is also a technical committee no. 890: in EMC for the Ministry of Industry. Dr. Khan-ngern continues his research in the area of EMI & EMC and Power Electronic System.



Assoc. Prof. Dr. Chaiwut Chat-Uthai was born in Nakornsawan, Thailand. He received the master's degree in electrical engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang in 1985, and the Ph.D. degree from the Imperial College of Science, Technology & Medicine, London in 1995. He is currently working at the Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, KMITL, Thailand. His research interest include electrical machines, finite element, optimization.

Appendix A

Experimental Results of Magnetic Shielding

A.1 Grain Oriented Electrical Steel (23RGH PJ090)

* Shielding distance (cm.)	** Magnetic field after shielding (mG)					
	One plate		Two plates			
	Grain orient		Grain orient of two plates			
	(i) /	(ii) —	(iii) //	(iv) — —	(v) / —	(vi) — /
10	4.8	4.7	4.1	4.1	1.7	1.8
20	5.9	5.9	5.4	5.4	3.4	3.4
30	6.8	6.9	6.3	6.4	4.7	4.7
40	7.2	7.2	6.3	6.4	5.4	5.3
50	7.3	7.3	6.3	6.4	5.5	5.5

A.2 Iron

* Shielding distance (cm.)	** Magnetic field after shielding (mG)					
	One plate		Two plates			
	Grain orient		Grain orient of two plates			
	(i) /	(ii) —	(iii) //	(iv) — —	(v) / —	(vi) — /
10	7	7.1	5.9	5.9	5.9	5.9
20	7.9	7.9	6.9	6.9	6.8	6.8
30	8.4	8.3	7.5	7.4	7.4	7.4
40	8.6	8.5	7.9	7.9	7.9	7.9
50	8.6	8.6	7.9	7.9	7.9	7.9

A.3 Aluminum

* Shielding distance (cm.)	** Magnetic field after shielding (mG)					
	One plate		Two plates			
	Grain orient		Grain orient of two plates			
	(i) /	(ii) —	(iii) //	(iv) — —	(v) / —	(vi) — /
10	9.8	9.7	7.9	7.8	8	8
20	9.8	9.8	7.7	7.7	7.7	7.7
30	9.8	9.8	7.7	7.7	7.7	7.7
40	9.9	9.8	7.7	7.7	7.7	7.7
50	9.9	9.8	7.8	7.8	7.8	7.8

A.4 23RGH PJ090 & Iron

* Shielding distance (cm.)	** Magnetic field after shielding (mG)			
	Grain orient of two plates			
	(iii) //	(iv) — —	(v) / —	(vi) — /
10	3.6	4.1	4	3.7
20	5.1	5.2	5.1	5.1
30	6.1	6.1	6.1	6.1
40	6.6	6.6	6.6	6.6
50	6.6	6.6	6.6	6.3

A.5 Iron & 23RGH PJ090

* Shielding distance (cm.)	** Magnetic field after shielding (mG)			
	Grain orient of two plates			
	(iii) //	(iv) — —	(v) / —	(vi) — /
10	4.2	3.5	3.9	3.6
20	5.1	4.9	5.1	5.1
30	6.1	6	6.1	6.1
40	6.6	6.5	6.5	6.6
50	6.7	6.6	6.6	6.6

A.6 23RGH PJ090 & Aluminum

* Shielding distance (cm.)	** Magnetic field after shielding (mG)			
	Grain orient of two plates			
	(iii) //	(iv) — —	(v) / —	(vi) — /
10	3.4	3.4	2.9	3
20	4.6	4.5	4.4	4.5
30	5.5	5.5	5.5	5.4
40	5.9	5.9	5.9	5.9
50	6	6	5.9	5.9

A.7 Aluminum & 23RGH PJ090

* Shielding distance (cm.)	** Magnetic field after shielding (mG)			
	Grain orient of two plates			
	(iii) //	(iv) — —	(v) / —	(vi) — /
10	3.7	3.2	3.4	3.6
20	4	3.7	3.9	3.8
30	5.1	5	5.1	5.1
40	5.7	5.8	5.8	5.8
50	6	6.1	6	6

A.8 Aluminum & Iron

* Shielding distance (cm.)	** Magnetic field after shielding (mG)			
	Grain orient of two plates			
	(iii) //	(iv) — —	(v) / —	(vi) — /
10	5.3	5.4	5.4	5.4
20	6.1	6.1	6.1	6.1
30	6.8	6.8	6.8	6.8
40	7.2	7.1	7.2	7.2
50	7.3	7.3	7.3	7.3

A.9 Iron & Aluminum

* Shielding distance (cm.)	** Magnetic field after shielding (mG)			
	Grain orient of two plates			
	(iii) //	(iv) — —	(v) / —	(vi) — /
10	5.4	5.3	5.3	5.3
20	6.2	6.2	6.3	6.3
30	6.9	6.9	6.9	6.9
40	7.2	7.2	7.2	7.2
50	7.3	7.3	7.3	7.3

Note for A.1 – A.9:

* Shielding distance is the distance from the power transformer to the shielding metals as shown in Fig. 3.

** Magnetic field after shielding is the magnetic field which is measured at the point A after shielding as shown in Fig. 3.

A.10 Box Shielding

Structure of box shielding	Grain Oriented Electrical Steel Box			Iron Box		
	Magnetic Field (mG)		SE (dB)	Magnetic Field (mG)		SE (dB)
	Before Shield	After Shield		Before Shield	After Shield	
All sides are closed.	201	37.9	14.49	201	50.93	11.92
⁽⁴⁾ Side C is only opened for heat transfer.	201	9.5	26.51	201	30.03	16.51

Note for A.10:

(1) The experimental test set up of the box shielding is shown in Fig. 6. Other parameters are the same at section 3 but lighting load is increased up to 1,000 W.

(2) Structure of these boxes are shown in Fig. 7

(3) Measuring point is at 40 cm. far from the center of power transformer in the direction from side A as shown in Fig. 6

(4) Side C in Fig. 6 is opened for the purpose of heat transfer. It results the best SE when we measure it at the measuring point in (2) but when we measure at the opposite direction (40 cm. far from power transformer in the direction from side C), magnetic field after shielding is 234.67 mG, this lead to the negative SE at -0.7 dB



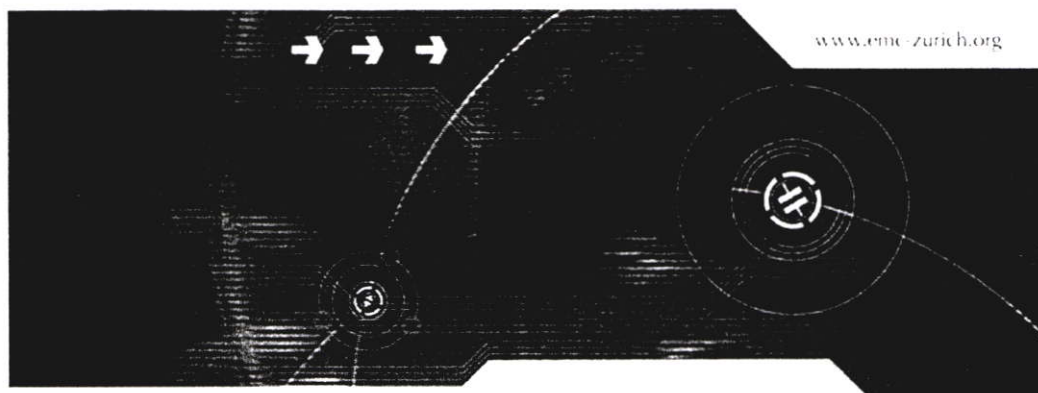
EMC – Zurich in SINGAPORE 2006

Symposium and Exhibition

17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility

27 February – 3 March 2006, Singapore
Singapore Suntec International Convention & Exhibition Centre

www.emc-zurich.org



Organizers

ETH
Eidgenössische Technische Hochschule Zürich
Swiss Federal Institute of Technology Zürich



electrosuisse >>>



Cooperating Organizations and Technical Co-sponsors

SCHAFFNER
PLATINUM

ROHDE & SCHWARZ
GOLD

Singapore Technologies
Electronics
A subsidiary of Singapore Technologies Corporation

Sponsors



In co-operation with



IEEE Catalog Number: 30EX1190C

ISBN: 3-952090-4-9



EMC-Zurich
Singapore 2006



17th International Zurich Symposium on
Electromagnetic Compatibility

Technical Exhibition on EMC and RF/ Microwave
Measurements & Instrumentation

EMC-Zurich in Singapore
February 27- March 3, 2006
Singapore International Convention & Exhibition Centre

A New Integrated Inductor with Balanced Switching Technique for Common Mode EMI Reduction in High Step-up DC/DC Converter

T. Dumrongkittigule¹, V. Tarateeraseth², W. Khan-ngern¹

¹King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand, E-mail: kkveerac@kmitl.ac.th

²Srinakharinwirot University, Faculty of Engineering, Ongkharak, Thailand, E-mail: vuttipon@swu.ac.th

Abstract—This paper proposes a new integrated inductor with balanced switching technique applied for high step-up converter. The advantage of the proposed converter is the reduction of the common mode conducted EMI using balanced switching technique. This step-up converter requires more magnetic components than that of the conventional converter. Therefore, the integrated magnetic technique is proposed to reduce two separated coupled inductors into a single core inductor. Finally, the good feature of proposed converter, by reducing common mode conducted EMI with small amount of inductors, is confirmed by the experimental results of a 50 W converter.

I. INTRODUCTION

High step-up DC/DC converter with coupled inductor is proposed by Qun Zhao and Fred C. Lee in 2003 [1] and K.C. Tseng and T. J. Liang in 2004 [2-3] as shown in Fig. 1 (a). The main advantages of this converter are the recovered leakage energy to the output, high voltage gain with low duty ratio, low voltage stress and also the alleviated reverse recovery problem. However, the common mode conducted EMI is still high especially for the hard switching. Therefore, this paper presents an alternative way to reduce the common mode conducted EMI by using balanced switching, which is proposed by M. Shoyama, G. Li and T. Ninomiya in 2003 [4]. Fig. 1 (b) shows the idea of balanced switching applied for high step up converter by adding some components. Each coupled inductor is modeled as an ideal transformer. Where N_{P1} , N_{P2} and N_{S1} , N_{S2} are a number of turns of the primary winding and the secondary winding, respectively. This feature leads to the higher losses than that of the conventional converter caused by the added magnetic component. To reduce the size of proposed converter, this paper also includes the integrated magnetic technique [5-6] to reduce two discrete magnetic cores into a single core inductor as shown in Fig. 1 (c). Each primary winding (N_{P1} , N_{P2}) is wound with the same turns, layers and the flux direction. This winding feature causes the total primary inductances of the proposed converter identical with the conventional converter. In the next section, the operation principle is presented.

II. PROPOSED TOPOLOGY AND OPERATION PRINCIPLE

The theoretical key waveforms of the proposed converter are similar with the conventional converter as

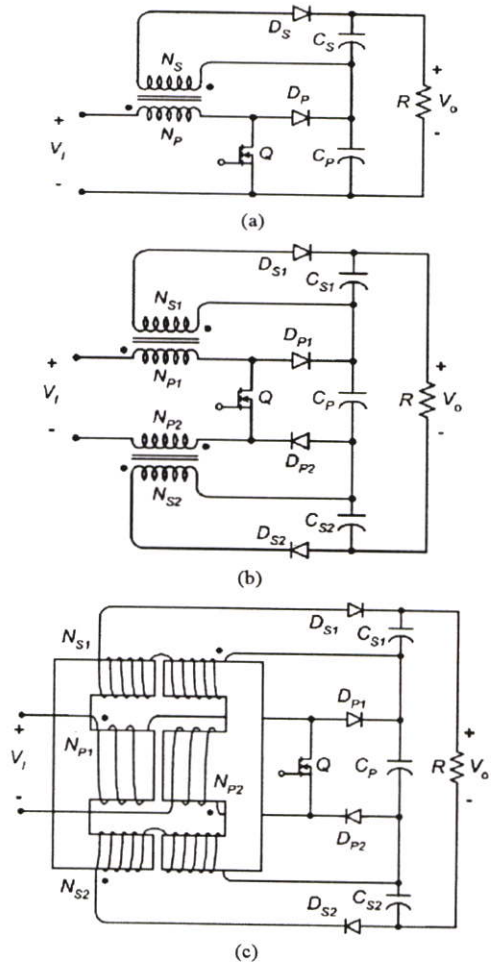


Fig. 1. Unbalanced and balanced switching converter. (a) Conventional unbalanced converter (b) The idea of balanced converter (c) Proposed balanced converter with integrated inductor in high step up converter.

shown in Fig. 2, which is included the waveforms of the added components such as the primary current (i_{p1}) and the secondary current (i_{s2}). Moreover, the operation principle related to the theoretical key waveforms of the proposed converter is also resembling with the conventional converter (six modes in [1] and five modes in [2-3]) except the added loop current in the secondary winding (N_{S2}). Nevertheless, this loop current is the same as of another secondary winding (N_{S1}) loop all the period of time. Even though, the operation principle of

the proposed converter related to the key waveforms will not be mentioned in this paper, the analysis of the steady state operation and DC transfer function using integrated magnetic technique are presented.

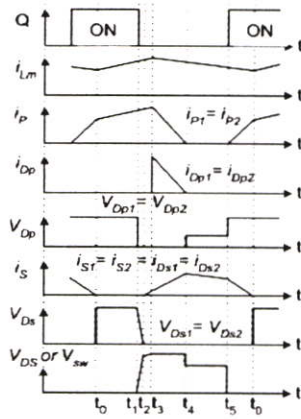


Fig. 2. The theoretical key waveforms of the proposed converter.

III. STEADY STATE OPERATION AND DC TRANSFER FUNCTION OF THE PROPOSED CONVERTER

The mechanism of transferring power to the output using integrated magnetic technique in the proposed converter is analyzed. The steady state operation is divided in two parts. First part, when switch Q is on as detailed in part A. Second part, when switch Q is off detailed in part B. Part C applies the flux continuity and flux balanced in magnetic circuit to find the DC transfer function of the proposed converter. The analysis of all sections is based on no leakage flux and no fringing flux. All filter capacitors are assumed to be very large. Moreover, the semiconductor devices are regarded as ideal switching devices to simplify the analysis.

A. Switch Q : ON

This stage starts when the switch Q is on as shown in Fig. 3. The input voltage (V_i) is applied on the two primary windings, equaled a number of turns. The applied voltage on N_{P1} and N_{P2} during $t_{(ON)}$ or $V_{P1(ON)}$ and $V_{P2(ON)}$ will be equaled to $V_i/2$, where $t_{(ON)}$ is the switch on duration. Then, the primary flux (φ_P) and the secondary flux ($\varphi_{S1} = \varphi_{S2}$) will be forced to increase. They cause the induced voltages of secondary windings $V_{S1(ON)}$ and $V_{S2(ON)}$ occurring in the direction as shown in Fig. 3.

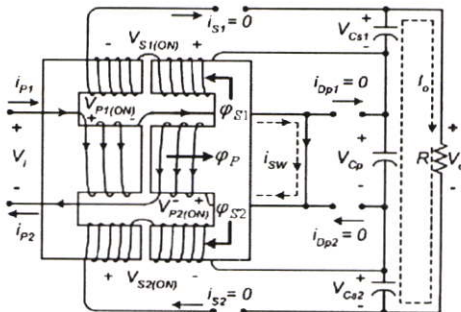


Fig. 3. The proposed converter when switch Q is on.

All the diodes are reversed bias. The energy stored in all core legs increases in this stage. All capacitors discharge their energy to the output. The flux changing in each core leg can be found by Faraday's law:

$$\Delta\varphi_P = \frac{(V_{P1(ON)} + V_{P2(ON)})t_{(ON)}}{2N_P} = \frac{V_i DT}{2N_P} \quad (1)$$

$$\Delta\varphi_{S1} = \frac{V_{S1(ON)}DT}{N_{S1}} \quad (2)$$

$$\Delta\varphi_{S2} = \frac{V_{S2(ON)}DT}{N_{S2}} \quad (3)$$

Where D is the duty ratio and T is the period.

B. Switch Q : OFF

When the switch Q is turned off, the dropped voltages on N_{P1} and N_{P2} during $t_{(OFF)}$, $V_{P1(OFF)}$ and $V_{P2(OFF)}$, are reversed their polarities by the effect of magnetizing inductance as shown in Fig. 4, where $t_{(OFF)}$ is the switch off duration. Then, the primary and the secondary flux are in the same direction with the previous stage but decrease in their magnitudes. The dropped voltages on N_{S1} and N_{S2} , $V_{S1(OFF)}$ and $V_{S2(OFF)}$, are also reversed their polarities. Then, all the diodes are forward biased. The primary and secondary currents charge all capacitors and the power is directly transferred from the input to the output. The flux changing in each leg can be found similar with Eqns. (1) to (3) as shown in Eqns. (4) to (6), respectively.

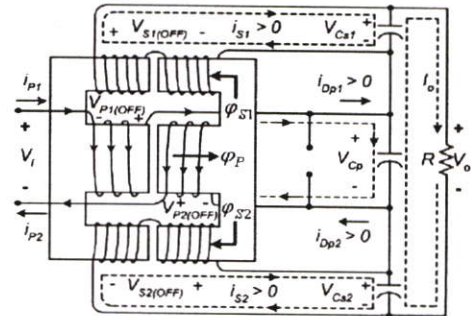


Fig. 4. The proposed converter when switch Q is off.

$$\Delta\varphi_P = \frac{-V_{Pri(OFF)}t_{(OFF)}}{2N_P} = \frac{-(V_{Cp} - V_i)(1 - D)T}{2N_P} \quad (4)$$

$$\Delta\varphi_{S1} = \frac{-V_{S1(OFF)}(1 - D)T}{N_{S1}} = \frac{-V_{Cs1}(1 - D)T}{N_{S1}} \quad (5)$$

$$\Delta\varphi_{S2} = \frac{-V_{S2(OFF)}(1 - D)T}{N_{S2}} = \frac{-V_{Cs2}(1 - D)T}{N_{S2}} \quad (6)$$

Where $V_{Pri(OFF)}$ is the dropped voltage during $t_{(OFF)}$ on both primary windings ($V_{P1(OFF)} + V_{P2(OFF)}$).

C. DC Transfer Function or DC Voltage Gain

The DC transfer function can be calculated by following steps. First step, using the flux continuity in each leg, Eqns. (7) and (8) to (9) are calculated from center leg and from outer leg, respectively.

$$|\Delta\varphi_P|_{ON} = |\Delta\varphi_P|_{OFF} \quad (7)$$

$$|\Delta\varphi_{S1}|_{ON} = |\Delta\varphi_{S1}|_{OFF} \quad (8)$$

$$|\Delta\varphi_{S2}|_{ON} = |\Delta\varphi_{S2}|_{OFF} \quad (9)$$

Second step, by combining Eqns. (1), (4) and (7), the V_{Cp} is found as shown in Eqn. (10). With the same method, by combining Eqns. (2), (5), (8) and (3), (6), (9), the V_{Cs1} and V_{Cs2} are found as shown in Eqns. (11) and (12), respectively.

$$V_{Cp} = \frac{1}{(1-D)} V_I \quad (10)$$

$$V_{Cs1} = \frac{D}{(1-D)} V_{S1(ON)} \quad (11)$$

$$V_{Cs2} = \frac{D}{(1-D)} V_{S2(ON)} \quad (12)$$

Third step, the flux balanced concept in magnetic core during the switch on duration, is expressed in Eqn. (13).

$$|\Delta\varphi_P|_{ON} = |\Delta\varphi_{S1}|_{ON} + |\Delta\varphi_{S2}|_{ON} \quad (13)$$

Fourth step is to combine Eqns. (7) to (9) and (13) (secondary windings: $N_S = N_{S1} = N_{S2}$):

$$V_{S1(ON)} + V_{S2(ON)} = (N_S / 2N_P) V_I \quad (14)$$

Finally, the output voltage is equaled to the summation of series capacitor's voltage ($V_O = V_{Cp} + V_{Cs1} + V_{Cs2}$). Therefore, by combining Eqns. (10) to (12) and (14), the DC voltage gain or DC transfer function is as followed:

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{1 + D(N_S / 2N_P)}{1 - D} \quad (15)$$

IV. COMMON MODE CURRENT CANCELLATION BY BALANCED SWITCHING TECHNIQUE

Balanced switching converter [4] is an effective way to reduce the common mode conducted EMI. For unbalanced circuit, the drain to frame ground voltage of the MOSFET changes very rapidly during the transition period. It causes the common mode current flowing through the frame ground via its parasitic capacitance. In contrast, although the drain to frame ground voltage of the balanced circuit changes very rapidly, the source to frame ground voltage of the circuit also changes very rapidly, but in an opposite polarity with equaled in magnitude. This feature causes the i_{CM1} flowing from the drain to the frame ground via its parasitic capacitance (C_{DG}) and also the i_{CM2} flowing from the source to the frame ground via (C_{SG}) simultaneously with an opposite polarity as shown in Fig. 5. Both currents are cancelled by each other. Therefore, the common mode current in the frame ground (i_{FG}) is much reduced by this method. To equalize parasitic capacitance values, the parasitic capacitances are replaced by the auxiliary capacitances (C_{DG}) and (C_{SG}) [4].

V. EXPERIMENT

A 50 W balanced switching with integrated magnetic applied for high step-up converter is built to compare with the conventional converter. The details of each component and the opened loop operating conditions of the practical high step up converter are as follows:

Components: Diode D_P , D_{P1} , D_{P2} and D_S , D_{S1} , D_{S2} are implemented with MUR1540 and MUR840, respectively. Both converters are built with the MOSFET, IRFP250. Output capacitors, C_P , C_{S1} and C_{S2} are implemented with 2200 μ F and 470 μ F, respectively. The coupled inductor using integrated magnetic is an EE42/42-20W with a total gap length (0.2 mm.). $N_P = 12$ turns ($L_P \approx 146$ μ H) and $N_S = 60$ turns ($L_S \approx 3,560$ μ H) are used for the conventional converter. The proposed converter uses $N_P = N_{P1} = N_{P2} = 6$ turns ($L_{P\text{primary, total}} \approx 142$ μ H) and $N_{S1} = N_{S2} = 60$ turns ($L_{S1}, L_{S2} \approx 1,740$ μ H), respectively.

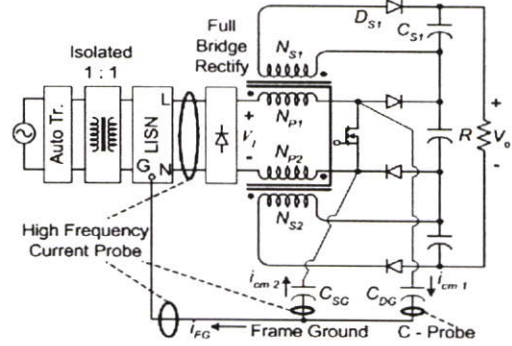


Fig. 5. Test condition for common mode conducted EMI measurement (high frequency current probe is used to measure the common mode conducted EMI).

The first operating condition is to test the power performances: the battery, 24 volts, is used as an input voltage. Others parameters are included in table 1.

The second operating condition is to test the conducted EMI as shown in Fig. 5. Duty cycle, D , is varied to control with conditions: $V_{in} = 24$ V, $V_{out} = 100$ V, $f_s = 40$ kHz, $R_{Load} = 200$ Ω and $P_{out} = 50$ W.

Both operating conditions, the switching characteristic of the conventional converter and the proposed converter are controlled to the hard switching condition by low gate resistance as shown in Fig. 6.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

The experimental results of the proposed converter and the conventional converter under the first operating condition are measured and summarized in table 1. Figs. 7 to 9 show the results of the second operating condition related to the common mode conducted EMI testing. Fig. 7 shows the compared waveforms of the drain and the source to frame ground voltages. For the proposed converter, the waveforms are the same in magnitude but opposite in their polarity as shown in Fig. 7 (b). The current in the frame ground of the proposed converter is significantly reduced by balanced switching technique as shown in Fig 8. The high frequency current probe is used to measure the common mode EMI ($2i_{CM}$) with the EMI receiver [4], [7]. These currents are converted to the voltage across an equivalent terminator of 50 Ω inside the EMI receiver as shown in Fig. 9. The experimental results show that the proposed converter has a better common mode conducted EMI reduction than that of the conventional converter in almost frequency range (150 kHz - 30 MHz) with maximum margin about 30 dB μ V at 9 - 11 MHz.

Measured Quantities	Experimental Results	
	proposed converter	conventional converter
i/p voltage: avg. (V)	24.27	23.34
i/p current: avg. (A)	2.189	2.196
i/p power: avg. (W)	52.10	50.63
duty ratio (D)	0.40	0.39
switching freq. (kHz)	40	40
o/p voltage: avg. (V)	100	100
o/p current: avg. (A)	0.477	0.475
o/p power: avg. (W)	47.65	47.52
ripple o/p voltage (mV)	152	74
efficiency	91.46 %	93.85 %

TABLE I

THE EXPERIMENTAL RESULTS OF THE FIRST OPERATING CONDITION TO SUMMARIZE THE POWER PERFORMANCES OF BOTH CONVERTERS

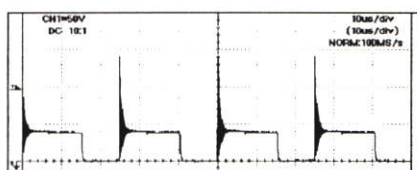
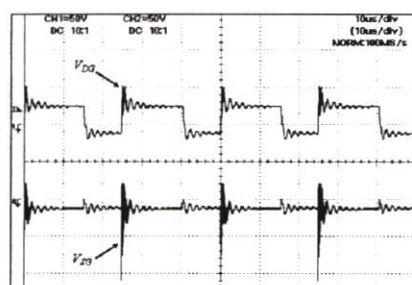
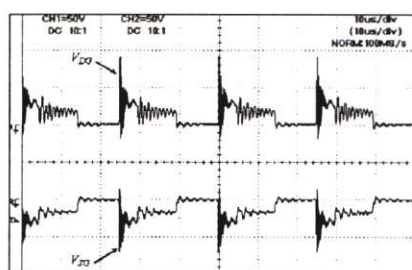


Fig. 6. The drain to source voltage of the conventional converter is controlled to be a hard switching and also for the proposed converter.

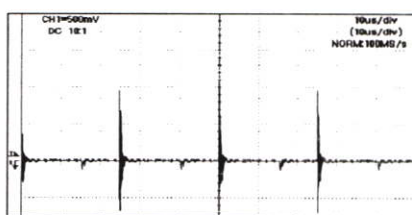


(a) Conventional converter

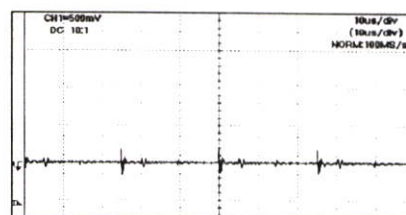


(b) Proposed balanced converter

Fig. 7. Drain to frame ground voltage (V_{DG}) comparing to the source to frame ground voltage (V_{SG}).

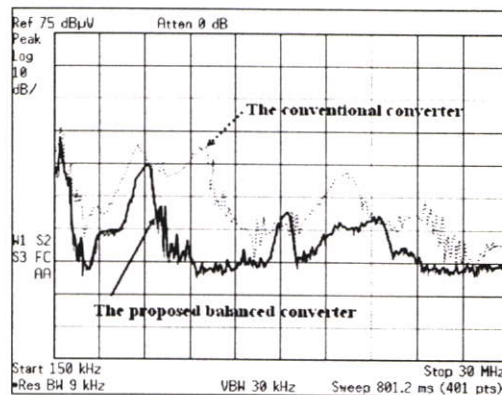


(a) Conventional converter



(b) Proposed balanced converter

Fig. 8. Currents flow in the frame ground (i_{IC} : 0.1 V/A).



(c) The $2i_{CM}$ spectrums are plotted by peak envelope for comparison

Fig. 9. The measured common mode currents ($2i_{CM}$) of the conventional and proposed converter are compared in frequency range 150 kHz to 30 MHz.

VII. CONCLUSION

This paper introduces a new integrated inductor with balanced switching technique in high step-up converter. The balanced switching technique offers a way to reduce the common mode conducted EMI. As a result, under the condition of hard switching, the $2i_{CM}$ spectrums of the proposed converter are much reduced almost frequency range (150 kHz to 30 MHz) comparing to of that the conventional converter. The proposed converter also uses the integrated magnetic technique to achieve the balanced switching condition with a single inductor. However, the efficiency of proposed converter at full-load is 91.46 %, which is 2.4 % lower than that of the conventional converter. The steady state operation and the DC transfer function are analyzed to describe the operation principle of the proposed high step-up DC/DC converter.

REFERENCES

- [1] Q. Zhao and F. C. Lee, "High Performance Coupled-Inductor DC-DC Converter," *Proc. IEEE APEC Conf.*, 2003, pp. 109–113.
- [2] K.C. Tseng and T.J. Liang, "Novel high-efficiency step-up converter," in *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 151, No. 2, March 2004, pp. 182–190.
- [3] K.C. Tseng and T.J. Liang, "Analysis of integrated boost-flyback step-up converter," in *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 152, No. 2, March 2005, pp. 217–225.
- [4] M. Shoyama, G. Li and T. Ninomiya, "Balanced switching converter to reduce common-mode conducted noise," *IEEE Trans. Industrial Electronics.*, vol. 50, no. 6, pp. 1095–1099, December 2003.
- [5] W. Chen, Low Voltage High Current Power Conversion with Integrated Magnetics, the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 1998.
- [6] R. P. Severns and G. Bloom, *Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits*, VNR Company, New York, 1985.
- [7] D. Morgan, *A Handbook for EMC testing and measurement*, pp. 64, Peter Peregrinus Ltd., England, 1994.

ประวัติผู้เขียน

นายชนคณิต คำรงกิตติกุล เกิดเมื่อวันที่ 22 สิงหาคม พ.ศ.2523 ที่จังหวัดสระบุรี สำเร็จการศึกษาระดับประถมที่โรงเรียนอนุบาลสระบุรี ระดับมัธยมที่โรงเรียนสระบุรีวิทยาคม และสำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2545 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2546

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.วีระเชษฐ ชันเงินเป็นหัวหน้าโครงการ ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยเพื่อพัฒนาเศรษฐกิจและสังคม ด้านวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี จากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ