

การวิเคราะห์เทคนิคการออกแบบสำหรับวงจรกรองความถี่ในโหมดผลร่วมและ
โหมดผลต่าง

THE ANALYSIS OF INTEGRATED INDUCTOR TECHNIQUE FOR
COMMON MODE AND DIFFERENTIAL MODE OF EMI FILTER DESIGN

ปฏิวดี บุญมา
PATIWAT BOONMA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2550

การวิเคราะห์เทคนิคการออกแบบสำหรับวงจรกรองความถี่ในโหมดผลรวมและ
โหมดผลต่าง

THE ANALYSIS OF INTEGRATED INDUCTOR TECHNIQUE FOR
COMMON MODE AND DIFFERENTIAL MODE OF EMI FILTER DESIGN



ปฎิวัติ บุญมา

PATIWAT BOONMA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2550

**THE ANALYSIS OF INTEGRATED INDUCTOR TECHNIQUE FOR
COMMON MODE AND DIFFERENTIAL MODE OF EMI FILTER DESIGN**

PATIWAT BOONMA

**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**

2007

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์เทคนิคการออกแบบสำหรับวงจรรองความถี่ใน โหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง
นักศึกษา	นายปฏิวัติ บุญมา
รหัสนักศึกษา	45061008
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอเกี่ยวกับ การวิเคราะห์เทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างเข้าด้วยกัน เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้ปริมาณเท่ากับขนาดของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมเพียงตัวเดียวเท่านั้น สำหรับวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมคผลร่วม และโหมคผลต่างมี สาม รูปแบบ ได้แก่ การพันตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบทั่วไป ในที่นี้เรียกว่าการพันแบบ CM แบบที่สอง คือ การพันตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ ICM ในที่นี้เรียกว่าการพันแบบ ICM และแบบที่สาม คือ การพันตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ PICM ในที่นี้เรียกว่าการพันแบบ PICM โดยจะทำการวิเคราะห์ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง และนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งอธิบายการเกิดและวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยแยกเป็นโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง และตัวเหนี่ยวนำแบบใหม่ที่เสนอสามารถนำไปใช้ในวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยมีผลการจำลองและทดลองยืนยันความสอดคล้องกัน

Thesis Title	The Analysis of Integrated Inductor Technique for Common Mode and Differential Mode of EMI Filter Design
Student	Mr. Patiwat Boonma
Student ID.	45061008
Degree	Master of Engineering (Electrical Engineering)
Program	Electrical Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern

ABSTRACT

This thesis presents the analysis technique to integrate the common-mode inductor with the differential-mode inductor. The volume of proposed integrated inductor is designed to achieve the equaled volume of that common mode inductor. There are three types of EMI filter based on winding patterns. Winding technique are the conventional common-mode choke (CM), integrated common-mode choke (ICM) and proposed integrated common-mode choke (PICM). The electromagnetic interference of those differential-mode inductor and common-mode inductor are analyzed. The proposed integrated inductor can be applied to the new EMI filter. The result can be proved by both simulation and experiment.

คำสำคัญของวิทยานิพนธ์

วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวม

ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง

การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแบบทั่วไป

การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแบบ ICM

การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแบบ PICM

Keywords

electromagnetic interference filter

common mode choke

differential mode choke

conventional common mode choke

integrated common mode choke

proposed integrated common mode choke

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี จากคำแนะนำ จาก รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้ซึ่งให้ทั้งโอกาสและความรู้รวมถึงประสบการณ์ในหลายๆ ด้าน ที่ได้จากอาจารย์รวมถึงคำแนะนำต่างๆ ที่มีคุณค่าทั้งในด้านวิชาการและในด้านการดำเนินชีวิต สำหรับอาจารย์ที่ปรึกษา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง ขอขอบคุณอาจารย์วุฒิพล ธาราริรเศรษฐ์ และคุณธนเทพ มณีนพผลที่คอยให้คำแนะนำ และแนวความคิดที่เป็นประโยชน์เสมอมา

ขอขอบคุณ พี่ๆ และน้องๆ ในห้องวิจัยความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทุกๆ คน ที่เคยร่วมทุกข์ร่วมสุขกันมา ทำให้ผมได้เห็นซึ่งความสามัคคีเมื่อยามที่ร่วมมือกันทำงานที่หนักให้สำเร็จด้วยดี

ขอบคุณทุกท่านที่ให้กำลังใจและความช่วยเหลือ ซึ่งไม่อาจกล่าวถึงได้หมดในที่นี่ สุดท้ายนี้ผมขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ผู้มีพระคุณยิ่ง ผู้ให้กำลังใจ สนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ความเชื่อใจและเข้าใจ รวมถึงทุกๆ คนในครอบครัวที่คอยให้กำลังใจและเข้าใจผมตลอดมา

ปฎิวัติ บุญมา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
คำสำคัญของวิทยานิพนธ์.....	III
กิตติกรรมประกาศ.....	IV
สารบัญ.....	V
สารบัญตาราง.....	IX
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 เพราะเหตุใดปัญหานี้ถึงน่าสนใจ.....	1
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม.....	4
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	5
1.6 ขั้นตอนการวิจัย.....	6
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	9
2.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	9
2.2 รูปแบบการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	11
2.3 มาตรฐานและการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	13
2.3.1 ตัวอย่างมาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	13
2.3.2 วิธีการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	15
2.3.3 การจัดวางอุปกรณ์ (ตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542 ข้อ 8.4).....	20
2.4 การวัดและเครื่องมือวัดที่ใช้ในงานวิจัย.....	22
2.5 สรุปภาพรวมทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	24
บทที่ 3 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	25
3.1 หลักการทั่วไปของเทคนิคต่างๆ ที่นำมาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้.....	25
3.1.1 การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	25
3.1.2 กระแสรั่วไหลลงดิน.....	27

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1.3 การวัดค่าเหนี่ยวนำและการวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหล.....	28
3.1.4 วงจรกรองความถี่แบบทั่วไป.....	29
3.2 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	37
3.3 สรุปภาพรวมวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	43
บทที่ 4 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	44
4.1 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	44
4.2 การคำนวณหาค่าการออกแบบและส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	70
4.2.1 การคำนวณค่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	70
4.2.2 การคำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง.....	79
4.2.3 ตรวจสอบการทำงานของแกนแม่เหล็กที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง.....	80
4.3 การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง.....	82
4.4 สรุปการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	86
บทที่ 5 การทดลอง.....	88
5.1 วัตถุประสงค์.....	88
5.2 ขอบเขตของการทดลอง.....	88
5.3 รูปแบบที่ทำการทดลอง.....	89
5.3.1 การจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	89
5.3.2 รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง.....	91
5.3.3 โครงสร้างการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง.....	93
5.3.4 การทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	93
5.3.5 เจือใจในการทดสอบ.....	94
บทที่ 6 ผลการทดลองและการวิเคราะห์.....	97
6.1 การทดลองด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	97

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1.3 การวัดค่าเหนี่ยวนำและการวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหล.....	28
3.1.4 วงจรกรองความถี่แบบทั่วไป.....	29
3.2 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	37
3.3 สรุปภาพรวมวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	43
บทที่ 4 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	44
4.1 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	44
4.2 การคำนวณหาค่าการออกแบบและส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	70
4.2.1 การคำนวณค่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	70
4.2.2 การคำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง.....	79
4.2.3 ตรวจสอบการทำงานของแกนแม่เหล็กที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง.....	80
4.3 การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง.....	82
4.4 สรุปการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	86
บทที่ 5 การทดลอง.....	88
5.1 วัตถุประสงค์.....	88
5.2 ขอบเขตของการทดลอง.....	88
5.3 รูปแบบที่ทำการทดลอง.....	89
5.3.1 การจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	89
5.3.2 รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง.....	91
5.3.3 โครงสร้างการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง.....	93
5.3.4 การทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	93
5.3.5 เงื่อนไขในการทดสอบ.....	94
บทที่ 6 ผลการทดลองและการวิเคราะห์.....	97
6.1 การทดลองด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	97

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.1.1 ผลการทดสอบวัดสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของ วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์.....	98
6.1.2 ผลการทดสอบตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ทั้ง 3 แบบการพัน.....	99
6.1.3 ผลการจำลองและทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ทั้ง 3 แบบ.....	102
6.1.3.1 การทดสอบที่ 1 ที่จุดเปลี่ยนความถี่ (cut-off frequency) เดียวกัน.....	102
6.1.3.2 การทดสอบที่ 2: กำหนดค่ากระแสรั่วไหลสูงสุด ($C_Y = 3300 \text{ pF}$).....	117
6.1.3.3 การทดสอบที่ 3: กำหนดค่า C_X ให้มีค่าเท่ากับการออกแบบ ($C_X = 0.68 \text{ }\mu\text{F}$).....	131
6.2 การเปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	143
6.2.1 การเปรียบเทียบรูปแบบการพันและโครงสร้างของ วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	143
6.2.2 การเปรียบเทียบอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจร กรองสัญญาณรบกวนขณะใส่กับไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน.....	144
6.3 สรุปผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.....	145
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	146
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	146
7.1.1 สรุปผลการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง.....	146
7.1.2 สรุปผลในแง่ของการทดสอบ.....	147
7.1.2.1 ที่จุดเปลี่ยนความถี่ (cut-off frequency) เดียวกัน.....	147
7.1.2.2 กำหนดค่ากระแสรั่วไหลสูงสุด ($C_Y = 3300 \text{ pF}$).....	148
7.1.2.3 กำหนดค่า C_X ให้มีค่าเท่ากับการออกแบบ ($C_X = 0.68 \text{ }\mu\text{F}$).....	148
7.1.3 การสรุปงานวิจัยในด้านอื่นๆ.....	149
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	150
บรรณานุกรม.....	152

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก	
คุณลักษณะของแกนแม่เหล็กความถี่สูงและตัวเก็บประจุและการ	
ตรวจสอบการอิมตัวของแกนแม่เหล็ก	154
ภาคผนวก ข	
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	167
ประวัติผู้เขียน	218

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1	พิกัดของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า..... 5
1.2	พิกัดของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า..... 6
3.1	ขีดจำกัดกระแสรั่วไหลลงดินสำหรับมาตรฐานความปลอดภัยของอุปกรณ์..... 28
4.1	พิกัดของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ (Cúk converter)..... 49
4.2	สรุปการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า..... 87
5.1	สรุปค่าส่วนประกอบต่างๆของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า..... 92
5.2	การเปรียบเทียบโครงสร้างการพันตัวเหนี่ยวนำ ทั้ง 3 แบบการพัน..... 93
6.1	ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดต่างๆ ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 1..... 113
6.2	ผลการจำลองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดต่างๆในเงื่อนไขการทดสอบที่ 1..... 115
6.3	อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดเปลี่ยนความถี่ทั้ง 3 แบบ..... 116
6.4	เปรียบเทียบผลการทำสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ..... 116
6.5	สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในรูปแบบการพันต่างๆ ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 2..... 128
6.4	สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในรูปแบบการพันต่างๆ..... 140
7.1	โครงสร้างการพันและวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า..... 147
7.2	ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของการพันทั้ง 3 แบบ..... 149

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 การรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่าง	3
1.2 การรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างแบบใหม่	3
1.3 ขั้นตอนการวิจัย	8
2.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า	9
2.2 ย่านความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า	10
2.3 เส้นทางของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ	11
2.4 ตัวอย่างเส้นขีดจำกัดและย่านความถี่ของมาตรฐานที่มาตามสายตัวนำ	14
2.5 การวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้ LISN	15
2.6 วงจรของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR	16
2.7 อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR	16
2.8 การวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้โพรบกระแส	16
2.9 การวัดโดยใช้โพรบกระแส	17
2.10 การวัดกระแสไฟฟ้าโหมคต่างๆ โดยใช้โพรบกระแส	18
2.11 โครงแบบทดสอบอุปกรณ์วางบนโต๊ะ	21
2.12 การต่อวงจร เพื่อวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ	22
2.13 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ	23
3.1 วงจรไฟฟ้าขณะที่ใช้และไม่ใช้วงจรรองสัญญาณรบกวน	26
3.2 การวัดค่าเหนี่ยวนำที่ขดลวดปฐมภูมิ	28
3.3 การวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ขดลวดปฐมภูมิ	29
3.4 คุณลักษณะวงจรรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ	30
3.5 คุณลักษณะวงจรรองความถี่แบบตัวเก็บประจุ	32
3.6 คุณลักษณะวงจรรองความถี่แบบ LC	34
3.7 คุณลักษณะวงจรรองความถี่แบบ π	35
3.8 คุณลักษณะวงจรรองความถี่แบบ T	36
3.9 วงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า	37
3.10 ทิศทางกระแสโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างสำหรับวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า	39
3.11 วงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อพิจารณากระแสโหมคผลร่วม	39
3.12 วงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อพิจารณากระแสโหมคผลต่าง	40

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.13 ทิศทางเส้นแรงแม่เหล็กสำหรับกระแสโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง	40
3.14 คุณลักษณะของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า	41
3.15 เทคนิคการพันขดลวดทั้งสี่แบบ	42
3.16 ตัวเก็บประจุ C_Y ที่ใช้จริง	43
3.17 ตัวเก็บประจุ C_X	43
4.1 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ	45
4.2 แบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแบบ ICM	46
4.3 แบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแบบ PICM	47
4.4 ขั้นตอนการออกแบบ	48
4.5 วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์	49
4.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ที่จุดต่างๆ	51
4.7 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป	52
4.8 วงจรสมมูลย์ของคอนเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนที่โหมดต่างๆ	53
4.9 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม	56
4.10 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง	57
4.11 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแบบ ICM	58
4.12 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ ICM	59
4.13 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม	61
4.14 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง	62
4.15 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง แบบ PICM	63
4.16 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม	74
4.17 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง	66
4.18 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า	67
4.19 ตัวอย่างการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่	68
4.20 การออกแบบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า	70
4.21 สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ได้จากการวัด	71
4.22 สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่ได้จากการวัด	71
4.23 การลดทอนสัญญาณรบกวน และค่าจุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลรวม $f_{r,CM}$	72
4.24 การลดทอนสัญญาณรบกวน และค่าจุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลต่าง $f_{r,DM}$	82

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.25 ค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป	75
4.26 ค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ ICM	77
4.27 ค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ PICM	79
4.28 อัตรการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่าง ที่มีการพันแบบ CM	83
4.29 อัตรการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่าง ที่มีการพันแบบ ICM	84
4.30 อัตรการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่าง ที่มีการพันแบบ PICM	86
5.1 วิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า	90
5.2 รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่างแบบ CM	91
5.3 รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่างแบบ ICM	91
5.4 รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่างแบบ PICM	92
5.5 การติดตั้งเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ	94
5.6 เงื่อนไขในการทดสอบ	94
5.7 แผนภูมิแสดงขั้นตอนการทดสอบ	96
6.1 เส้นขีดจำกัดมาตรฐานของ CISPR 22 Class B	97
6.2 สัญญาณรบกวนโหมคผลรวม ขณะที่ไม่วางวงจรกรอง	98
6.3 สัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง ขณะที่ไม่วางวงจรกรอง	99
6.4 สัญญาณรบกวนโหมคผลรวม ขณะที่ไม่วางวงจรกรอง	99
6.5 อัตรการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและ โหมคผลต่างทั้ง 3 แบบที่ได้จากการจำลองการทำงาน	100
6.6 เปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนของ ตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่างทั้ง 3 แบบ	100
6.7 คุณสมบัติของแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์	101
6.8 คุณสมบัติของแกนเหล็กชนิดผงโลหะ	101
6.9 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่มีการพันแบบ CM	103
6.10 อัตรการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมสำหรับการพันแบบ CM	103
6.11 อัตรการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่ความถี่ต่างๆ	103

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.12 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM.....	103
6.13 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่มีการพันแบบ ICM.....	105
6.14 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่มีการพันแบบ ICM.....	105
6.15 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ.....	105
6.16 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM.....	106
6.17 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่มีการพันแบบ PICM.....	107
6.18 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่มีการพันแบบ PICM.....	107
6.19 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ.....	107
6.20 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM.....	117
6.21 สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ.....	109
6.22 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม.....	110
6.23 สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ.....	111
6.24 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง.....	111
6.25 สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ.....	112
6.26 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม.....	112
6.27 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบการจำลอง.....	113
6.28 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง.....	114
6.29 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง.....	114
6.30 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง.....	114
6.31 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่มีการพันแบบ CM.....	118
6.32 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ.....	118
6.33 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM.....	119
6.34 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM.....	120
6.35 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ.....	120
6.36 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM.....	121
6.37 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่มีการพันแบบ PICM.....	122
6.38 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ.....	122
6.39 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM.....	123
6.40 สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ.....	124

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.41	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวม..... 125
6.42	สัญญาณรบกวน โหมดผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ..... 125
6.43	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลต่าง..... 126
6.44	สัญญาณรบกวน โหมดผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ..... 127
6.45	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวม..... 127
6.46	อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมของการจำลองทั้ง 3 แบบ..... 128
6.47	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง..... 129
6.48	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง..... 129
6.49	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง..... 129
6.50	จำลองการทำงานของวงจรรองสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่มีการพันแบบ CM..... 131
6.51	อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ..... 131
6.52	ผลการทดสอบวงจรรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM..... 132
6.53	จำลองการทำงานของวงจรรองสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่มีการพันแบบ ICM..... 133
6.54	อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ..... 133
6.55	ผลการทดสอบวงจรรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM..... 134
6.56	จำลองการทำงานของวงจรรองสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่มีการพันแบบ PICM..... 135
6.57	อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ..... 135
6.58	ผลการทดสอบวงจรรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM..... 136
6.59	สัญญาณรบกวน โหมดผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ..... 137
6.60	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวม..... 137
6.61	สัญญาณรบกวน โหมดผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ..... 138
6.62	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลต่าง..... 138
6.63	สัญญาณรบกวน โหมดผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ..... 139
6.64	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวม..... 139
6.65	อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมทั้ง 3 แบบการจำลอง..... 140
6.66	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง..... 141
6.67	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง..... 141
6.68	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง..... 141

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.69	ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ 143
6.70	แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์และฟิวรีเลย์ทรานส์ฟอร์ม์ของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์..... 144
6.71	ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์..... 144
6.72	เปรียบเทียบสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวน กับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน..... 145
7.1	การเปรียบเทียบค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จาก สมการที่ 4.37 และ 4.43..... 148
7.2	การวัดอุณหภูมิของขดลวดที่เกิดจากพันแบบ PICM..... 150
7.3	รูปแบบการวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า..... 151
7.4	รูปแบบการวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า..... 151
7.5	การเชื่อมโยงของฟลักซ์ของตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุของวงจรสัญญาณรบกวน..... 151

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบัน ภาระหน้าที่ในการลดทอนสัญญาณรบกวนหรือสิ่งที่ไม่พึงประสงค์ต่างๆ จะให้เป็นหน้าที่ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic interference filter) ดังนั้นในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจึงมีความสำคัญมาก เพราะในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ให้มีสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนได้จริงนั้น จะมีความความยุ่งยากในขั้นตอนการออกแบบ เพราะสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดขึ้นจากแหล่งจ่ายไฟสวิตซ์ (switching mode power supply) หรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ นั้นจะมีรูปแบบสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกัน ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะประกอบด้วยอุปกรณ์แบบพาสซีฟ คือ ตัวเก็บประจุ C_X และ C_Y ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวม (common mode choke: L_{CM}) และตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง (differential mode choke: L_{DM}) และโครงสร้างของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวม L_{CM} และตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง L_{DM} ที่ใช้จะเป็นแบบแยกแกนเหล็ก โดยที่ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมจะเป็นแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ (ferrite core) และตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่างจะเป็นแกนเหล็กชนิดผงโลหะ (powder core) จึงเป็นผลทำให้ขนาดของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ามีขนาดใหญ่ และจากปัญหาของพื้นที่ที่มีจำกัดของผลิตภัณฑ์ ที่ต้องทำให้วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ามีขนาดเล็ก จึงมีความคิดที่จะใช้พื้นที่ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนให้มีพื้นที่น้อยที่สุด และไม่มีผลต่อการระบายความร้อน และที่สำคัญสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้ แต่ตัววงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ามีขนาดใหญ่อาจจะทำให้ต้นทุนในการผลิตสูงขึ้น

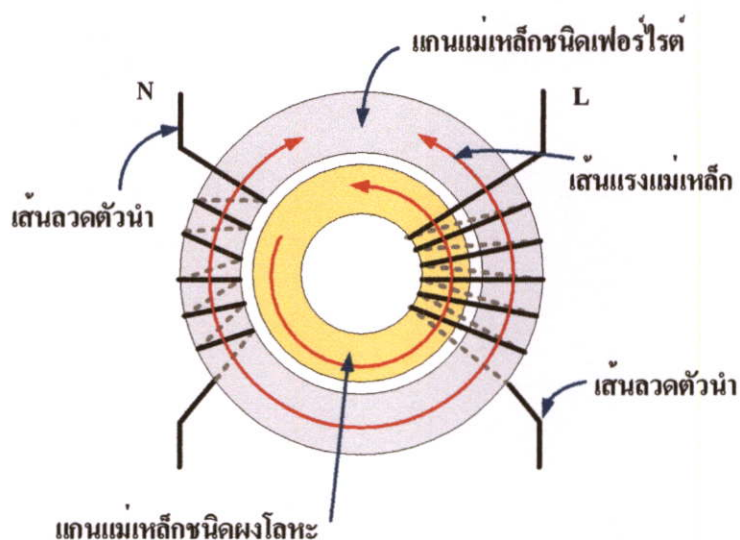
1.2 เพราะเหตุใดปัญหานี้ถึงน่าสนใจ

ปัญหาหลักของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (conducted EMI) ที่เกิดจากผลิตภัณฑ์ทางไฟฟ้าต่างๆ จะอธิบายได้ยากว่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำเกิดขึ้นมาจากตัวอุปกรณ์หรือเกิดจากตัววงจรไฟฟ้า จึงมีความจำเป็นต้องศึกษาแหล่งที่มาและแนวทางการในการแก้ปัญหาของสัญญาณรบกวนและในปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ ได้มีการพัฒนาให้มีประสิทธิภาพในการทำงานสูง มีพิกัดแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่สูงและใช้งานได้ในย่านความถี่ที่สูงขึ้น จึงมีผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนต่อระบบไฟฟ้ามากขึ้น ดังนั้นจึงมีความจำเป็นต้องพัฒนาวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ให้มีขีดความสามารถในการลดทอน

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างได้สูงขึ้น จึงมีแนวความคิดที่จะ ออกแบบตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง ที่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวน แม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีและมีขนาดเล็ก ซึ่งในงานวิจัยเริ่มจากการศึกษาการทำงานของวงจรกรอง สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง จึงมีแนวความคิดที่จะนำเสนอรูปการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบใหม่ ที่ สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี และจากนั้นจึงเริ่มศึกษาสิทธิบัตรต่างๆ ที่มี รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างและในปี 1992 ของ W. Richard frederick, Mundelein, III. จากการศึกษาสิทธิบัตรที่จดในประเทศสหรัฐอเมริกา หมายเลข 5,083,101 เรื่อง Integrated Electromagnetic Interference Filter [1] ได้นำเสนอเทคนิคการรวมตัว เหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างเข้าด้วยกัน (integrated inductor) ที่ใช้กับวงจรกรอง สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ ได้นำแนวความคิดที่จะพัฒนารูปแบบ การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวน แม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีที่สุด และสามารถใช้ประโยชน์จากแกนเหล็กให้มากที่สุด และมีปริมาตรน้อย ที่สุด

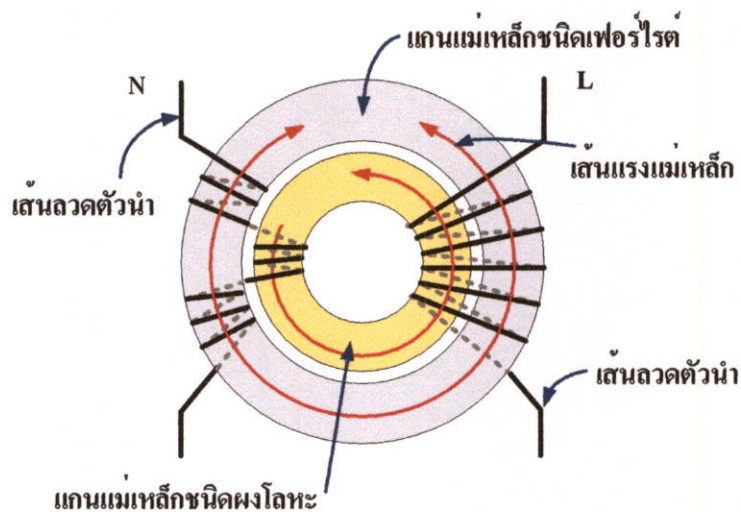
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

สำหรับแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เริ่มต้นจากการศึกษาแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ซึ่ง คือ วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ (Cuk converter) โดยทำการศึกษาความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ (self-resonant frequency: SRF) ที่มีต่อวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งในการศึกษาจะทำการศึกษา ว่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์มีพฤติกรรมอย่างไร และมีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวนมาก หรือน้อยและเมื่อทำการศึกษาแล้วพบว่า วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นได้สร้างสัญญาณ รบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน (limit line) และหลังจากนั้นคิดว่าทำอย่างไรจึงจะสามารถ ลดทอนสัญญาณรบกวนลงได้ แล้วจึงมีความคิดที่จะพัฒนาวงจรกรองสัญญาณรบกวน แม่เหล็กไฟฟ้า ศึกษาขั้นตอนการทำงาน การออกแบบ และการคำนวณค่าของวงจรกรอง สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และได้ศึกษาผลงานของ Fu-Yuan shih, Dan Y. chan, Yan-pei wu and Yie – tone Chen [2] รวมทั้งข้อมูลที่ได้จากการศึกษาสิทธิบัตรที่จดในประเทศสหรัฐอเมริกา [3-4] จึงได้แนวความคิดที่จะรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างเข้าด้วยกัน



รูปที่ 1.1 การรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง [1]

จากรูปที่ 1.1 จะแสดงการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง จากสิทธิบัตรที่จดในประเทศสหรัฐอเมริกาหมายเลข 5,083,101 จะเห็นได้ว่ามีแกนเหล็กไฟฟ้า 2 แกนวางซ้อนกัน ซึ่งแกนเหล็กวงนอกจะเป็นแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ และแกนเหล็กวงในจะเป็นแกนเหล็กชนิดผงโลหะวางซ้อนกันและพันด้วยเส้นลวดตัวนำ และจากรูปเส้นลวดตัวนำที่ต่อกับสายนิวตรอน (neutral) จะพันอยู่บนแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ด้านนอก และด้านสายตัวนำ (line) เส้นลวดตัวนำจะพันอยู่บนทั้ง 2 แกน คือ แกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์และแกนเหล็กชนิดผงโลหะ โดยทิศทางเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะเป็นดังในรูปที่ 1.1 และจากรูปที่ 1.2 ได้นำเสนอแนวความคิดการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบใหม่ ที่ใช้ประโยชน์จากพื้นที่ด้านในของแกนเหล็กวงนอกโดยนำแกนเหล็กอีกแกนหนึ่งวางซ้อนกันดังรูป และยังใช้ประโยชน์จากแกนเหล็กวงในอีกด้านหนึ่งสำหรับการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่างดังในรูปที่ 1.2 และจากรูป เส้นลวดตัวนำที่ต่อกับสายนิวตรอน จะพันอยู่บนแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ด้านนอก และในเส้นลวดตัวนำเดียวกันนั้น ยังมีการพันขดลวดเพิ่มเข้าไปในแกนเหล็กชนิดผงโลหะอีก เพื่อเป็นการเพิ่มค่าเหนี่ยวนำโหมคผลต่างให้มีค่ามากขึ้นดังรูป และทางด้านสายตัวนำจะมีลักษณะการพันเช่นเดียวกับในรูปที่ 1.1 ส่วนรายละเอียดการพันต่างๆจะนำเสนอต่อไปในบทที่ 4



รูปที่ 1.2 การรวมตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบใหม่

1.4 เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

ในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการพัฒนาวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และนำเสนอขั้นตอนการการออกแบบ และเทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง โดยจะทำการเปรียบเทียบรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ของวงจกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่มีการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีแตกต่างกัน และหาว่าวงจกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีความแตกต่างกันนั้น จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าอย่างไร ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ที่ใช้ในวงจกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ได้ 3 รูปแบบการพัน คือ

1. การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบทั่วไป (conventional common mode choke : การพันแบบ CM) คือ การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่ใช้กับวงจกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป จะประกอบด้วยแกนแม่เหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ และแกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะ ที่ใช้สำหรับการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม และโหมดผลต่าง โดยมีลักษณะการพันตัวเหนี่ยวนำจะเป็นแบบแยกแกนเหล็ก
2. การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ ICM (integrated common mode choke : การพันแบบ ICM) คือ การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่ใช้กับวงจกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ ICM จะประกอบด้วยแกนแม่เหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ และแกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะ ที่ใช้สำหรับการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง และมีลักษณะการพันตัวเหนี่ยวนำ คือ จะใช้เทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

3. การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ PICM (proposed integrated common mode choke : การพันแบบ PICM) คือ การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่ใช้กับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ PICM จะประกอบด้วยแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ และแกนเหล็กชนิดผงโลหะ ที่ใช้สำหรับการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง และมีลักษณะการพันตัวเหนี่ยวนำคือ จะใช้เทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง เหมือนกับการพันแบบ ICM แต่จะมีค่าความเหนี่ยวนำโหมคผลต่างมากกว่ารูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมแบบ ICM

โดยมีเงื่อนไขการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างเข้าด้วยกัน คือจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างจะเท่ากัน แกนเหล็กชนิดเดียวกัน ขนาดเส้นลวดตัวนำมีขนาดเท่ากัน และพิกัดกำลังที่ใช้ในการทดสอบเดียวกัน โดยสามารถระบายความร้อนได้โดยที่อุณหภูมิของแกนเหล็กเท่ากัน

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ก) นำเสนอรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ PICM ที่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้สูง โดยจะทำการวิเคราะห์การออกแบบ และสร้างจริง เพื่อทำการทดสอบเปรียบเทียบกับแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ CM และแบบ ICM โดยจะพิจารณาในรูปของอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (insertion loss: IL)

ข) พิกัดเป้าหมายของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ใช้ในการทดสอบจะมีพิกัดในการทดสอบเดียวกัน ซึ่งในการวิจัยนี้จะดูได้จากตารางที่ 1.1 โดยจะแสดงพิกัดของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการทดสอบ

ตารางที่ 1.1 พิกัดของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ปริมาณทางไฟฟ้า	ขนาด/พิกัด	หน่วยวัด
แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (V_i)	24	โวลต์ (V)
แรงดันไฟฟ้าด้านออก (V_o)	48	โวลต์ (V)
กระแสไฟฟ้าด้านออก (I_o)	2.08	แอมแปร์ (A)
กำลังไฟฟ้าด้านออก (P_o)	100	วัตต์ (W)
ความถี่สวิตซ์ซิ่ง (f)	50	กิโลเฮิร์ตซ์ (kHz)

ค) ในการออกแบบ และการทดสอบการทำงานจะทำการปรับค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 รูปแบบการพัน เพื่อจะหาว่าส่วนประกอบของวงจร

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าใด มีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และในส่วนของพิกัดของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่สร้างขึ้นจริงจะมีรายละเอียดดังในตารางที่ 1.2

ตารางที่ 1.2 พิกัดของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

รายละเอียดต่างๆของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า		รูปแบบการพินที่นำเสนอ		
		การพินแบบ CM	การพินแบบ ICM	การพินแบบ PICM
ปริมาณของ แกนเหล็ก	แกนเหล็กชนิด เฟอร์ไรต์	ferrite core ยี่ห้อ KAWATETSU FERRITE รุ่น R-63/44/13.5		
	แกนเหล็กชนิด ผงโลหะ	toroidal core ยี่ห้อ MICROMETALS รุ่น T157-26		
insertion loss		ผ่านเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน		
พิกัดกระแสไฟฟ้า		2 แอมแปร์		
เส้นลวดทองแดง		เส้นลวดทองแดงอาบน้ำยาเบอร์ 18 AWG		

1.6 ขั้นตอนการวิจัย

ขั้นตอนในการศึกษานี้แบ่งเป็นขั้นตอนหลักดังแผนภูมิในรูปที่ 1.3 โดยครอบคลุมเนื้อหาสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งมีทั้งหมด 7 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 จะกล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย เหตุผลของงานวิจัย แนวความคิดของงานวิจัย เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม ขอบเขตงานวิจัยและขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 จะกล่าวถึงนิยาม และที่มาของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดต่างๆ และมาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ รวมทั้งการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำและเครื่องมือวัด

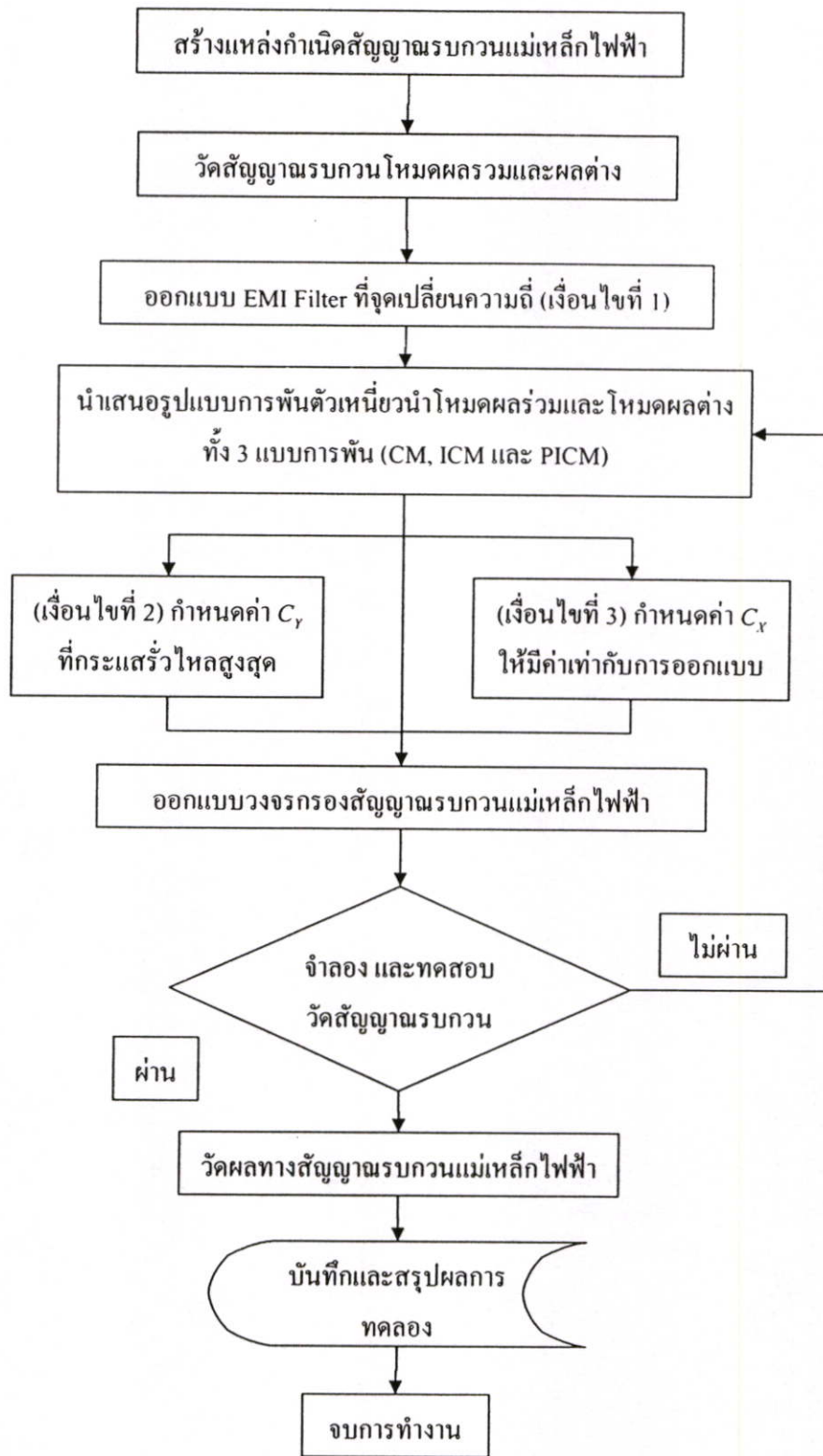
บทที่ 3 จะกล่าวถึงทฤษฎีที่ใช้การทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และอธิบายส่วนประกอบต่างๆของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

บทที่ 4 จะกล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบ การคำนวณหาค่าส่วนประกอบของวงจรสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และการวิเคราะห์รูปแบบการพินตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างทั้ง 3 แบบการพิน

บทที่ 5 จะกล่าวถึงวัตถุประสงค์และขอบเขตที่ทำการทดลอง และการจำลองการทำงาน โดยสรุปเงื่อนไขต่างๆ ที่ได้จากการทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

บทที่ 6 จะกล่าวถึงผลการทดลอง การจำลองการทำงาน และการวิเคราะห์ผลทางด้าน
สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยมีการเปรียบเทียบระหว่างวงจรกรองสัญญาณ
รบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่มีการพันตัวเหนี่ยวนำ โหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างที่แตกต่างกัน

บทที่ 7 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ



รูปที่ 1.3 ขั้นตอนการวิจัย

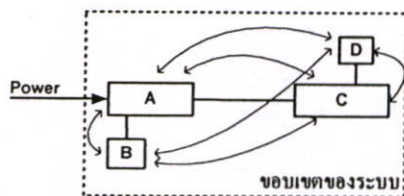
บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

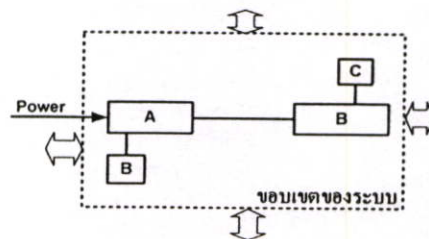
สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิ่งนั้นจะสามารถอธิบายให้เข้าใจได้ก็ต่อเมื่อ ทราบถึงสาเหตุการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และมีความเข้าใจพฤติกรรมของการเกิดของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำด้วย ดังนั้นในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงนิยามของความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic compatibility: EMC) รูปแบบการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งกล่าวถึงมาตรฐานในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยสังเขป

2.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า หมายถึง ความสามารถของอุปกรณ์ (device) เครื่องมือ (equipment) หรือระบบ (system) ที่สามารถทำงานรวมกันได้เป็นปกติในสภาวะแวดล้อมที่มีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยไม่ก่อให้เกิดความเสียหาย หรือผลกระทบใดๆ ต่ออุปกรณ์ เครื่องมือ หรือระบบ ที่ทำงานในสภาวะสิ่งแวดล้อมแม่เหล็กไฟฟ้าเดียวกัน แต่เมื่อเกิดความเสียหายหรือการทำงานผิดพลาดจะเรียกว่า สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic interference: EMI) หมายถึง การที่อุปกรณ์ เครื่องมือ หรือระบบ เกิดการทำงานผิดพลาด หรือเกิดความเสียหาย ซึ่งมีสาเหตุมาจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยปกติรูปแบบของความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบเดียวกัน (intra-system EMC) และ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก (inter-system EMC) [5] ดังในรูปที่ 2.1



(ก) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ



(ข) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก

รูปที่ 2.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

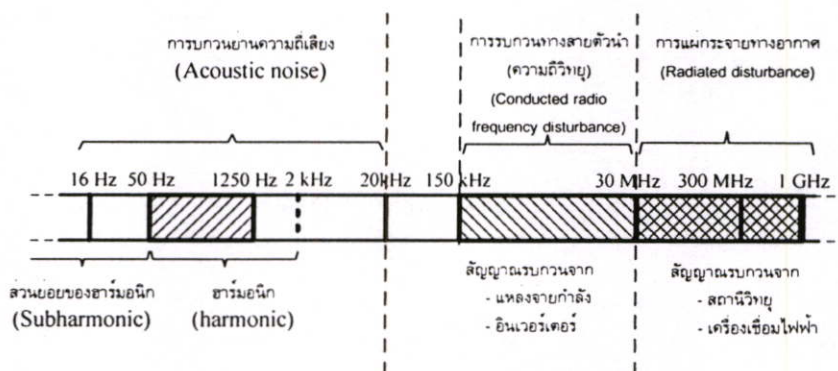
ก) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ คือความสามารถของส่วนประกอบภายในระบบเดียวกันสามารถทำงานได้ในสภาวะแวดล้อมที่เกิดการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากอุปกรณ์ภายในระบบ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ก)

ข) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก คือความสามารถในการทำงานของระบบทั้งระบบที่สามารถทำงานได้ในสภาวะแวดล้อมที่เกิดการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจากระบบอื่น และตัวระบบเองไม่สร้างสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ข)

โดยทั่วไปการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถแบ่งออกได้หลายรูปแบบตามย่านความถี่ดังแสดงในรูปที่ 2.2 จะแสดงการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ในย่าน 0 Hz ถึง 2 kHz จะจัดอยู่ในย่านการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่ต่ำหรือที่นิยมเรียกกันว่า “ฮาร์มอนิก” (harmonics) ซึ่งจะมีผลทำให้สัญญาณรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าจากระบบไฟฟ้ากำลังมีความผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณไซน์และนอกจากนั้นยังเพิ่มความสูญเสียในระบบไฟฟ้ากำลังอีกด้วย

สำหรับความถี่ในย่าน 1.25 kHz ถึง 150 kHz ในปัจจุบัน (ค.ศ. 2004) ยังไม่จัดว่าเป็นปัญหาที่จะต้องแก้ไขด้วยวิศวกรทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC engineers) แต่อย่างไรก็ตามมาตรฐานนานาชาติหลายฉบับได้ขยายย่านความถี่ฮาร์มอนิก ให้ครอบคลุมถึงย่านความถี่ดังกล่าวข้างแล้ว [6]

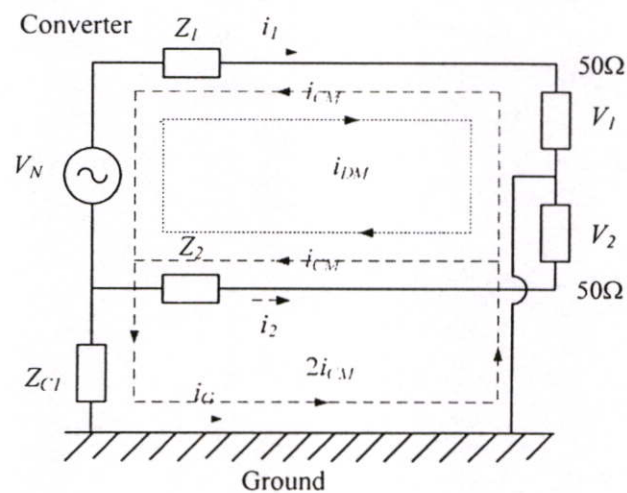
ส่วนย่านความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าหรือบางครั้งจะเรียกแทนว่าการรบกวนความถี่วิทยุ (radio frequency disturbance) จะจัดอยู่ในการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูงโดยเริ่มพิจารณาความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 1 GHz สามารถแบ่งออกได้เป็นสองแบบด้วยกันคือ ที่ความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (conducted EMI) และย่านความถี่ตั้งแต่ 30 MHz ถึง 1 GHz จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศ (radiated EMI) ซึ่งทั้งสองแบบจะมีรูปแบบในการรบกวนและวิธีในการตรวจจับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แตกต่างกัน [7] ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ย่านความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า [6]

2.2 รูปแบบการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำ ที่เกิดจากการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรือแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิง ของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีการสวิตชิงที่ความถี่สูง ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่อเวลา (dv/dt) ซึ่งจะเกิดในช่วงเริ่มหยุดนำกระแส และผลของการเปลี่ยนแปลงกระแสต่อเวลา (di/dt) ซึ่งจะเกิดในช่วงเริ่มนำกระแส จะส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำ โดยการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำนั้น สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลรวม (common mode: CM) และการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลต่าง (differential mode: DM)



รูปที่ 2.3 เส้นทางของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ [8-9]

จากรูปที่ 2.3 แสดงการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และเพื่อให้ง่ายในการอธิบายจากรูป จึงแสดงทิศทางของกระแสในสายตัวนำและสายนิวตรอนเทียบกับสายกราวด์ โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ (V_N) เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (noise source) โดยมีตัวต้านทาน 50Ω จำนวน 2 ตัว เป็นโหลดของสัญญาณรบกวน โดยเส้นสีแดงจะแสดงทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม (common mode current: i_{CM}) ซึ่งกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมจะเป็นกระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ทั้งสายตัวนำและสายนิวตรอน ผ่านทางตัวเก็บประจุแผ่นลงกราวด์หรือ ผ่านทางส่วนอื่นๆ ที่มีการเชื่อมต่อระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนกับกราวด์ และจากในรูปเส้นสีน้ำเงิน จะแสดงทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง (differential mode current: i_{DM}) ซึ่งกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง จะเป็นกระแสที่ไหลจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ แล้วไหลกลับครบวงจรผ่านสายนิวตรอน โดยจะไม่

ไหลผ่านกราวนด์ดังในรูปที่ 2.3 และกระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วมและกระแสไฟฟ้าโหมคผลต่างที่ไหลจะสามารถหาได้ ดังสมการที่ (2.1) ถึง (2.3)

$$i_1 = -i_{CM} + i_{DM} \quad (2.1)$$

$$i_2 = -i_{CM} - i_{DM} \quad (2.2)$$

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

- เมื่อ i_1 คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในสายตัวนำ
 i_2 คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในสายนิวตรอน
 i_G คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านกราวนด์
 i_{CM} คือ กระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วม
 i_{DM} คือ กระแสไฟฟ้าโหมคผลต่าง
 Z_1 คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายตัวนำ
 Z_2 คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายนิวตรอน
 Z_{C1} คือ ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างคอนเวอร์เตอร์กับกราวนด์

สำหรับแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทาน 50Ω คือแรงดันไฟฟ้า v_1 และ v_2 จะคำนวณได้จากกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานทั้งสอง ดังในสมการที่ (2.4) และ (2.5)

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

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

จากสมการที่ (2.4) และ (2.5) จะได้แรงดันไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง ดังในสมการที่ (2.6) และ (2.7) โดยแรงดันไฟฟ้าโหมคผลร่วมจะคำนวณจากผลคูณของกระแสโหมคผลร่วมที่ไหลผ่านตัวต้านทาน 50Ω และส่วนแรงดันไฟฟ้าโหมคผลต่าง จะคำนวณจากผลคูณของกระแสโหมคผลต่างที่ไหลผ่านตัวต้านทาน 50Ω ดังในสมการที่ (2.6) และ (2.7)

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

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

- เมื่อ v_{CM} คือ แรงดันไฟฟ้าโหมคผลร่วม
 v_{DM} คือ แรงดันไฟฟ้าโหมคผลต่าง

จากสมการที่ (2.6) และ (2.7) จะคำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้า v_1 และ v_2 ได้จาก ผลรวม หรือผลต่างของแรงดันไฟฟ้าโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง ดังสมการที่ (2.8) และ (2.9)

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

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

ข้อสำคัญคือแรงดันไฟฟ้า v_1 และ v_2 คือ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทาน 50Ω ทั้งด้านสายตัวนำและสายนิวตรอน ซึ่งขนาดแอมพลิจูดของสเปกตรัม (spectrum) ของแรงดันทั้งด้านสายตัวนำและสายนิวตรอนในย่านความถี่การใช้งาน จะต้องไม่เกินเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน (limit line) ของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำกำหนด

2.3 มาตรฐานและการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน เกือบจะทั้งหมดได้ผ่านการทดสอบที่เกี่ยวกับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าไม่ว่าจะเป็นการรบกวนทางสายตัวนำหรือแพร่ทางอากาศ และในการทดสอบและการวัดให้เป็นไปในทิศทางเดียวกัน จึงได้มีการกำหนดมาตรฐานสำหรับการวัดและการทดสอบผลิตภัณฑ์ โดยมาตรฐานที่ใช้มีจะอยู่หลายมาตรฐาน มีทั้งมาตรฐานนานาชาติ มาตรฐานของภูมิภาคหรือมาตรฐานของประเทศนั้นๆ สำหรับวิธีการวัดและวิธีการติดตั้ง จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์และเครื่องมือตามมาตรฐานนานาชาติกำหนด และผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าที่ผ่านการทดสอบตามมาตรฐานนั้น ไม่ได้หมายความว่าไม่มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น เพียงแต่เป็นการจำกัดขนาดของสัญญาณรบกวนให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ ตามมาตรฐานของประเทศนั้นๆ และในหัวข้อต่อไปจะแสดงตัวอย่างของมาตรฐานที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน

2.3.1 ตัวอย่างมาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

1) FCC REGULATIONS

FCC ย่อมาจาก Federal Communications Commission เป็นของประเทศสหรัฐอเมริกาที่ทำการออกกฎข้อบังคับสำหรับอุปกรณ์สื่อสาร (wire and radio communications) โดยสามารถแบ่งออกได้เป็นสามส่วนใหญ่ๆ ด้วยกันกล่าวคือ Part 15 สำหรับอุปกรณ์ความถี่วิทยุ (radio-frequency devices) Part 18 สำหรับอุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์ และอุปกรณ์ทางการแพทย์ และ Part 68 สำหรับอุปกรณ์ที่ต่ออยู่กับระบบโทรศัพท์ (telephone network)

2) CISPR

CISPR ย่อมาจากภาษาฝรั่งเศสคือ (Comite International Special des Perturbations Radioelectrique) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อปี ค.ศ. 1933 เพื่อหาวิธีการวัดและขีดจำกัดของการรบกวนในย่าน

ความถี่วิทยุสำหรับนานาชาติ นอกจากนั้นตัว CISPR ไม่ได้เป็นกฎข้อบังคับหรือมาตรฐานบังคับใช้แต่อย่างใด แต่มาตรฐานดังกล่าวจะถูกดัดแปลงโดยรัฐบาลของแต่ละประเทศให้เป็นมาตรฐานบังคับใช้ภายในประเทศ จึงกลายเป็นมาตรฐานสากลไปโดยปริยาย โดยมาตรฐาน CISPR Publication 22 เป็นการออกมาเพื่อการควบคุมสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกรณีของบริษัทเทคโนโลยีสารสนเทศ (information technology equipment)

3) มาตรฐานทางการทหาร (Military standards)

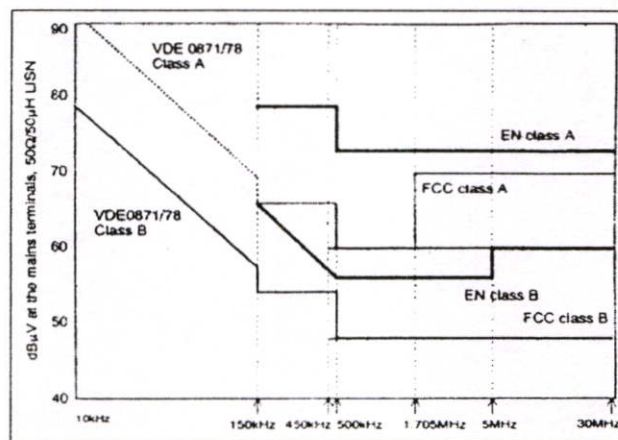
MIL-STD-461B และ MIL-STD-462 เป็นมาตรฐานที่ออกโดยการทหารของประเทศสหรัฐอเมริกา โดยที่ MIL-STD-461B กำหนดเส้นขีดจำกัด (Limit) และ MIL-STD-462 จะกำหนดขั้นตอนและวิธีการทดสอบ โดยที่มาตรฐานดังกล่าวจะมีรายละเอียดมากกว่าและเข้มงวดกว่า FCC และย่านความถี่ที่พิจารณาจะกว้างกว่าอีกด้วย

4) VDE

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

5) มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม (มอก.)

ในด้านที่เกี่ยวข้องกับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับประเทศไทยได้มีการเริ่มต้นนำมาตรฐานนานาชาติ (IEC) มาปรับปรุงแก้ไขโดยอ้างอิงจากมาตรฐาน CISPR 15 ที่เกี่ยวกับบริษัทส่งสว่าง สำหรับ CISPR 22 ที่เกี่ยวข้องกับบริษัททางด้านเทคโนโลยีสารสนเทศและมัลติมีเดีย และอยู่ในระหว่างการพิจารณาที่จะมีการบังคับใช้ในประเทศไทย



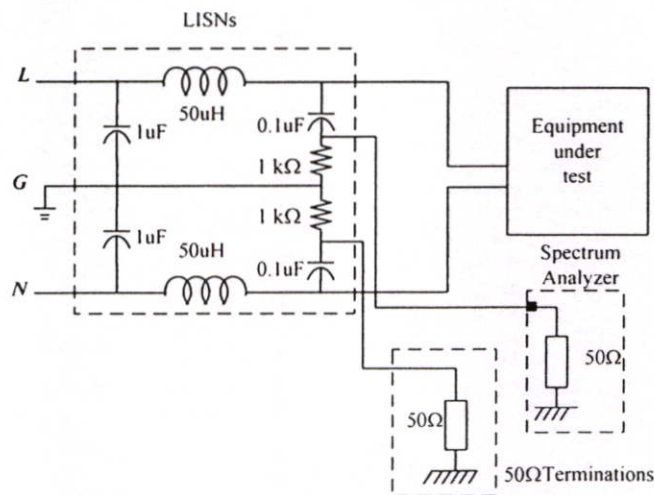
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างเส้นขีดจำกัดและย่านความถี่ของมาตรฐานที่มาตามสายตัวนำ

จากรูปที่ 2.4 จะแสดงเส้นขีดจำกัดของมาตรฐาน VDE, FCC และ EN ทั้ง Class A และ Class B รวมทั้งย่านความถี่ที่ใช้ในการทดสอบตั้งแต่ 10 kHz – 30 MHz

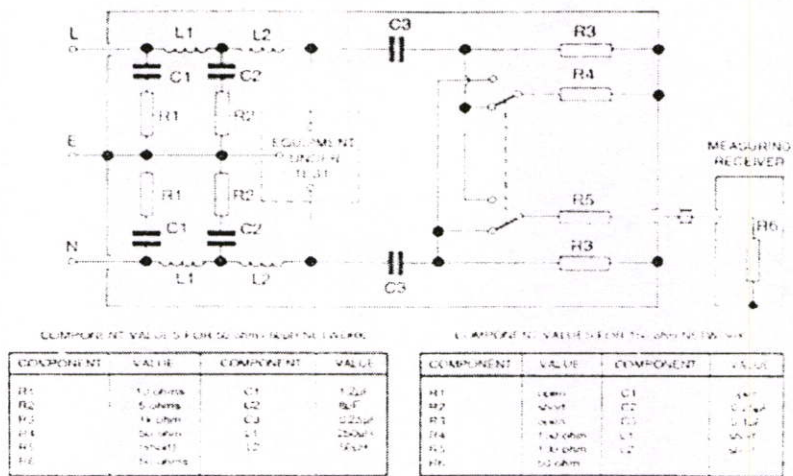
2.3.2 วิธีการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ในขั้นตอนนี้จะเป็นการนำเสนอวิธีการวัดและการทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ พร้อมกับการใช้งานของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) ดังในรูปที่ 2.5 จะแสดงการวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้ LISN พร้อมกับการใช้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (spectrum analyzer) และหน้าที่หลักของ LISN มีอยู่ 3 ด้าน คือ หนึ่ง กำหนดค่าอิมพีแดนซ์มาตรฐาน 50 Ω ที่ความถี่สูงสำหรับผลิตภัณฑ์ที่ใช้ในการทดสอบ EUT (equipment under test) สอง ส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำไปยังผลิตภัณฑ์ที่ใช้ในการทดสอบ สาม กำจัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า อื่นๆ ที่ไม่ได้มาจากผลิตภัณฑ์ที่ใช้ในการทดสอบ ดังในรูปที่ 2.5 และจากรูปจะแสดงวิธีการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้ spectrum analyzer และแสดงการต่อตัวความต้านทาน 50 Ω termination เพื่อที่จะรักษาอิมพีแดนซ์ระหว่างสายนิวตรอนกับกราวด์ให้คงที่ที่ 50 Ω

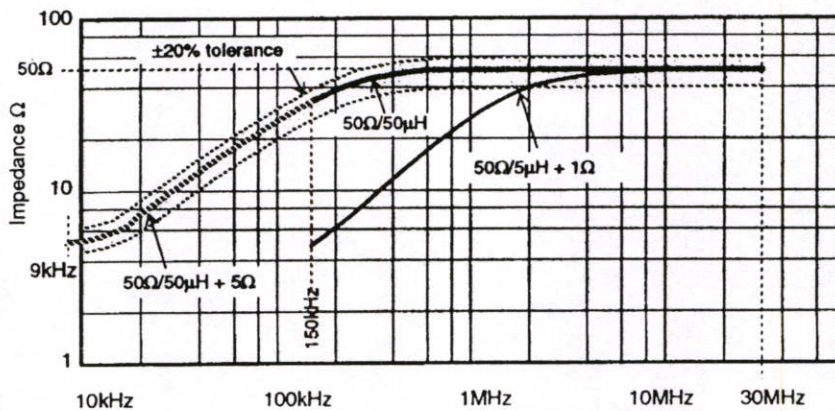
จากรูปที่ 2.6 จะแสดงวงจรของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR [10] กำหนดและแสดงค่าส่วนประกอบต่างๆ ที่ใช้ในวงจรของ LISN โดยจะใช้งานในย่านความถี่ 9 kHz ถึง 30 MHz และจากรูปความต้านทาน R6 ที่ต่ออยู่จะเป็นของเครื่องวัดสเปกตรัม หรือ measuring receiver พร้อมกับแสดงจุดต่อไปยังผลิตภัณฑ์ที่ใช้ในการทดสอบ และจากรูปที่ 2.7 จะแสดงกราฟค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ LISN และในย่านความถี่ 9 kHz ถึง 30 MHz จะมีค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับ 50 Ω และมีค่าผิดพลาด $\pm 20\%$



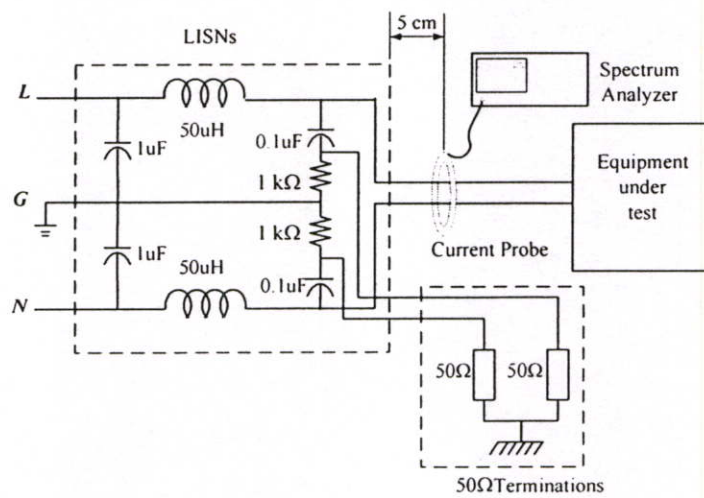
รูปที่ 2.5 การวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้ LISN



รูปที่ 2.6 วงจรของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR [10]

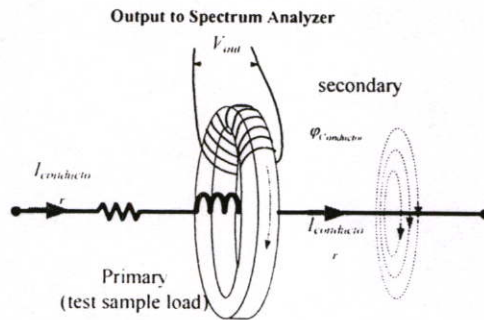


รูปที่ 2.7 อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR [10]



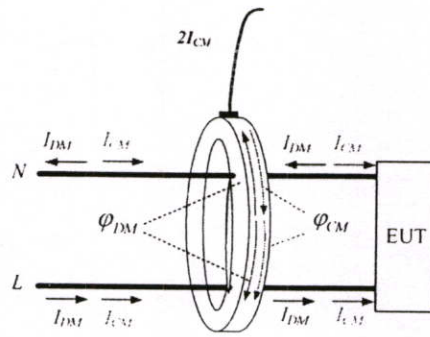
รูปที่ 2.8 การวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้โพรบกระแส [11]

จากรูปที่ 2.8 จะแสดงการวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้โพรบกระแส (Current Probe) [11] โดยโพรบกระแสที่ใช้วัดจะเป็นโพรบกระแสที่สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง และสามารถรักษาค่าทรานส์เฟอร์อิมพีแดนซ์ ให้คงที่ในตลอดย่านความถี่ใช้งาน และการใช้โพรบกระแสสามารถวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่างและโหมดผลรวมได้ ซึ่งจะมีประโยชน์ในการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวน และการออกแบบวงจรของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และตามมาตรฐาน MIL STD 462 ในการวัดสัญญาณรบกวนโดยใช้โพรบกระแสนั้น จะต้องวางโพรบกระแสให้ห่างจาก LISN ประมาณ 5 cm และที่ขั้วของการวัดจะทำการต่อตัวต้านทาน 50Ω termination 2 ตัว ที่ขั้วทั้งสองเพื่อให้รักษาค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำกับกราวด์ และสายนิวตรอนกับกราวด์เท่ากับ 50Ω ดังในรูปที่ 2.8 และที่สำคัญในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยการใช้โพรบกระแสนั้น จะต้องทำการใส่ค่าชดเชยของโพรบกระแสที่ใช้กันๆ เข้าที่เครื่องมือวัด spectrum analyzer และในการวัดสัญญาณรบกวนโดยใช้โพรบกระแสสามารถอธิบายได้ ดังในรูปที่ 2.9

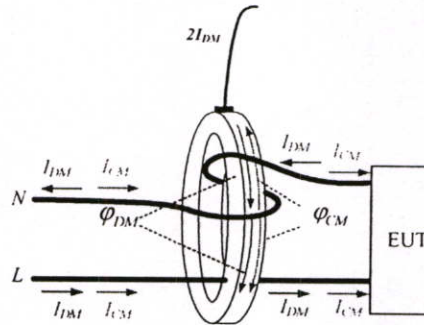


รูปที่ 2.9 การวัดโดยใช้โพรบกระแส

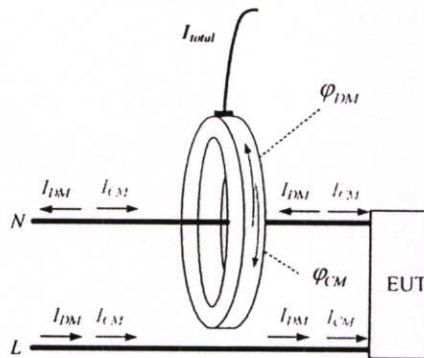
ในรูปที่ 2.9 จะแสดงโครงสร้างการทำงานและการวัดกระแสไฟฟ้าโดยใช้โพรบกระแส กล่าวคือ ขณะที่สายตัวนำมีกระแสไฟฟ้าไหล $I_{conductor}$ จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก $\phi_{conductor}$ ที่สายตัวนำที่มีทิศทางของฟลักซ์แม่เหล็ก ดังในรูปที่ 2.9 ตามกฎมือขวา (Right Hand's Rule) ที่เปรียบเสมือนขดลวดปฐมภูมิ (primary) และเมื่อนำโพรบกระแส ที่เปรียบเสมือนขดลวดทุติยภูมิ (secondary) ไปคล้องที่สายตัวนำ นั้นจะทำให้เกิดการเกี่ยวค้องของฟลักซ์แม่เหล็กระหว่างสายตัวนำกับโพรบกระแส ทำให้เกิดสัญญาณในรูปของแรงดันไฟฟ้า V_{ind} ที่ขั้วด้านออกของขดลวดทุติยภูมิ แล้วส่งไปยังเครื่องมือวัด spectrum analyzer ซึ่งในวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่โหมด สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม โดยใช้ โพรบกระแสจะอธิบายได้จากรูปที่ 2.10



(ก) วัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม



(ข) วัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง



(ค) วัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม

รูปที่ 2.10 การวัดกระแสไฟฟ้าโหมดต่างๆ โดยใช้โพรบกระแส

2.3.2.1 การวัดค่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม

จากรูปที่ 2.10 (ก) จะแสดงการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมโดยใช้โพรบกระแส โดยที่โพรบกระแสจะคล้องทั้งสายตัวนำและสายนิวตรอนคั่งรูป และจากรูปจะแสดงทิศทางของกระแสโหมดผลรวม i_{CM} และโหมดผลต่าง i_{DM} ซึ่งการคล้องดังในรูปจะเห็นได้ว่าทิศทางของกระแสโหมดผลต่าง i_{DM} ที่ไหลในสายตัวนำและสายนิวตรอน จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก ϕ_{DM} มีทิศทางหักล้างกันคั่งรูป และเมื่อพิจารณาทิศทางของกระแสโหมดผลรวม i_{CM} ที่ไหลในสายตัว

นำและสายนิวตรอน จะทำให้เกิด ฟลักซ์แม่เหล็ก φ_{CM} จากทิศทางกระแสไฟฟ้าทั้งสองจะเสริมกัน ทำให้ผลรวมของฟลักซ์แม่เหล็กที่ไปเหนี่ยวนำขดลวดทุติยภูมิมีค่าเป็น $2\varphi_{CM}$ ทำให้แรงดันไฟฟ้า V_{out} ที่วัดได้จะเป็นค่าที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าที่ทำการวัด $I_{conductor} = 2i_{CM}$ ดังนั้นผลจากการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมโดยใช้โพรบกระแสที่ส่งไปยังเครื่อง spectrum analyzer คือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายตัวนำกับสายนิวตรอนเท่ากับ $2i_{CM}$ ที่อยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้า V_{out}

2.3.2.2 การวัดค่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง

จากรูปที่ 2.10 (ข) จะแสดงการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างโดยใช้โพรบกระแส โดยที่โพรบกระแสจะคล้องทั้งสายตัวนำและสายนิวตรอนดังรูป และจากรูปทิศทางของกระแสโหมดผลต่าง i_{CM} ที่ไหลในสายตัวนำและสายนิวตรอน จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก φ_{CM} มีทิศทางหักล้างกันดังรูป และเมื่อพิจารณาทิศทางของกระแสโหมดผลต่าง i_{DM} ที่ไหลในสายตัวนำและสายนิวตรอน จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก φ_{DM} จากทิศทางกระแสไฟฟ้าทั้งสองจะเสริมกัน ทำให้ผลรวมของฟลักซ์แม่เหล็กที่ไปเหนี่ยวนำขดลวดทุติยภูมิมีค่าเป็น $2\varphi_{DM}$ ทำให้แรงดันไฟฟ้า V_{out} ที่วัดได้จะเป็นค่าที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าที่ทำการวัด $I_{conductor} = 2i_{DM}$ ดังนั้นผลจากการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างโดยใช้โพรบกระแสที่ส่งไปยังเครื่องวัด spectrum analyzer คือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างที่ไหลในสายตัวนำกับสายนิวตรอนเท่ากับ $2i_{DM}$ ที่อยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้า V_{out}

2.3.2.3 การวัดค่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม

ในการวัดค่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม จะทำการวัดที่สายตัวนำหรือสายนิวตรอนก็ได้ และตามมาตรฐาน MIL STD 462 จะต้องทำการวัดค่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมทั้งสายตัวนำและสายนิวตรอน จากรูปที่ 2.10 เมื่อจะทำการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายนิวตรอน ($i_{Total, N}$) ทำได้โดยนำโพรบกระแสไปคล้องสายนิวตรอนเพียงสายเดียวดังรูปที่ 2.10 (ค) จากการคล้องลักษณะดังกล่าวจะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กที่หักล้างกัน ($-\varphi_{CM} + \varphi_{DM}$) โดยฟลักซ์แม่เหล็กที่เหลือ จะไปเหนี่ยวนำขดลวดทุติยภูมิ ดังนั้นผลการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายนิวตรอน ที่ส่งไปยังเครื่อง spectrum analyzer คือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมและโหมดผลต่างที่ไหลในสายนิวตรอน ($i_{Total, N} = -i_{CM} + i_{DM}$) หรือกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายนิวตรอน ในรูปของแรงดันไฟฟ้า V_{out}

ในขณะที่การวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายตัวนำ สามารถทำได้เช่นเดียวกับการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมในสายนิวตรอน ด้วยการคล้องโพรบวัดกระแสไฟฟ้าในสายตัวนำเพียงสายเดียว โดยผลการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายตัวนำ ที่ส่งไปยังเครื่อง spectrum analyzer คือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมและโหมดผลต่างที่ไหลในสายตัวนำ

$(i_{Total.L} = -i_{CM} - i_{DM})$ หรือกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายตัวนำ ในรูปของแรงดันไฟฟ้า V_{out}

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

ในการจัดวางอุปกรณ์สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้น จำเป็นต้องมีการจัดวางอุปกรณ์ให้เป็นไปตาม มาตรฐานการวัด ซึ่งในที่นี้จะอ้างอิงตาม มาตรฐาน มอก. 1956-2542 ข้อ 8.4 ที่ว่าด้วยเรื่องการจัดวางอุปกรณ์ ดังนี้

(ก) ระนาบพื้น

สำหรับระนาบพื้น (ground plane) สำหรับการวัดสัญญาณรบกวนนั้นตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542 ได้กำหนดไว้ดังนี้คือ

วางอุปกรณ์ที่ทำการทดสอบ (Equipment Under Test: EUT) ซึ่งประสงค์ให้ใช้งานบน โต๊ะ 0.4 เมตร ห่างจากระนาบอ้างอิงโลหะในแนวตั้งที่มีขนาดอย่างน้อย 2 เมตร \times 2 เมตร และ ต้องรักษาระยะอย่างน้อย 0.8 เมตร จากพื้นผิวโลหะอื่นๆ หรือระนาบพื้นอื่นที่ไม่ได้เป็นส่วนของ EUT

อุปกรณ์ทดสอบตั้งพื้นต้องวางบนระนาบพื้นโลหะในแนวระดับ จุดสัมผัสต้องสอดคล้องกับการใช้งานตามปกติ แต่ต้องไม่สัมผัสทางโลหะกับระนาบพื้น อาจแทนพื้นโลหะด้วยระนาบพื้นอ้างอิง ระนาบพื้นอ้างอิงต้องยื่นพื้นเส้นขอบของ EUT อย่างน้อย 0.5 เมตร และต้องมีขนาด อย่างน้อย 2 เมตร \times 2 เมตร และจุดอ้างอิงของ LISN ต้องต่อเข้ากับระนาบพื้นอ้างอิงด้วยตัวนำที่ สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้

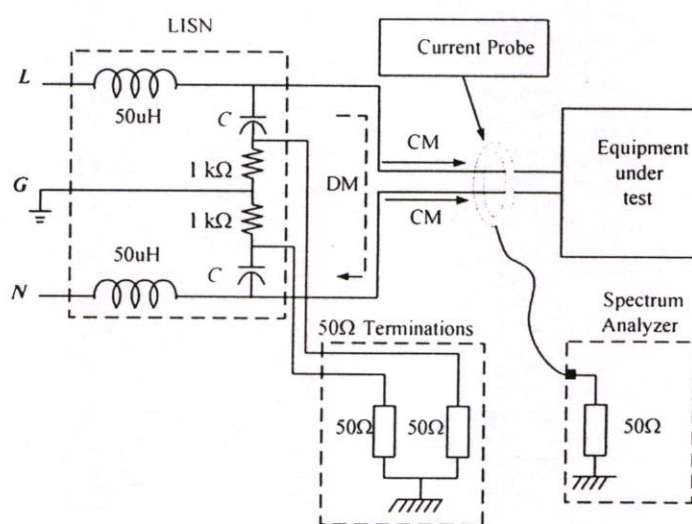
(ข) โครงแบบทดสอบ (ตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542)

อุปกรณ์ที่ออกแบบสำหรับการทำงานทั้งที่วางบนโต๊ะหรือวางบนพื้น โดยถ้าอุปกรณ์ที่ ออกแบบสำหรับติดตั้งต้องทดสอบในลักษณะเหมือนแบบวางบนโต๊ะ และการหันเหทิศทาง ของอุปกรณ์ต้องสอดคล้องกับการใช้งานตามปกติ โดยการ จัดวางอุปกรณ์ในการทดสอบจะ เป็นไปตามขั้นตอนดังต่อไปนี้ ดังแสดงในรูปที่ 2.17

6. สายเคเบิลสัญญาณเข้า/ออกซึ่งมีไว้สำหรับการต่อภายนอก
7. ปลายของสายเคเบิลสัญญาณเข้า/ออกซึ่งไม่ได้ต่อเข้ากับ AE อาจสิ้นสุดวงจรลงถ้าต้องการ โดยใช้อิมพีแดนซ์สิ้นสุดวงจรที่ถูกต้อง
8. ถ้าใช้โพรบกระแส ต้องวางอยู่ที่ระยะ 0.1 เมตรจาก LISN

2.4 การวัดและเครื่องมือวัดที่ใช้ในงานวิจัย

ในการต่อวงจรเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ จำเป็นจะต้องมีอุปกรณ์หรือเครื่องมือต่างๆ โดยรูปที่ 2.12 แสดงการต่อวงจรและอุปกรณ์เครื่องมือวัดต่างๆ เพื่อวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ใช้ในการวิจัยนี้



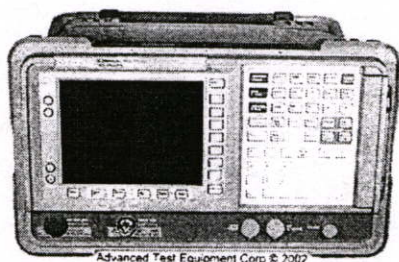
รูปที่ 2.12 การต่อวงจร เพื่อวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

โดยในงานวิจัยนี้จะทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่โหมดการทำงานต่างๆ คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม โดยการใช้โพรบกระแส แล้วส่งสัญญาณไปยังเครื่องมือวัด spectrum analyzer หรือ EMI receiver และทำการเปรียบเทียบค่าสัญญาณรบกวนในโหมดการทำงานต่างๆ ในย่านความถี่ที่พิจารณาคือ 150 kHz – 30 MHz และจะทำการทดสอบวงจรของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบการพัน โดย EUT ที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจะเป็นวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์

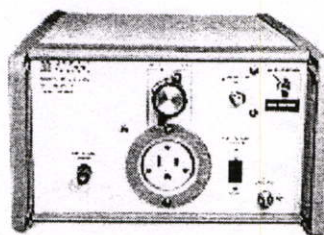
สำหรับเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้จริงในการวิจัย จะมีดังต่อไปนี้

1. EMC analyzer รุ่น Agilent E7401A ดังในรูปที่ 2.19 (ก) ซึ่งทำหน้าที่เป็น spectrum analyzer โดยย่านความถี่ที่สามารถวัดได้คือ 9 kHz – 1.5 GHz

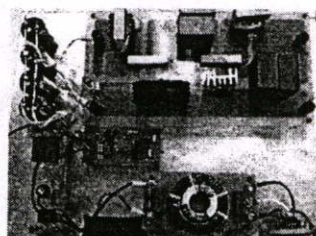
2. LISNs ของ EMCO รุ่น Model 3810/2 ย่านความถี่ 9 kHz – 30MHz มีตัวต้านทาน 50 Ω อยู่ภายใน 1 ตัว และมีช่องสำหรับต่อกับตัวต้านทาน 50 Ω จากเครื่องวัดในตำแหน่งที่ทำการวัดและมีสวิตช์สำหรับเลือกกว่า จะให้เครื่องวัดทำการวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่งสายตัวนำกับกราวด์หรือสายนิวตรอนกับกราวด์ ดังในรูปที่ 2.13 (ข)
3. วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ใช้สำหรับวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ดังในรูปที่ 2.13 (ค) ซึ่งจะใช้ในงานวิจัยนี้
4. โพรบกระแส (current probe) รุ่น 84310-80019 ของ Hewlett Packard ดังในรูปที่ 2.13 (ง) ย่านความถี่ใช้งาน 10 kHz – 250 MHz
5. วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของการพันทั้ง สาม แบบดังในรูปที่ 2.13 (จ)



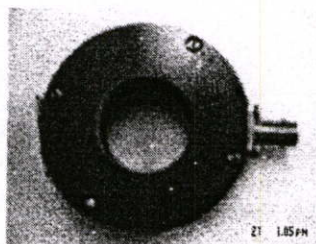
(ก) EMC Analyzer



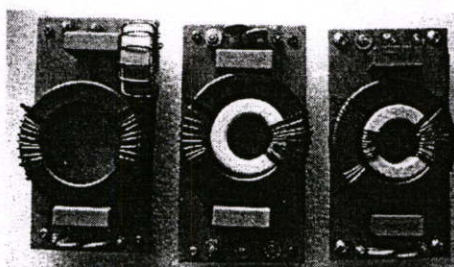
(ข) LISN



(ค) วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์



(ง) โพรบกระแส



(จ) วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของการพันทั้ง สาม แบบ
รูปที่ 2.13 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

2.5 สรุปภาพรวมทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และรูปแบบเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง รวมทั้งจะกล่าวถึงมาตรฐานที่เกี่ยวข้องในการวัด และวิธีการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้โพรบกระแสในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า พร้อมกับวิธีการใช้โพรบกระแสในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลรวม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม และในหัวข้อท้ายจะแสดงเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้จริงในการวิจัย

บทที่ 3

วงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐาน และหลักการทำงานของวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถแบ่งเป็นหัวข้อได้ดังนี้ หัวข้อที่ 3.1 จะกล่าวถึงหลักการในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าและวงจรรองความถี่พื้นฐานแบบต่างๆ รวมทั้งวิธีการคำนวณกระแสรั่วไหลลงดินที่ใช้ในการวิจัย และหัวข้อที่ 3.2 จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดการทำงานต่างๆ และหัวข้อสุดท้ายจะเป็นการออกแบบความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก เพื่อตรวจสอบการอิมิตัวของแกนแม่เหล็กที่ใช้ในการวิจัย

3.1 หลักการทั่วไปของเทคนิคต่างๆ ที่นำมาประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการทั่วไปและทฤษฎีต่างๆ ที่นำมาประยุกต์ใช้ในงานวิจัย เพื่อให้มีความเข้าใจการทำงานของวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และวิธีที่จะลดทอนสัญญาณรบกวน รวมทั้งวิธีการคำนวณกระแสรั่วไหลลงดินที่ใช้กับวงจรรองสัญญาณรบกวนสามารถสรุปได้ดังนี้

3.1.1 การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า จะหาได้จากสัญญาณของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ลดลง ขณะเมื่อใส่วงจรรองสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับขณะที่ไม่ใส่วงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และในการหาค่าอัตราการรบกวนของวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (insertion loss: IL_{dB}) [12] จะหาได้จาก

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} \left| \frac{P_{L,W0}}{P_{L,W}} \right| = 10 \log \left| \frac{V_{L,W0}^2 / Z_L}{V_{L,W}^2 / Z_L} \right| \quad (3.1)$$

หรือ

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_{L,W0}}{V_{L,W}} \right| + 10 \log \left| \frac{Z_L}{Z_L} \right| \quad (3.2)$$

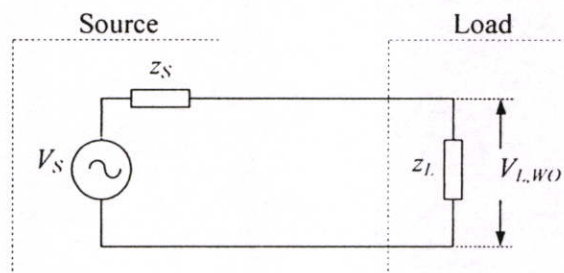
หรือ

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{I_{L,W0}}{I_{L,W}} \right| + 10 \log \left| \frac{Z_L}{Z_L} \right| \quad (3.3)$$

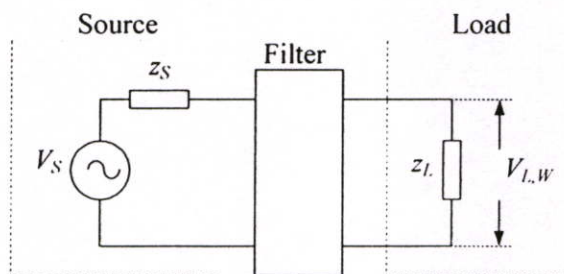
เมื่อ

- $V_{L,WO}$ คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดขณะไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน
- $V_{L,W}$ คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโหลดขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวน
- $P_{L,WO}$ คือ กำลังไฟฟ้าที่โหลดขณะไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน
- $P_{L,W}$ คือ กำลังไฟฟ้าที่โหลดขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวน
- $I_{L,WO}$ คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดขณะไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน
- $I_{L,W}$ คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวน
- Z_L คือ อิมพีแดนซ์โหลด

ในการพิจารณา ถ้าค่าอิมพีแดนซ์ที่โหลด Z_L เป็นจำนวนจริงที่เท่ากัน ขณะที่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนและไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน และระดับกำลังไฟฟ้าไม่แตกต่างกัน ในหน่วยของ dB นั้น จะทำให้อัตราการกรองสัญญาณรบกวนของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่า เท่ากับศูนย์ และจากรูปที่ 3.1 จะแสดงวงจรไฟฟ้าขณะที่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนและขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน



(ก) วงจรไฟฟ้าขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน



(ข) วงจรไฟฟ้าขณะที่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน

รูปที่ 3.1 วงจรไฟฟ้าขณะที่ใส่และไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน

3.1.2 กระแสรั่วไหลลงดิน

โดยปกติวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง และตัวเก็บประจุ C_X และ C_Y ในส่วนตัวเก็บประจุ C_Y ที่ต่อระหว่างสายตัวนำและกราวด์ ซึ่งในการต่อตัวเก็บประจุลงกราวด์ C_Y นั้น จะต้องพิจารณาในเรื่องกระแสรั่วไหลลงดิน (earth leakage current) ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในส่วนหน้าที่ของตัวเก็บประจุ C_Y นี้จะเป็นตัวกำจัดกระแสกระจายสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่เกิดจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และในการคำนวณหาค่ากระแสรั่วไหลลงดิน [13] จะคำนวณได้จากสมการที่ 3.4

$$I_{lk} = 2\pi f \times V \times (1.1) \times (1.2) \times C \quad (3.4)$$

เมื่อ V คือ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_Y ที่ 220 V

f คือ ความถี่ (50 Hz)

C คือ ค่าเก็บประจุ C_Y ทั้งหมด

ค่าคงที่ 1.1 และ 1.2 ใช้สำหรับแรงดันไฟฟ้าสูงสุด $\pm 10\%$ และตัวเก็บประจุ $\pm 20\%$ ตามลำดับ

สำหรับเหตุผลหลักของการป้องกันกระแสรั่วไหลลงดิน คือระวังผลกระทบจากระบบไฟฟ้าในสภาวะเกิดความผิดปกติ ดังนั้นจึงมีการกำหนดกระแสรั่วไหลลงดิน สำหรับเส้นลวดจำกัดกระแสรั่วไหลลงดินสำหรับมาตรฐานความปลอดภัยของอุปกรณ์ จะยอมให้กระแสไหลผ่านในตัวนำไฟฟ้าลงดินจะมีอยู่หลายมาตรฐาน แต่ละมาตรฐานที่มีความแตกต่างกันมาก จะขึ้นอยู่กับผลิตภัณฑ์ที่ใช้ จากตารางที่ 3.1 จะแสดงค่าขีดจำกัดกระแสรั่วไหลลงดินสำหรับมาตรฐานความปลอดภัยของอุปกรณ์ และในส่วนของกระแสรั่วไหลลงดิน จะแสดงค่าความต้องการสำหรับมาตรฐานความปลอดภัยของตัวอุปกรณ์ และในงานวิจัยนี้ อุปกรณ์ที่นำมาทำการทดสอบจะเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถเคลื่อนย้ายได้ ดังนั้นค่าที่ได้จากตารางที่ 3.1 จะได้ค่ากระแสรั่วไหลลงดินจะมีค่าเท่ากับ 0.75 mA สำหรับอุปกรณ์ สามารถเคลื่อนย้ายได้ และเมื่อแทนค่าลงในสมการที่ 3.4 จะได้ค่าตัวเก็บประจุ C_Y สูงสุดเท่ากับ 4.7 nF

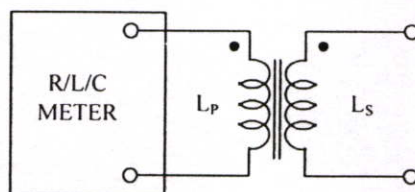
สำหรับทางการแพทย์ เครื่องมือที่สามารถเคลื่อนย้ายได้และเครื่องมือที่ไม่สามารถเคลื่อนย้ายได้ กระแสรั่วไหลลงดินจะมีเส้นลวดจำกัดสัญญาณระดับที่ต่ำมาก ดังนั้นการใช้ตัวเก็บประจุ C_Y ไม่สามารถใช้งานได้เพราะค่าของตัวเก็บประจุที่มีอยู่จะมีค่ามาก ดังนั้นวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจำเป็นต้องเพิ่มค่าเหนี่ยวนำโหมคผลรวม หรือทำการเพิ่มวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า หรือทำการปรับปรุงค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม ดังนั้น จากแนวนี้ จะมีแนวโน้มอาจจะทำให้วงจรกรองสัญญาณรบกวนมีขนาดใหญ่และแพงมากในทางปฏิบัติ

ตารางที่ 3.1 ขีดจำกัดกระแสรั่วไหลลงดินสำหรับมาตรฐานความปลอดภัยของอุปกรณ์

มาตรฐาน	Class I portable	Class II stationary	Class II
EN 60335-1 ที่พักอาศัย	0.75 mA	3.5 mA	0.25 mA
EN 60950 ITE	0.75 mA	3.5 mA	0.25 mA
EN 61010 เครื่องมือวัด & ควบคุม	Sinusoidal	Non-sinusoidal	DC
	0.5 mA	0.7 mA	2 mA
EN 60601-1 ทางการแพทย์	Type B	Type BF	Type CF
	0.5 mA earth leakage		
	0.1 mA	0.1 mA	0.01 mA

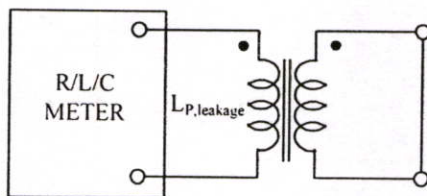
3.1.3 การวัดค่าเหนี่ยวนำและการวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหล

การวัดค่าเหนี่ยวนำโดยส่วนมากจะวัดค่าโดยใช้มิเตอร์ที่สามารถวัดค่าเหนี่ยวนำได้ ในการวัดค่าเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำหรือค่าเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าจะมีลักษณะเหมือนกัน และจากรูปที่ 3.2 จะแสดงการวัดค่าเหนี่ยวนำที่ขดลวดปฐมภูมิ โดยที่ขั้วของขดลวดปฐมภูมิจะต่อกับขั้วของมิเตอร์ ในขณะที่ขดลวดทุติยภูมิจะมีลักษณะเปิดวงจร (open circuit) และในการวัดค่าเหนี่ยวนำที่ขดลวดทุติยภูมิจะทำเช่นเดียวกันในการวัดค่าเหนี่ยวนำที่ขดปฐมภูมิ สิ่งที่สำคัญในการวัดค่าเหนี่ยวนำ คือมิเตอร์ที่ใช้ในการวัดจะต้องมีมาตรฐานรับรอง เพราะแรงดันที่ป้อนและความถี่ที่ใช้ในการทดสอบ ทำให้ค่าเหนี่ยวนำมีความแตกต่างกัน



รูปที่ 3.2 การวัดค่าเหนี่ยวนำที่ขดลวดปฐมภูมิ [14]

สำหรับการวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดนั้นจะสามารถทำได้ดังในรูปที่ 3.3 จะแสดงการวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ขดลวดปฐมภูมิ ($L_{p,leakage}$) โดยที่ขั้วของขดลวดปฐมภูมิจะต่อกับมิเตอร์ ในขณะที่ขดลวดทุติยภูมิจะมีลักษณะปิดวงจร (short circuit) และเช่นเดียวกันการวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ขดลวดทุติยภูมิ ($L_{s,leakage}$) โดยที่ขั้วของขดลวดทุติยภูมิจะต่อกับมิเตอร์ ในขณะที่ขดลวดปฐมภูมิจะมีลักษณะเปิดวงจร (short circuit)



รูปที่ 3.3 การวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ขดลวดปฐมภูมิ

3.1.4 วงจรกรองความถี่แบบทั่วไป

วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (passive filter) และวงจรกรองความถี่แบบแอ็กทีฟ (active filter) และในการกรองสัญญาณรบกวนส่วนมากจะใช้วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ เพราะมีตัวอุปกรณ์น้อยทำให้มีการสูญเสีย น้อยและง่ายต่อการใช้งานเพราะไม่จำเป็นต้องหาแหล่งจ่ายไฟฟ้าเพิ่ม ในทางปฏิบัติจะอธิบาย วงจรกรองความถี่ในรูปของการตอบสนองทางความถี่ โดยพิจารณาระหว่างแหล่งจ่ายและโหลด สำหรับวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ ที่จะนำเสนอจะมี 5 วงจร ดังนี้

ก) วงจรกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ

วงจรกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ (inductor filter) หรือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน คือ วงจรที่ยอมให้สัญญาณรบกวนความถี่ต่ำผ่าน แต่จะกั้นสัญญาณรบกวนความถี่สูงไว้ ดังแสดงใน รูปที่ 3.4 และในรูปที่ 3.4 (ก) จะแสดงทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $H(j\omega)$ ของแรงดันด้านออกและ แรงดันด้านเข้าของวงจรกรองความถี่ ดังสมการที่ (3.5) และในการพิจารณานั้นจะพิจารณาเฉพาะ ขนาดของ $|H(j\omega)|$

$$H(p) = \frac{\hat{V}_{out}}{\hat{V}_m} \quad (3.5)$$

$$= \frac{R_L}{R_L + pL}$$

$$= \frac{1}{1 + pL/R_L}$$

$$H_{LP}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega L/R_L} \quad (3.6)$$

จากรูปที่ 3.4 จะเป็นวงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน และผลการตอบสนองทาง ความถี่ในทางอุดมคติและทางปฏิบัติจะแสดงดังในรูปที่ 3.4 (ข) และที่จุด ω_c คือค่าจุดเปลี่ยน ความถี่ (cut-off frequency) ของวงจรกรองความถี่ นั้น และในจุดนี้เมื่อพิจารณาที่จุด A โดยที่ A คือ ขนาดของ $|H(j\omega)|$ จะพบว่า ที่จุด ω_c ขนาดของ $|H(j\omega)|$ จะมีค่าลดลง $1/\sqrt{2}$ แล้วจะพบว่า

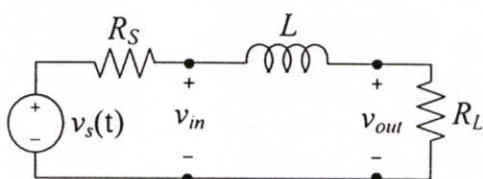
ที่จุดเปลี่ยนความถี่ จะมีค่าลดลง 3-dB หรือ ขนาดกำลังไฟฟ้าลดลงครึ่งหนึ่ง เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.6) เมื่อ $\omega \rightarrow 0$ จะทำให้ A มีค่าเท่ากับ 1 และถ้า $\omega \rightarrow \infty$ จะทำให้ A มีค่าโดยประมาณเท่ากับ 0 ดังนั้นค่าจุดเปลี่ยนความถี่จึงมีค่าเท่ากับ

$$\omega_c = \frac{R_L}{L} \tag{3.7}$$

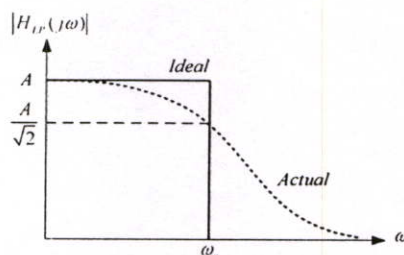
เมื่อแทนค่าในสมการที่ (3.6) แล้วจะได้

$$H(j\omega_c) = \frac{1}{1 + j} \tag{3.8}$$

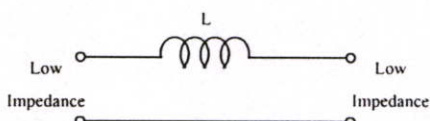
จะได้ขนาดของสัญญาณมีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ ดังในรูปที่ 3.4 (ข)



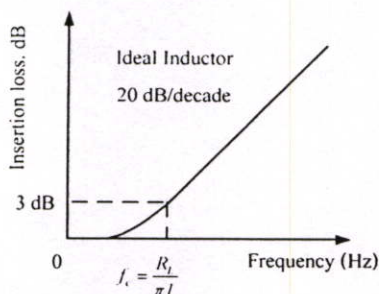
(ก) วงจรกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ



(ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ



(ค) การต่อค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดและแหล่งจ่ายสำหรับวงจรกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ



(ง) ค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ

รูปที่ 3.4 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ

ในการหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบตัวเหนี่ยวนำ นั้นจะหาได้จากค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (voltage transfer) ขณะที่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน ดังในรูปที่ 3.4 (ก) และเมื่อแทนค่าในสมการที่ (3.2) จะได้ ดังในสมการที่ (3.9)

$$|L_{dB}| = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{j\omega L}{Z_s + Z_L} \right| \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.9) จะเห็นว่าถ้าค่าอินดักทีฟรีแอกแตนซ์ (inductive reactance) มีค่ามากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดที่นำมาต่อจะทำให้ตัวเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพในการกรองสัญญาณรบกวนได้สูง ดังนั้นสามารถสรุปได้ดังในรูปที่ 3.4 (ค)

ในทางปฏิบัติ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านน่าจะใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวนในย่านความถี่สูง เพราะเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ผลการลดทอนสัญญาณรบกวนสูงขึ้น เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นตามความถี่ ในขณะที่อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดคงที่ จะทำให้การลดทอนสัญญาณรบกวนจะสูงขึ้น และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะมีค่าอัตราการลดทอนสัญญาณเท่ากับ 20 dB/decade ดังในรูปที่ 3.4 (ง)

ข) วงจรกรองความถี่แบบตัวเก็บประจุ

วงจรกรองความถี่แบบตัวเก็บประจุ (capacitor filter) หรือวงจรกรองความถี่สูงผ่าน คือวงจรที่ไม่ยอมให้สัญญาณรบกวนความถี่ต่ำผ่าน แต่จะให้สัญญาณรบกวนความถี่สูงผ่านได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 และในรูปที่ 3.5 (ก) จะแสดงการต่อวงจรเพื่อหาค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชัน $H(j\omega)$ ของแรงดันด้านออกและแรงดันด้านเข้าของวงจรกรองความถี่ ดังสมการที่ (3.10) และในการพิจารณานั้นจะพิจารณาเฉพาะขนาดของ $|H(j\omega)|$ และ $H_{HP}(j\omega)$ จะหาได้จากสมการที่ (3.13)

$$H_{HP}(p) = \frac{R_L}{R_L + 1/j\omega C} \quad (3.10)$$

$$H_{HP}(j\omega) = \frac{j\omega R_L C}{1 + j\omega R_L C} \quad (3.11)$$

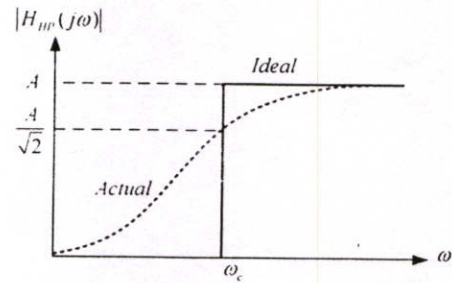
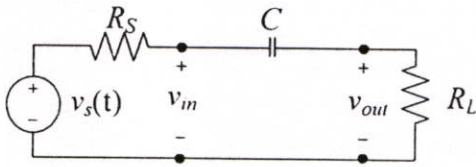
จากรูปที่ 3.5 จะเป็นวงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่าน และผลการตอบสนองทางความถี่ในทางอุดมคติและทางปฏิบัติจะแสดงดังในรูปที่ 3.5 (ข) และที่จุด ω_c คือค่าจุดเปลี่ยนความถี่ของวงจรกรองความถี่นั้น และ เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.11) เมื่อ $\omega \rightarrow 0$ จะทำให้ $H_{HP}(j\omega)$ มีค่าเท่ากับ 0 และถ้า $\omega \rightarrow \infty$ จะทำให้ $|H_{HP}(j\omega)|$ มีค่าโดยประมาณเท่ากับ 1 ดังนั้นค่าจุดเปลี่ยนความถี่จึงมีค่าเท่ากับ

$$\omega_c = \frac{1}{R_L C} \quad (3.12)$$

เมื่อแทนค่าในสมการที่ (3.11) แล้วจะได้

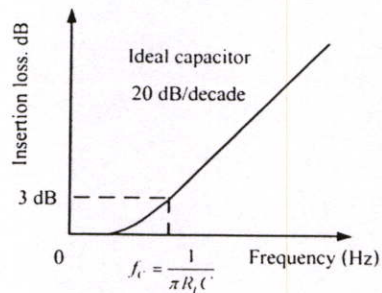
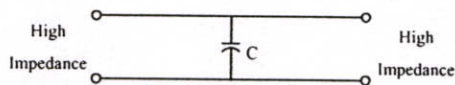
$$H_{HP}(j\omega_c) = \frac{j1}{1 + j1} \quad (3.13)$$

จะได้ขนาดของสัญญาณมีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ ดังในรูปที่ 3.5 (ข) และที่จุด ω_c จะมีค่าลดลง 3-dB หรือ ขนาดกำลังไฟฟ้าลดลงครึ่งหนึ่งของแต่ละความถี่



(ก) วงจรกรองความถี่แบบตัวเก็บประจุ

(ข) ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบตัวเก็บประจุ



(ค) การต่อค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดและแหล่งจ่ายสำหรับวงจรกรองความถี่ตัวเก็บประจุ

(ง) ค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบตัวเก็บประจุ

รูปที่ 3.5 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่แบบตัวเก็บประจุ

ในการหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบตัวเก็บประจุนั้นจะหาได้จากค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (voltage transfer) ขณะที่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน ดังในรูปที่ 3.5 (ก) และเมื่อแทนค่าในสมการที่ (3.2) จะได้ ดังในสมการที่ (3.14)

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{Z_p}{Z_L} \right| \quad (3.14)$$

เมื่อ Z_p มีค่าเท่ากับ $\frac{Z_L \times Z_C}{Z_L + Z_C}$

จากสมการที่ (3.14) จะเห็นว่า ถ้าค่าคาปาซิทีฟรีแอกแตนซ์ (capacitive reactance) มีค่าน้อยกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดที่นำมาต่อจะทำให้ตัวเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพในการกรองสัญญาณรบกวนได้สูง ดังนั้นสามารถสรุปได้ดังในรูปที่ 3.5 (ค)

ในทางปฏิบัติ เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ผลการลดทอนสัญญาณรบกวนสูงขึ้น เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุลดลงตามความถี่ ในขณะที่อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดคงที่ จะทำให้การลดทอนสัญญาณรบกวนจะสูงขึ้น และวงจรกรองความถี่สูงผ่านจะมีค่าอัตราการลดทอนสัญญาณเท่ากับ 20 dB/decade ดังในรูปที่ 3.5 (ง)

ค) วงจรกรองความถี่แบบ LC

วงจรกรองความถี่แบบ LC (LC filter) คือวงจรกรองความถี่ที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุและสามารถต่อวงจรกรองความถี่แบบ LC ได้ดังในรูปที่ 3.6 (ก) โดยที่วงจรกรองความถี่แบบ LC จะเหมาะสำหรับความต้องการที่จะเพิ่มอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนให้มีความมากขึ้น และค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดมีค่าแตกต่างกัน และค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมสำหรับวงจรกรองความถี่แบบ LC สามารถสรุปได้ดังในรูปที่ 3.6 (ข) และจากรูปที่ 3.6 (ก) จะแสดงการต่อวงจรเพื่อหาค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชัน $H(j\omega)$ ของแรงดันด้านออกและแรงดันด้านเข้าของวงจรกรองความถี่แบบ LC นั้นจะได้ดังสมการที่ (3.16) และ เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.16) เมื่อ $\omega \rightarrow 0$ จะทำให้ $H_{HP}(j\omega)$ มีค่าเท่ากับ 1 และถ้า $\omega \rightarrow \infty$ จะทำให้ $|H_{HP}(j\omega)|$ มีค่าเท่ากับ 0 ดังนั้นเมื่อแทนค่าการตอบสนองต่อความถี่แล้วจะพบว่าวงจรกรองความถี่แบบ LC จะมีการตอบสนองต่อความถี่เหมือนกับวงจรกรองแบบความถี่ต่ำผ่าน

$$H(p) = \frac{\hat{V}_{om}}{\hat{V}_m} \quad (3.15)$$

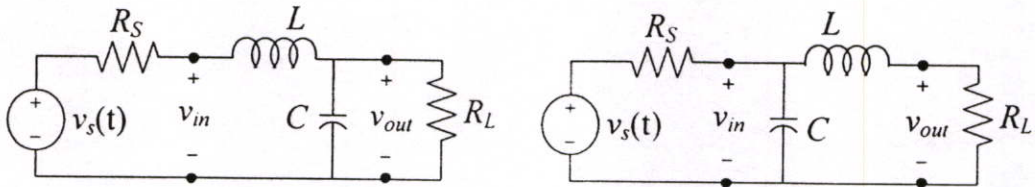
$$= \frac{RL \parallel 1/j\omega C}{RL \parallel 1/j\omega C + j\omega L}$$

$$= \frac{1}{LCj\omega^2 + j\omega L/R_t + 1}$$

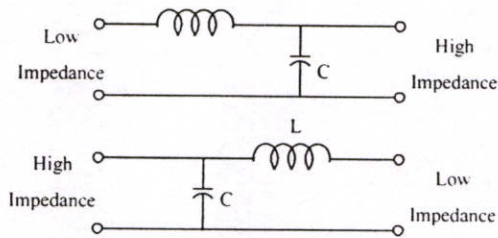
$$H(j\omega) = \frac{1}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega L/R_t} \quad (3.16)$$

เมื่อพิจารณาที่จุดเปลี่ยนความถี่ ω_c จะได้ดังสมการที่ (3.17)

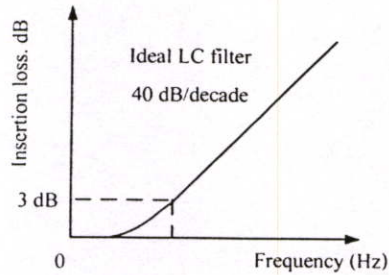
$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.17)$$



(ก) วงจรกรองความถี่แบบ LC ทั้ง 2 แบบ



(ข) การต่อค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดและแหล่งจ่ายสำหรับวงจรกรองความถี่แบบ LC



(ค) ค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบ LC

รูปที่ 3.6 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่แบบ LC

ในการหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบ LC นั้นจะหาได้จากค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (voltage transfer) ขณะที่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน ดังในรูปที่ 3.6 (ก) และเมื่อแทนค่าในสมการที่ (3.2) จะได้ ดังในสมการที่ (3.18) โดยจะกำหนดให้ $Z_s = Z_L = R_o$

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} \left| 1 + \frac{(1-d)^2 F^2}{2d} + F^4 \right| \tag{3.18}$$

เมื่อ $d = \frac{L}{CR_o^2}$ คือค่า damping ratio
 $F = \frac{f}{f_o}$

ในการพิจารณาค่า damping ratio ที่เกิดขึ้น สามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้

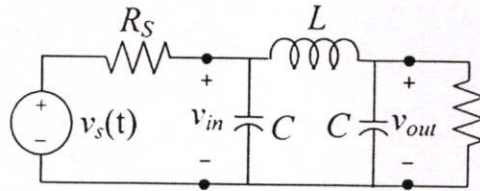
$$f_o = \frac{\sqrt{2}}{2\pi R_o C} = \frac{\sqrt{2} R_o}{2\pi L} \quad \text{เมื่อ } d = 1$$

$$f_o = \frac{\sqrt{2}}{2\pi \sqrt{LC}} \quad \text{เมื่อ } d \neq 1$$

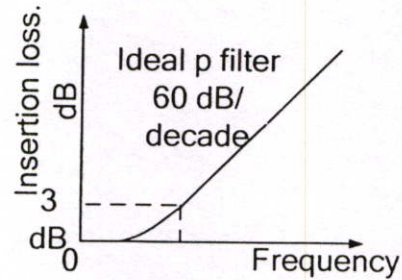
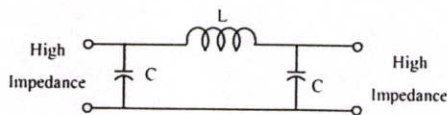
จากรูปที่ 3.6 (ค) จะแสดงค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบ LC โดยที่วงจรจะมีค่าอัตราการลดทอนสัญญาณเท่ากับ 40 dB/decade

ง) วงจรกรองความถี่แบบ π

วงจรกรองความถี่แบบ π (Pi filter) เป็นวงจรที่ต้องการเพิ่มอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนให้มีค่ามากขึ้น และเหมาะสำหรับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดสูง สามารถสรุปได้ดังในรูปที่ 3.7 (ข)



(ก) วงจรกรองความถี่แบบ π



(ข) การต่อค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดและแหล่งจ่ายสำหรับวงจรกรองความถี่แบบ π

(ค) ค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบ π

รูปที่ 3.7 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่แบบ π

ในการหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบ π นั้นจะหาได้จากค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (voltage transfer) ขณะที่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน ดังในรูปที่ 3.7 (ก) และเมื่อแทนค่าในสมการที่ (3.2) จะได้ ดังในสมการที่ (3.19) โดยจะกำหนดให้ $Z_s = Z_L = R_o$

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} \left| 1 + F^2 \frac{(1-d)^2}{d^{2/3}} - 2F^4 \frac{1-d}{d^{1/3}} + F^6 \right| \quad (3.19)$$

เมื่อ $d = \frac{L}{CR_o^2}$ คือค่า damping ratio

$$F = \frac{f}{f_o}$$

ในการพิจารณาค่า damping ratio ที่เกิดขึ้น สามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้

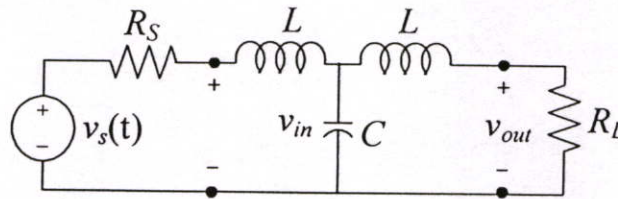
$$f_o = \frac{1}{\pi\sqrt{2LC}} = \frac{R_o}{\pi L} = \frac{1}{2\pi R_o C} \quad \text{เมื่อ } d=1$$

$$f_o = \frac{1}{\pi(4R_o LC^2)^{1/3}} \quad \text{เมื่อ } d \neq 1$$

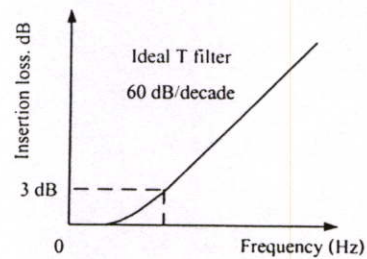
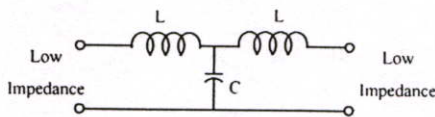
จากรูปที่ 3.7 (ก) จะแสดงค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบ π โดยที่วงจรจะมีค่าอัตราการลดทอนสัญญาณเท่ากับ 60 dB/decade

จ) วงจรกรองความถี่แบบ T

วงจรกรองความถี่แบบ T (T filter) เป็นวงจรที่ต้องการเพิ่มอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนให้มีค่ามากขึ้น และเหมาะสำหรับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดต่ำ สามารถสรุปได้ดังในรูปที่ 3.8 (ข)



(ก) วงจรกรองความถี่แบบ T



(ข) การต่อค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดและแหล่งจ่ายสำหรับวงจรกรองความถี่แบบ T

(ค) ค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบ T

รูปที่ 3.8 คุณลักษณะวงจรกรองความถี่แบบ T

ในการหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบ T นั้นจะหาได้จากค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (voltage transfer) ขณะที่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน ดังในรูปที่ 3.8 (ก) และเมื่อแทนค่าในสมการที่ (3.2) จะได้ ดังในสมการที่ (3.20) โดยจะกำหนดให้ $Z_s = Z_l = R_o$

$$IL_{dB} = 10 \log_{10} \left| 1 + F^2 \frac{(1-d)^2}{d^{2/3}} - F^4 \frac{(1-d)}{d^{1/3}} + F^6 \right| \quad (3.20)$$

เมื่อ $d = \frac{L}{CR_o^2}$ คือค่า damping ratio

$$F = \frac{f}{f_o}$$

ในการพิจารณาค่า damping ratio ที่เกิดขึ้น สามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้

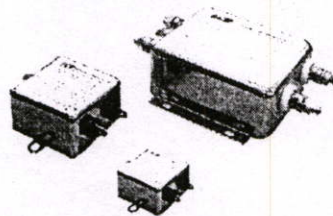
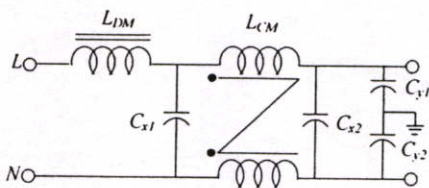
$$f_o = \frac{1}{\pi\sqrt{2LC}} = \frac{R_o}{2\pi L} = \frac{1}{\pi R_o C} \quad \text{เมื่อ } d = 1$$

$$f_o = \frac{1}{\pi} \left(\frac{R_o}{4L^2 C} \right)^{1/3} \quad \text{เมื่อ } d \neq 1$$

จากรูปที่ 3.8 (ก) จะแสดงค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองความถี่แบบ T โดยที่วงจรจะมีค่าอัตราการลดทอนสัญญาณเท่ากับ 60 dB/decade

3.2 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (emi filter) คือ วงจรกรองที่ใช้สำหรับลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่เกิดจากการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆ หรืออุปกรณ์กำลังไฟฟ้า ในย่านความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz และวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีลักษณะการทำงานดังในรูปที่ 3.9 สำหรับโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยทั่วไปจะมีโครงสร้าง คือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แบบพาสซีฟ (passive components) ดังแสดงในรูปที่ 3.9 ซึ่งจะเห็นได้ว่า วงจรสมมูลของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างจะไม่เหมือนกัน ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะทิศทางกระแสสัญญาณรบกวนของทั้งสองโหมดไม่เหมือนกันนั่นเอง โดยที่วิธีการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้แสดงไว้ในบทที่ 4 [16-22]



(ก) วงจรสมมูลของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

(ข) วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้จริง

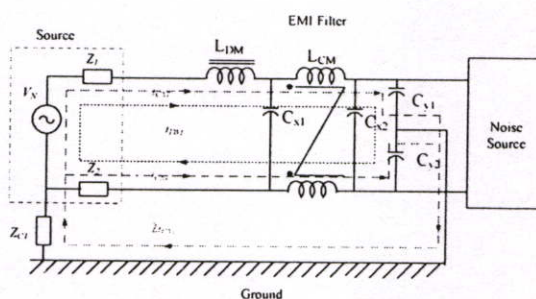
รูปที่ 3.9 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการอธิบายการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะใช้ทฤษฎีการเกิดสัญญาณรบกวนในบทที่ 2 ในหัวข้อที่ 2.2 รูปแบบการเกิดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง จะสามารถอธิบายโหมคการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนได้ดังรูปที่ 3.10 จะแสดงทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง สำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

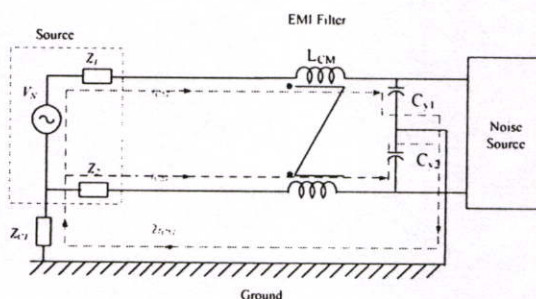
เมื่อพิจารณาทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วม (common mode current: i_{CM}) ซึ่งกระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วมจะเป็นกระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ทั้งสายตัวนำและสถานนิวตรอนผ่านตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม (common mode inductance: L_{CM}) และตัวเก็บประจุ C_Y ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และผ่านตัวเก็บประจุแฝงลงกราวด์ดังในรูปที่ 3.11 และจากรูปเมื่อกระแสโหมคผลร่วมไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ทั้งสายตัวนำและสถานนิวตรอน จะมองเห็นตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} 1 ตัว ที่มีขนาดใหญ่ และเมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} จะมีผลในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่สูง เพราะกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับ $i = V/Z$ เมื่อ $Z = XL = 2\pi fL$ และเมื่อความถี่มากขึ้นจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ Z มีค่ามากขึ้นทำให้กระแสที่ไหลผ่านลดลง เพราะฉะนั้นจึงสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่สูงได้ ส่วนตัวเก็บประจุ C_Y จะเห็นว่ากระแสโหมคผลร่วมจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_Y ทั้ง 2 ตัว ลงกราวด์ ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่าเมื่อพิจารณากระแสโหมคผลร่วมจะมีองค์ประกอบ 2 ตัว ที่จะช่วยในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วม คือ ตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม L_{CM} และตัวเก็บประจุ C_Y

เมื่อพิจารณาทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมคผลต่าง (differential mode current: i_{DM}) ซึ่งกระแสไฟฟ้าโหมคผลต่าง จะเป็นกระแสที่ไหลจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าผ่านสายตัวนำของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ผ่านตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง (differential mode: L_{DM}) และตัวเก็บประจุ C_X แล้วไหลกลับรอบวงจรผ่านสถานนิวตรอน โดยจะไม่ไหลผ่านกราวด์ดังในรูปที่ 3.12 และจากรูปจะเห็นว่ากระแสโหมคผลต่างที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม L_{CM} จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม L_{CM} เกิดการหักล้างกันทำให้ไม่มีผลของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม L_{CM} อย่างไรก็ตามที่ตัวเหนี่ยวนำโหมค L_{CM} นั้นก็ยังคงมีผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance: $L_{leakage}$) ของตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} อยู่ ดังในรูปที่ 3.13 ส่วนตัวตัวเก็บประจุ C_X ทั้ง 2 ตัว และตัวเก็บประจุ C_Y 2 ตัว ที่ต่ออนุกรมอยู่ จะมีผลเมื่อพิจารณากระแสโหมคผลต่าง เมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับ $i = V/Z$ เมื่อ $Z = XC = 1/2\pi fC$ ที่ความถี่ต่ำจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ Z มีค่ามากทำให้กระแสที่ไหลผ่านน้อย ทำให้สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่ต่ำได้ และเมื่อความถี่มากขึ้นจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ Z มีค่าลดลงทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่ามากขึ้น เพราะฉะนั้นจึงไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่สูงได้

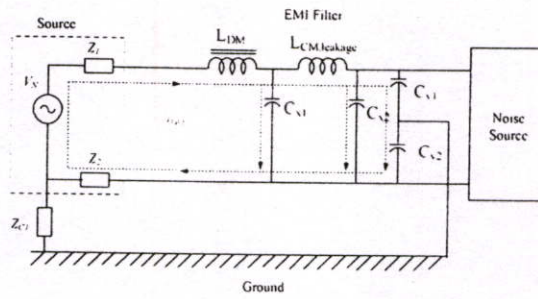
ตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมมีหน้าที่หลักๆ คือการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมคผลร่วม ก็จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูง (high impedance) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วมไหลผ่าน อย่างไรก็ตามค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล $L_{leakage}$ สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลต่างได้เช่นกัน เพราะตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} เกิดจากการพันขดลวดในทิศทางเดียวกันบนแกนเดียวกัน โดยถ้าการพันดังกล่าวพันแบบชิดติดกันก็จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลมีค่าน้อย ก็จะเป็นผลทำให้การกรองสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างได้น้อยเช่นกัน ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำร่วมจึงนิยมพันขดลวดแบบไม่ชิดติดกัน เพื่อเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลและลดผลของตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดลวด ซึ่งจะเห็นได้ว่าด้วยโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าง่ายๆ จะมีประสิทธิภาพในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี แต่เนื่องจากวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าประกอบด้วยอุปกรณ์พาสซีฟ จึงมีปัญหาระงังขนาด น้ำหนักและราคาที่ใช้ในการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 3.10 ทิศทางกระแสโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างสำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า



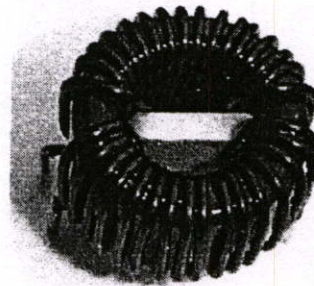
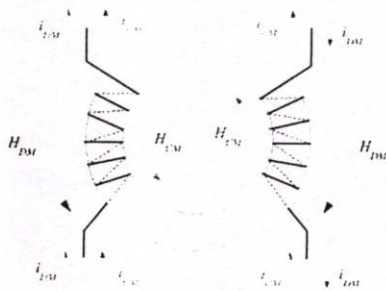
รูปที่ 3.11 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อพิจารณากระแสโหมคผลร่วม



รูปที่ 3.12 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อพิจารณากระแสโหมดผลต่าง

ในการอธิบายส่วนประกอบต่างๆ และคุณลักษณะของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งจะประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวม L_{CM} ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง L_{DM} ตัวเก็บประจุ C_x และตัวเก็บประจุ C_y สามารถอธิบายได้ดังนี้

ก) ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวม



(ก) ทิศทางเส้นแรงแม่เหล็กสำหรับกระแสโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง

(ข) ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมที่ใช้จริง

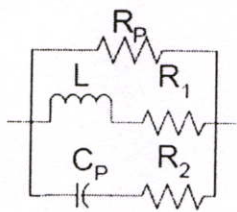
รูปที่ 3.13 ทิศทางเส้นแรงแม่เหล็กสำหรับกระแสโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง

ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวม (common mode choke) จะเป็นส่วนสำคัญที่ใช้ในลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่สูง และในทางปฏิบัติ ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมจะมีค่าเหนี่ยวนำมาก เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง ซึ่งโครงสร้างของแกนแม่เหล็กที่ใช้เป็นแบบ toroidal core ชนิดเฟอร์ไรต์ เพราะแกนแม่เหล็กชนิดนี้จะมีค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์สูง มีขนาดเล็ก และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนแม่เหล็กต่ำ จึงเหมาะในการใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวม และในการพันเส้นลวดตัวนำบนแกน toroidal สามารถทำได้ง่าย โดยการพันขดลวดตัวนำสองขด และจะต้องมีช่องว่างระหว่างขอลวดตัวนำ ก็เพื่อความปลอดภัย เพราะจะเป็นการแยกกันระหว่างสายตัวนำกับสายกราวด์ ดังในรูปที่ 3.13 จากรูปจะแสดงทิศทางของกระแสโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง รวมทั้งทิศทางเส้นแรงแม่เหล็ก จะเห็นว่าเมื่อพิจารณากระแสโหมดผลรวมผลของเส้นแรงแม่เหล็กโหมดผลรวม H_{CM} จะมีทิศทางเสริมกัน

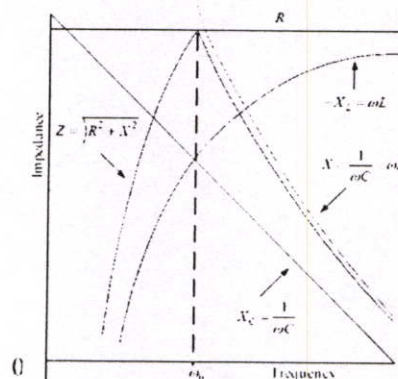
แต่เมื่อพิจารณากระแสโหมคผลต่าง ทิศทางเส้นแรงแม่เหล็กโหมคผลต่าง H_{DM} จะหักล้างกัน [5] ดังรูปที่ 3.13

ในทางปฏิบัติ ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเมื่อทำงานที่ย่านความถี่สูงจะปรากฏพฤติกรรมขององค์ประกอบแฝงเกิดขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากระหว่างขดของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า จะเสมือนเป็นตัวนำประกบกันอยู่ซึ่งจะทำให้เกิดค่าความจุไฟฟ้าเกิดขึ้นระหว่างขดของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า และในตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าก็จะมีค่าความต้านทานไฟฟ้าที่เกิดขึ้น เนื่องจากค่าความต้านทานของลวดที่นำมาพันเป็นตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเช่นกัน โดยแบบจำลองของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าในทางปฏิบัติจะแสดงดังรูปที่ 2.14 (ก) และเมื่อความถี่ในการทำงานสูงขึ้นทำให้คุณสมบัติต่างๆของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าและองค์ประกอบแฝงจะเปลี่ยนไป โดยอิมพีแดนซ์ในทางอุดมคติจะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับความถี่ ซึ่งค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ ดังแสดงดังรูปที่ 2.14 (ข)

เมื่อ ω_0 คือ ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวตัวเหนี่ยวนำและ C คือค่าความจุของตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งความถี่ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์นั้น จะมีผลของค่าตัวเก็บประจุ ดังแสดงในรูปที่ 2.14 จะเป็นการแสดงในรูปของอิมพีแดนซ์ ที่เปลี่ยนไปตามค่าความถี่ที่เปลี่ยนไป



(ก) วงจรสมมูลของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

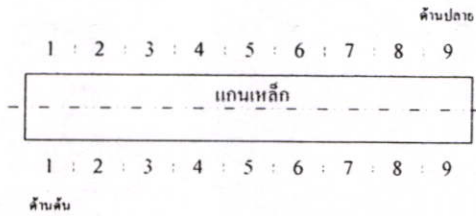


(ข) ผลของความถี่ที่มีต่ออิมพีแดนซ์

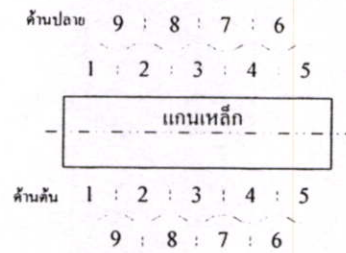
รูปที่ 3.14 คุณลักษณะของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

ในการพันขดลวดตัวนำบนแกนแม่เหล็กนั้นจะมี 4 เทคนิคการพันขดลวดตัวนำ [5] คือ การพันแบบที่หนึ่ง single layer แบบที่สอง double layer แบบที่สาม bank และแบบที่สี่ progressive ตามลำดับ และในการเลือกแบบการพันขดลวดจะต้องคำนึงถึงความเหมาะสมในการใช้งาน และค่าเก็บประจุแฝงระหว่างขดลวด และจากในรูปที่ 3.15 จะแสดงเทคนิคการพันขดลวดทั้งสี่แบบ และในรูปที่ 3.15 (ก) จะแสดงการพันแบบ single layer จะเป็นการพันขดลวดบนแกนแม่เหล็กประมาณ 3/4 ถึง 7/8 ของแกนแม่เหล็ก และจะเป็นการพันเพียงชั้นเดียวเท่านั้น สิ่งสำคัญในการพัน คือ การพันแบบ single layer นั้นจะมีค่ากระแสพีกสูง (peak current) การพันแบบ double layer ดังในรูปที่ 3.15 (ข) การพันแบบนี้จะมีลักษณะการพันเหมือนกับ single layer แต่มี

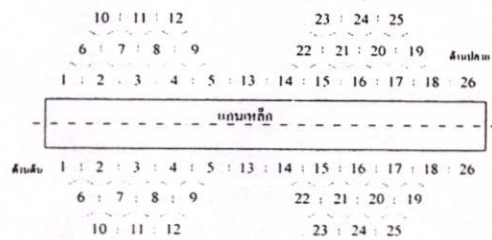
จำนวนรอบมากกว่า และในทางปฏิบัติจะมีค่าความถี่เรโซแนนซ์เป็นครึ่งหนึ่งของการพันแบบ single layer การพันแบบ bank และการพันแบบ progressive และการพันแบบ bank ดังในรูปที่ 3.15 (ค) จะเป็นการพันขดลวดชนิดเดียวกระจายรอบแกนแม่เหล็ก และสุดท้ายการพันแบบ progressive ในทางปฏิบัติจะมีความยากลำบากในการพัน ดังในรูปที่ 3.15 (ง) เพราะการพันแบบ progressive นี้จะต้องคำนวณจำนวนรอบของการพันที่แน่นอน และเหมาะกับการผลิตขดลวดที่มีจำนวนรอบมากๆ



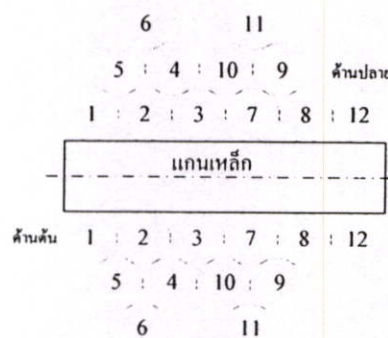
(ก) แบบ single layer



(ข) แบบ double layer



(ค) แบบ bank

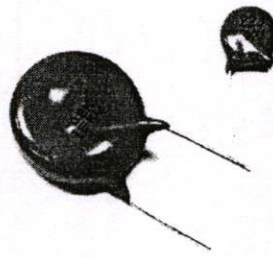


(ง) แบบ progressive

รูปที่ 3.15 เทคนิคการพันขดลวดทั้งสี่แบบ

ข) ตัวเก็บประจุ C_Y

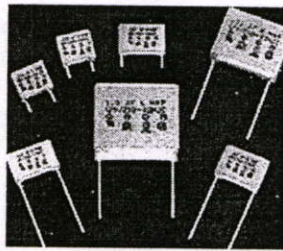
ตัวเก็บประจุ (Y Capacitor: C_Y) ที่ใช้ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะเป็นตัวเก็บประจุที่ทำมาจากเซรามิก (ceramic) ตัวเก็บประจุชนิดนี้จะมีค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมและค่าเหนี่ยวนำที่ต่ำมาก และสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่สูง ดังภาคผนวก ข และในรูปที่ 3.16 จะแสดงตัวเก็บประจุ C_Y ที่ใช้จริงในทางปฏิบัติ



รูปที่ 3.16 ตัวเก็บประจุ C_Y ที่ใช้จริง

ก) ตัวเก็บประจุ C_X

ตัวเก็บประจุ C_X ที่ใช้ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนบนแม่เหล็กไฟฟ้าจะเป็นตัวเก็บประจุที่ทำมาจากโพลีสตีรีน (polystyrene) ตัวเก็บประจุชนิดนี้จะมีค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่จะมีค่าน้อยมาก ๆ ดังภาคผนวก ข



(ก) ตัวเก็บประจุ C_X ที่ใช้จริง

(ข) เครื่องหมายการค้าของตัวเก็บประจุ C_X

รูปที่ 3.17 ตัวเก็บประจุ C_X

3.3 สรุปภาพรวมของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ในบทนี้สามารถสรุปภาพรวมของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ได้ดังนี้

- นำเสนอวิธีการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า
- นำเสนอวิธีการคำนวณกระแสรั่วไหลลงดิน
- นำเสนอหลักการการทำงานของวงจรกรองความถี่พื้นฐานต่าง ๆ
- นำเสนอการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

บทที่ 4

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

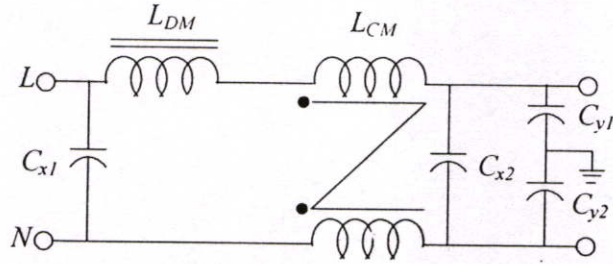
บทนี้จะเป็นการนำเสนอขั้นตอนการออกแบบ และคำนวณหาค่าส่วนประกอบของวงจรสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI filter) โดยที่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้านี้จะมีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง ที่มีรูปแบบการพันแตกต่างกัน โดยมีทั้งหมด 3 แบบการพัน คือ แบบที่หนึ่ง การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบทั่วไป (conventional common mode choke : การพันแบบ CM) แบบที่สอง การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ ICM (integrated common mode choke : การพันแบบ ICM) และแบบที่สาม การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ PICM (proposed integrated common mode choke : การพันแบบ PICM) และบทนี้จะมีหัวข้อที่สำคัญ 3 หัวข้อ คือ หัวข้อที่ 4.1 จะกล่าวถึงการวิเคราะห์การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และหัวข้อที่ 4.2 จะกล่าวถึงการคำนวณหาค่าการออกแบบและส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และหัวข้อที่ 4.3 จะกล่าวถึงความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง

4.1 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

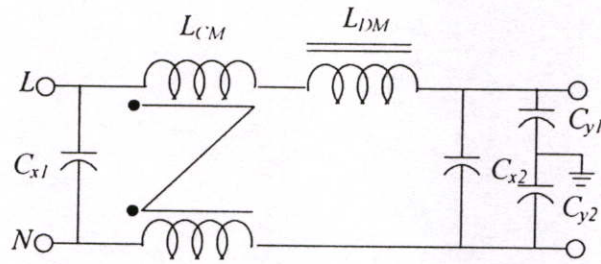
วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนมากจะใช้สำหรับขจัดสิ่งที่ไม่พึงปรารถนา และสัญญาณรบกวนต่างๆ ที่ไม่ต้องการ และลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในทางสายตัวนำที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซิ่ง โดยทั่วไปวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีโครงสร้าง คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์พาสซีฟ (passive components) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 (ก) และในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นการนำเสนอรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างทั้งหมด 3 แบบการพัน รวมทั้งแสดงรายละเอียดการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ ดังในรูปที่ 4.1 (ก) จะแสดงการพันแบบ CM และการพันแบบ ICM ดังในรูปที่ 4.1 (ข) และในรูปที่ 4.1 (ค) จะแสดงการพันแบบ PICM โดยการพันแบบ CM จะมีโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนคือ ตัวเก็บประจุ C_{X1} ต่ออยู่ระหว่างตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม (common mode inductance: L_{CM}) กับตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง (differential mode inductance: L_{DM}) ซึ่งจะหมายความว่าตัวเหนี่ยวนำทั้ง 2 นั้น จะเป็นแบบแยกแกนเหล็ก ส่วนตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{DM} จะต่ออยู่ที่สายตัวนำไฟฟ้าหรือสายนิวตรอนก็ได้ และ ตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} จะต่ออยู่ระหว่างสายตัวนำไฟฟ้ากับสายนิวตรอน ส่วนตัวเก็บประจุ C_{Y1} และ C_{Y2}

จะต่ออนุกรมกันและอยู่ระหว่างสายตัวนำไฟฟ้ากับสายนิวตรอน โดยที่กราวด์ต่อกับตัวเก็บประจุ C_{y1} และ C_{y2} ดังในรูปที่ 4.1 (ก) และจากการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการพันแบบ CM จะมีตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม L_{CM} ตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{DM} ตัวเก็บประจุ C_{x1} และ C_{x2} และตัวเก็บประจุ C_{y1} และ C_{y2} จะนำค่าต่างๆ ที่ได้มาทำการออกแบบมาประยุกต์ใช้กับการพันแบบ ICM และการพันแบบ PICM ตามลำดับ

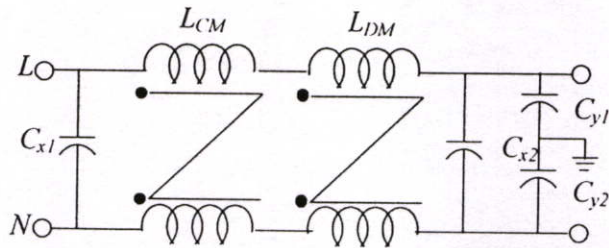
ในส่วนแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน คือ วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ (Ćuk converter) จะมีที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 100 วัตต์ แรงดันด้านอินพุต 24 โวลต์ และแรงดันด้านออก 48 โวลต์



(ก) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบทั่วไป



(ข) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ ICM

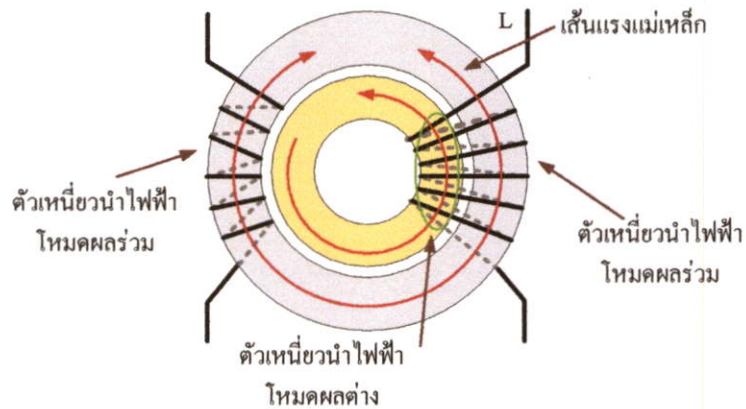


(ค) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ PICM

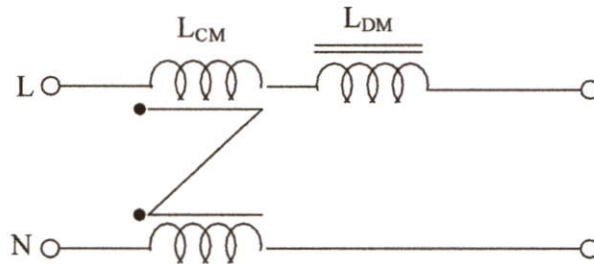
รูปที่ 4.1 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ

จากแบบการพัน CM ดังในรูปที่ 4.1 (ก) จะแสดงการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบทั่วไป และแบบการพัน ICM ในรูปที่ 4.1 (ข) จะเป็นลักษณะการพันที่น่าเสนอจากสิทธิบัตรที่จดในประเทศสหรัฐอเมริกา โดยการพันแบบ ICM นี้จะนำเสนอเทคนิคการ

รวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่างเข้าด้วยกันดังในรูปที่ 4.2 จะเห็นว่า แกนเหล็กทั้ง 2 แกน จะอยู่ซ้อนกันทำให้สามารถที่จะลดขนาดของวงจรกรองสัญญาณรบกวน แม่เหล็กไฟฟ้าลงได้ และเมื่อพิจารณาที่สายตัวนำจะเห็นว่าลักษณะการพันขดลวดจะพันขดลวด ทั้งสองแกนเหล็ก ทำให้ค่าของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{DM} จะถูกกำหนดโดยรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม L_{CM} และจากรูปที่ 4.2 (ข) จะแสดงวงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ ICM



(ก) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ ICM



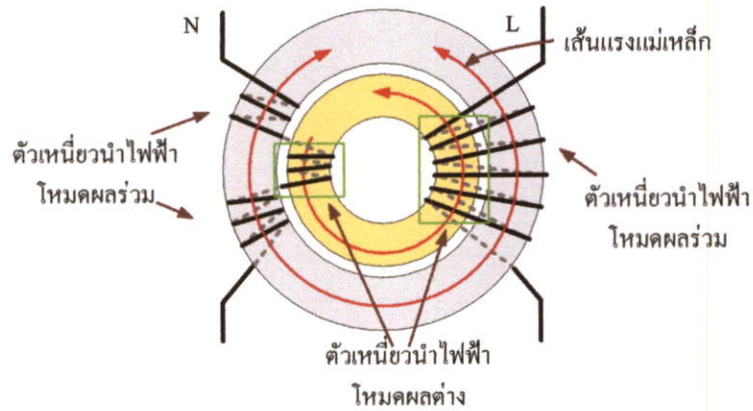
(ข) วงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ ICM

รูปที่ 4.2 แบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ ICM

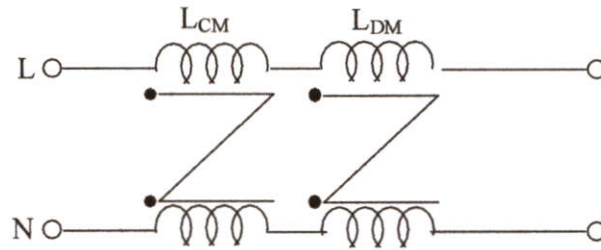
สำหรับการพันแบบ PICM ดังแสดงในรูปที่ 4.1 (ค) และรูปที่ (4.3) จะแสดงรูปแบบการพัน PICM โดยจะเห็นว่ารูปแบบการพัน PICM จะมีลักษณะการพันคล้ายกับการพันแบบ ICM แต่จะแตกต่างกันตรงที่สายนิวตรอนจะทำการพันขดลวดที่แกนด้านในของแกนทั้งสอง โดยจำนวนรอบที่พันได้จากการออกแบบตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{DM} จากการพันแบบ CM และตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม L_{CM} จะทำการแบ่งจำนวนรอบออกเป็นสองกลุ่ม แต่มีจำนวนรอบเท่ากับการออกแบบข้างต้น ส่วนรายละเอียดต่างๆ จะอธิบายในหัวข้อการออกแบบตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างต่อไป และจากรูปที่ 4.3 (ข) จะแสดงวงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำโหมค

ผลรวมและ โหมคผลต่างแบบ PICM และขั้นตอนการออกแบบทั้งหมดได้แสดงในแผนภูมิจากรูปที่

4.4



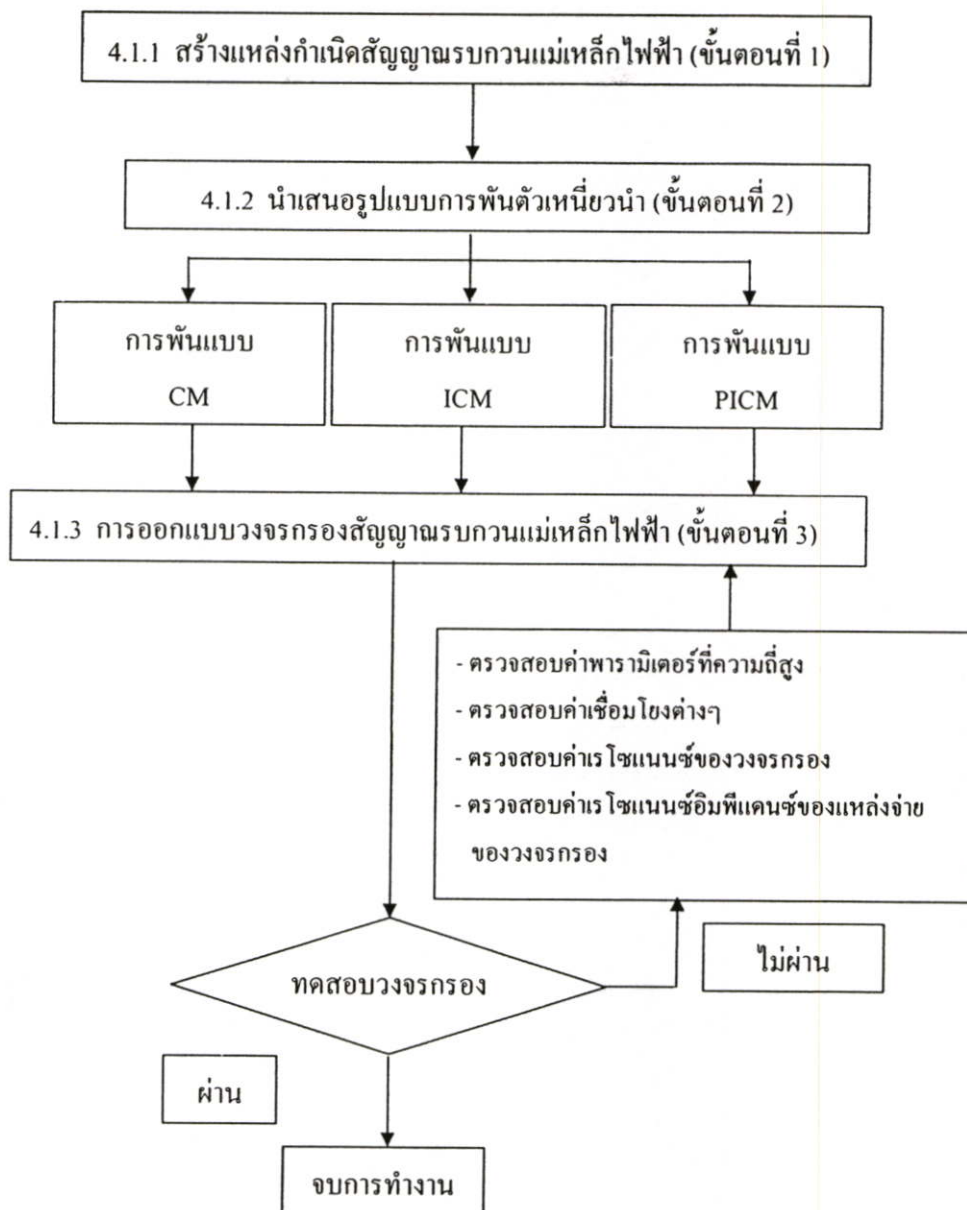
(ก) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและ โหมคผลต่างแบบ PICM



(ข) วงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและ โหมคผลต่างแบบ PICM

รูปที่ 4.3 แบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและ โหมคผลต่างแบบ PICM

สำหรับเงื่อนไขในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ จะทำการเปรียบเทียบรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวม L_{CM} และตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{DM} ว่ามีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ทำงานในโหมคผลรวมและ โหมคผลต่างได้อย่างไร โดยมีพิกัดในการทดสอบเดียวกัน และตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวม L_{CM} จะมีจำนวนรอบเท่ากันทั้ง 3 แบบการพัน



รูปที่ 4.4 ขั้นตอนการออกแบบ

4.1.1 สร้างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (ขั้นตอนที่ 1)

จากแผนภูมิรูปที่ 4.4 จะแสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวน โดยจะเป็นการประยุกต์ใช้หลักการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจากบทความ “A Procedure for Designing EMI Filters for AC Line Applications” ซึ่งในขั้นตอนที่ 1 นี้ จะเป็นการสร้างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ที่ใช้ในการทดสอบการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการวิจัยนี้ จะใช้วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ ที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 100 วัตต์ เนื่องจากวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อน

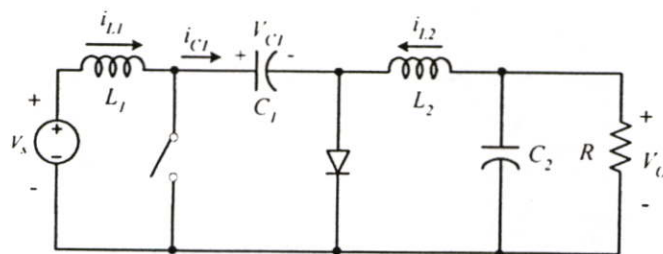
และสามารถที่จะอธิบายการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ชัดเจน และเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ จะอยู่ในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 พิกัดของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ (Ćuk converter)

ปริมาณทางไฟฟ้า	ขนาด/พิกัด	หน่วยวัด
แรงดันด้านเข้า (V_i)	24	โวลต์ (V)
แรงดันด้านออก (V_o)	48	โวลต์ (V)
กระแสไฟฟ้าด้านออก (I_o)	2.08	แอมแปร์ (A)
กำลังไฟฟ้าด้านออก (P_o)	100	วัตต์ (W)
ความถี่สวิตซิ่ง (f)	50	กิโลเฮิรตซ์ (kHz)

เงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบ

ตารางที่ 4.1 จะเป็นพิกัดของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน โดย วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์มีหลักการทำงาน คือ เป็นวงจรที่เพิ่มหรือลดระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออก โดยที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ได้ถูกออกแบบ เพื่อแก้ปัญหากระแสฮาร์มอนิกส์สูง โดยจะมีตัวเหนี่ยวนำ L , ทำหน้าที่กรองกระแสไฟฟ้าด้านเข้า และมีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิด LC ทางด้านออก ส่วนการเชื่อมต่อระหว่างด้านเข้ากับด้านออกของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์จะใช้ตัวเก็บประจุ C , ดังวงจรในรูปที่ 4.5 และในส่วนรายละเอียดการทำงานต่างๆ และการออกแบบวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ สามารถหาได้จาก [5]



รูปที่ 4.5 วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์

4.1.2 นำเสนอรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง (ขั้นตอนที่ 2)

ในขั้นตอนต่อไปนี้จะเป็นการอธิบายเทคนิคการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง สำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งได้นำเสนอ 3 แบบการพัน คือ แบบที่หนึ่ง การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบทั่วไป (การพันแบบ CM) แบบที่

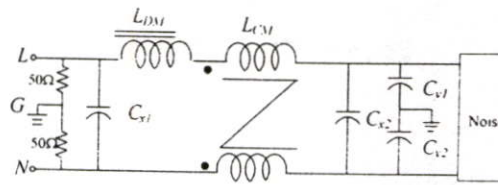
สอง การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ ICM (การพันแบบ ICM) และแบบที่สาม การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ PICM (การพันแบบ PICM) ตามลำดับ พร้อมกับวิธีการหาค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ของทั้ง 3 รูปแบบการพัน ดังนี้

แบบที่ 1) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบทั่วไป (การพันแบบ CM)

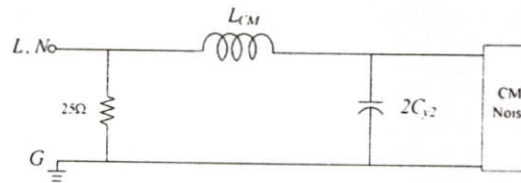
ในการพันแบบที่ 1 นี้ จะเป็นการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าและการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่ใช้อยู่ทั่วไป ดังในรูปที่ 4.6 และจากรูปที่ 4.6 ก) จะแสดงวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป และเพื่อให้เข้าใจการทำงานจะทำการแยกวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม (CM noise) และวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง (DM noise) ได้ดังนี้

สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม เมื่อพิจารณาทิศทางของกระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วม i_{CM} โดยที่กระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วม i_{CM} จะไหลผ่านระหว่างสายตัวนำกับสายนิวตรอน ไปสู่ วงจรกรองสัญญาณรบกวน แล้วไหลครบวงจรลงสู่กราวด์ ดังนั้นจากการไหลของกระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วม i_{CM} จะได้ว่าวงจรดังรูปที่ 4.6 (ก) โดยจากรูปจะแสดงวงจรสมมูลของสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม และจากรูปทำให้ทราบว่า อุปกรณ์ตัวใดมีผลช่วยลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมได้ ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้ ตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} และ ตัวเก็บประจุ C_Y จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมได้มาก และตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม เนื่องจาก ตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} จะไม่มีผลเมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม รวมทั้งค่าความต้านทานของ LISN ที่ต่ออยู่จะมีค่าลดลงเท่ากับ 25Ω เมื่อมองจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม

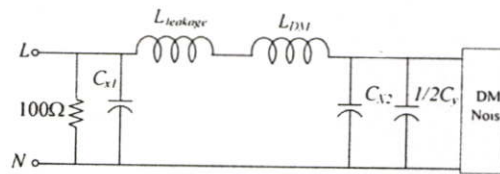
สัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง เมื่อพิจารณาทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมคผลต่าง i_{DM} กล่าวคือ กระแส i_{DM} จะไหลผ่านสายตัวนำ ของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ไปสู่สายนิวตรอน แล้วกลับมาครบวงจรที่แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน จะได้ว่าวงจรดังรูปที่ 4.6 (ง) และจากรูปจะเห็นว่าตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} และ ตัวเก็บประจุ C_X จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างได้มาก แต่ตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} จะไม่มีผล ต่อการลดทอนเมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง แต่ยังมีผลของ $L_{leakage}$ ที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} และ ตัวเก็บประจุ C_Y จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างได้น้อยเนื่องจากจะมีค่าลดลง ส่วนตัวต้านทานของ LISN ที่ต่ออยู่จะมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 100Ω เมื่อมองจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง



(ก) วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป



(ข) วงจรสมมูลของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม

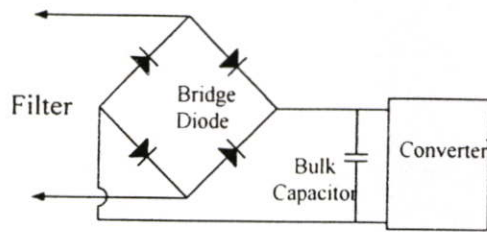


(ค) วงจรสมมูลของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

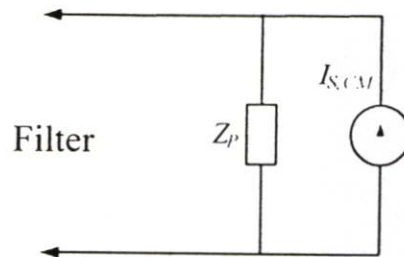
รูปที่ 4.6 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป

การหาค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป

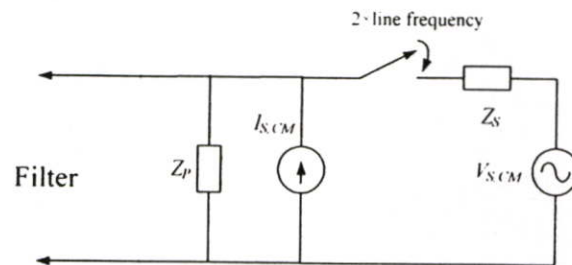
ก่อนที่จะทำการหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป นั้นจะต้องทำการพิจารณาหลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ก่อน โดยเริ่มจากการวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และการทำงานในโหมดผลร่วม และในโหมดผลต่าง ซึ่งในรูปที่ 4.7 จะแสดงวงจรสมมูลของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และในรูปที่ 4.7 (ข) จะแสดงวงจรสมมูลของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม ซึ่งจะเห็นว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์จะเหมือนกับแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,CM}$ ที่ต่อขนานกับค่าอิมพีแดนซ์ Z_p และในรูปที่ 4.7 (ค) เป็นวงจรสมมูลของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง จะมีการทำงานอยู่สองลักษณะคือ ลักษณะแรกขณะที่ไดโอดทำงาน จะทำให้สวิตช์ปิด และวงจรจะต่อกับค่าอิมพีแดนซ์ Z_s และอนุกรมกับแหล่งจ่าย $V_{S,CM}$ และลักษณะที่สองขณะที่ไดโอดไม่ทำงาน จะทำให้สวิตช์เปิด และจะเหมือนกับวงจรสมมูลของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม [13]



(ก) วงจรคอนเวอร์เตอร์



(ข) วงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม



(ค) วงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

รูปที่ 4.7 วงจรสมมูลย์ของคอนเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนที่โหมคต่างๆ

การหาค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ โหมคผลร่วม และโหมคผลต่าง ซึ่งสามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้

ก) โหมคผลร่วม

ในการวิเคราะห์การทำงานโหมคผลร่วม จะเริ่มจากพิจารณาการทำงานของวงจรสมมูลย์ของสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมในรูปที่ 4.6 (ก) ซึ่งจะเริ่มจากการพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมที่ใช้แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า $I_{s,CM}$ ขนานกับอิมพีแดนซ์ Z_p ดังในรูปที่ 4.8 (ก) จะแสดงวงจรการทำงานโหมคผลร่วม โดยจะเริ่มจากการพิจารณาอัตราการผลิตสัญญาณรบกวน

แม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดคลื่นร่วม โดยจะหาได้จากค่า Transfer function ของแรงดันไฟฟ้า ขณะใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนกับขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน ดังสมการที่ (4.1)

$$\text{CM Attenuation} = \frac{V_{LISN(\text{without filter})}}{V_{LISN(\text{with filter})}} \quad (4.1)$$

จากรูปที่ 4.8 (ก) เมื่อพิจารณาในส่วนของ EMI filter จะเห็นว่าตัวเก็บประจุ C_Y เท่ากับ $C_{CM} = 2C_Y$ และจากรูปที่ 4.8 (ก) จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์ Z_p จะต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_Y ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ C_Y จะมีค่ามาก เมื่อเปรียบเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ Z_p แต่จะหาค่าอิมพีแดนซ์มากกว่า 25Ω ของ LISN ดังนั้นจะได้ ดังสมการที่ (4.2) และ (4.3)

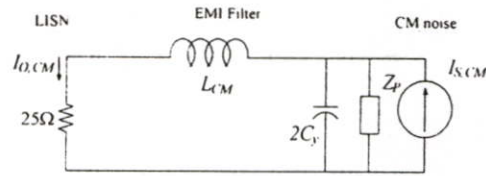
$$\frac{1}{\omega 2C_Y} \ll Z_p \quad (4.2)$$

และ

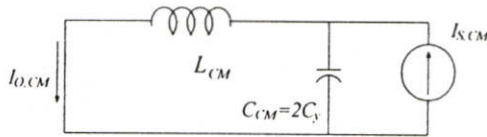
$$\omega L_C \gg 25\Omega \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (4.2) และ (4.3) ทำให้สามารถสรุปได้ดังในรูปที่ 4.8 (ข) และจากนั้นเพื่อจะให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎีบท reciprocity โดยจะย้ายข้างแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,CM}$ เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{S,CM}$ ดังในรูปที่ 4.8 (ค) และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.8 (ค) จะเห็นว่าเป็นวงจรกรองความถี่ แบบ LC filter ดังนั้นค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดคลื่นร่วม เท่ากับ 40 dB/dec ซึ่งเป็นคุณลักษณะของวงจรแบบ LC filter ดังรูปที่ 4.8 (ง) และจะเห็นว่าจุดเปลี่ยนความถี่ $f_{R,CM}$ จะถูกกำหนดจากค่า L_C และ C_Y เพราะฉะนั้นค่าจุดเปลี่ยนความถี่ จะหาได้จากสมการที่ (4.4)

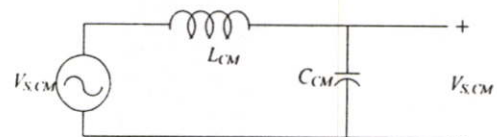
$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM}C_{CM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM} \cdot 2C_Y}} \quad (4.4)$$



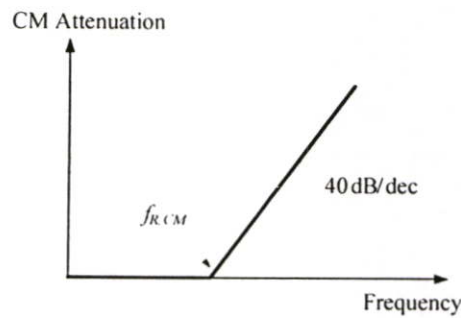
(ก) วงจรโหมคผลร่วม



(ข) วงจรสมมูลโหมคผลร่วม



(ค) วงจรสมมูลโหมคผลร่วมโดยใช้ทฤษฎี reciprocity



(ง) การลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม

รูปที่ 4.8 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม

ข) โหมคผลต่าง

ในการพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง ในรูปที่ 4.9 นั้น จะเริ่มจากการพิจารณาการทำงานของไดโอด ขณะสวิตช์เปิด และสวิตช์ปิด ดังในรูปที่ 4.9 (ก) และในรูปที่ 4.9 (ข) ตามลำดับ โดยในรูปที่ 4.9 (ก) จะเป็นการทำงานขณะสวิตช์เปิด ซึ่งในการวิเคราะห์วงจรจะเหมือนกับการทำงานในโหมคผลร่วม คือ จากวงจรค่าอิมพีแดนซ์ Z_p จะต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_{X2} ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ C_{X2} จะมีค่ามาก เมื่อเปรียบเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ Z_p แต่จะหาค่าอิมพีแดนซ์มากกว่า 100Ω ของ LISN ดังนั้น จะได้ดังสมการที่ (4.5) และ (4.6) และเมื่อพิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} จะมีค่าอิมพีแดนซ์มากกว่า 100Ω ของ LISN สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.7) จะได้ดังในรูปที่ 4.8 (ค) และเพื่อจะให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎี reciprocity โดยจะย้ายข้างแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,DM}$ เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{S,DM}$ ในรูปที่ 4.9 (จ)

$$\frac{1}{\omega C_{X2}} \ll Z_N \quad (4.5)$$

และ

$$\frac{1}{\omega C_{X1}} \gg 100 \quad (4.6)$$

และ

$$\omega L_{DM} \gg 100 \quad (4.7)$$

ขณะสวิตช์ปิด ดังในรูปที่ 4.9 (ข) จะมีการวิเคราะห์เหมือนกับขณะสวิตช์เปิด คือ จากรูปที่ 4.9 (ข) ตัวเก็บประจุ C_{X2} จะมีค่าอิมพีแดนซ์มากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของ Z_N ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.8)

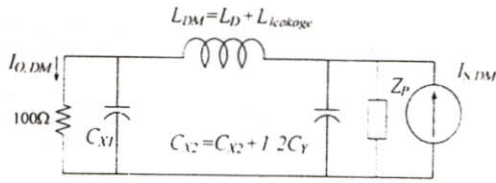
$$\frac{1}{\omega C_{X2}} \gg Z_N \quad (4.8)$$

จากรูปที่ 4.9 (ง) จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์ 100 Ω ของ LISN ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_{X1} เมื่อทำการพิจารณาจะเห็นว่าอิมพีแดนซ์ตัวเก็บประจุ C_{X1} มีค่ามากกว่าอิมพีแดนซ์ 100 Ω ของ LISN จะสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.9) และจากนั้นเพื่อจะให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎีของ reciprocity โดยจะย้ายข้างแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,DM}$ เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{S,DM}$ ในรูปที่ 4.9 (ง) และจะได้ดังรูปที่ 4.9 (ฉ)

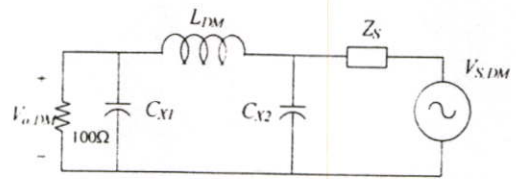
$$100 \gg \frac{1}{\omega C_{X1}} \quad (4.9)$$

และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.9 (จ) และรูปที่ 4.9 (ฉ) จะเห็นว่าจะเป็นการทำงานแบบวงจร LC filter นั้นเอง โดยรูปที่ 4.9 (ข) จะแสดงการลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ซึ่งจะมีค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง เท่ากับ 40 dB/dec ซึ่งเป็นคุณลักษณะของวงจรแบบ LC filter และจะเห็นว่าจุดเปลี่ยนความถี่ $f_{R,DM}$ จะถูกกำหนดจากค่า L_{DM} โดยที่ $L_{DM} = L_D + L_{leakage}$ และ $C_{X1} = C_{X2} = C_{DM}$ เพราะฉะนั้นค่าจุดเปลี่ยนความถี่จะหาได้จากสมการที่ (4.10)

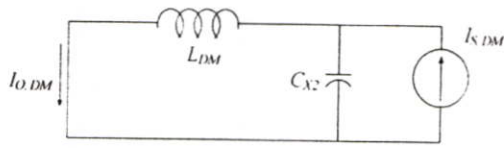
$$f_{R,DM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{DM}C_{DM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_D + L_{leakage}) \cdot C_{DM}}} \quad (4.10)$$



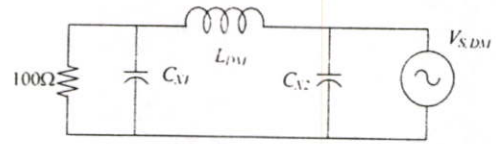
(ก) วงจรโหมดผลต่างขณะสวิตช์เปิด



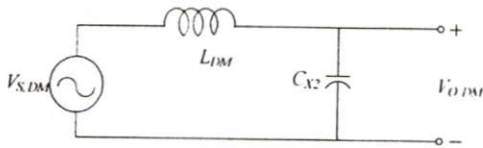
(ข) วงจรโหมดผลต่างขณะสวิตช์ปิด



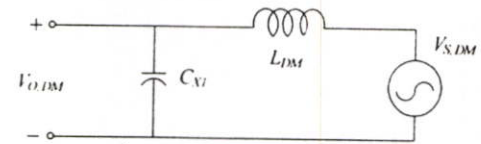
(ค) วงจรสมมูลโหมคผลต่างขณะสวิตช์เปิด



(ง) วงจรสมมูลโหมคผลต่างขณะสวิตช์ปิด



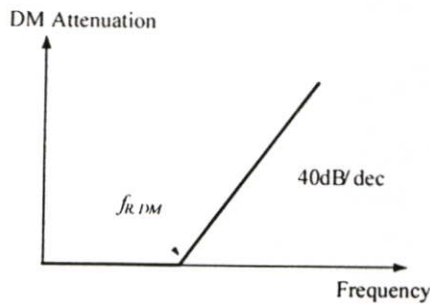
(จ) วงจรสมมูลโหมคผลต่างขณะสวิตช์เปิด



(ฉ) วงจรสมมูลโหมคผลต่างขณะสวิตช์ปิด

โดยใช้ทฤษฎี reciprocity

โดยใช้ทฤษฎี reciprocity



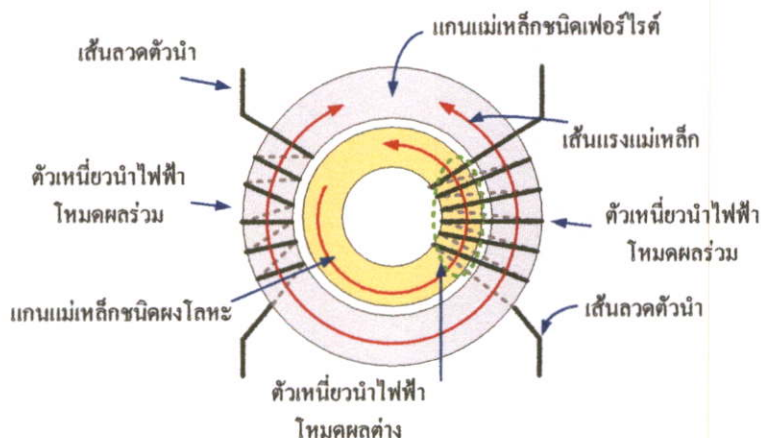
(ข) การลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

รูปที่ 4.9 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

แบบที่ 2) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง แบบ ICM

การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างแบบ ICM ในรูปที่ 4.10 จะเป็นการนำเทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างเข้าด้วยกัน โดยจะมีแกนเหล็ก 2 แกนวางซ้อนกัน ดังรูปที่ 4.10 ซึ่งแกนเหล็กวงนอก จะเป็นแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ และแกนวงในจะเป็นแกนเหล็กชนิดผงโลหะ ส่วนเทคนิคการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างนั้น จะแสดงดังในรูปที่ 4.10 จากรูปเมื่อพิจารณาเทคนิคการพัน ทางด้านสายนิวตรอน จะเป็นการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม โดยจะทำการพันขดลวดบนแกนเหล็กวงนอก ชนิดเฟอร์ไรต์ เพียงแกนเหล็กเดียว และเมื่อพิจารณาเทคนิคการพันทางด้านสายตัวนำไฟฟ้า จะเป็นการพันขดลวดทั้งสองแกนเหล็ก ดังในรูปที่ 4.10 จะได้ค่าเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่าง โดยที่แกนเหล็กวง

นอกจากนี้ จะได้อำนาจเหนี่ยวนำโหมคผลรวม และแกนวงในนั้นจะได้อำนาจเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง โดยค่าของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่างนั้น จะถูกกำหนดโดยจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวม และในการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมจะต้องคำนึงถึงทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็ก โดยทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กจะมีทิศทางเสริมกันเมื่อพิจารณากระแสโหมคผลรวม และการพันแบบ ICM นั้น ตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่างจะอยู่ที่สายตัวนำไฟฟ้าหรือสายนิวตรอนก็ได้

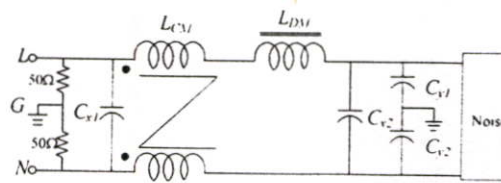


รูปที่ 4.10 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่างแบบ ICM

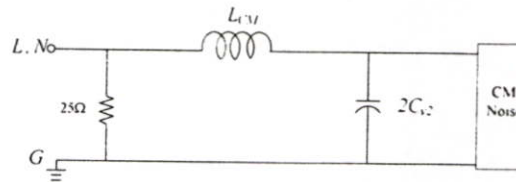
ในรูปที่ 4.11 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ ICM นี้ จะมีวงจรสมมูลย์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเหมือนกับการพันแบบ CM และเมื่อทำการพิจารณาวงจรสมมูลย์ของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม และสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง จึงไม่มีความแตกต่างกัน ดังนั้นในการวิเคราะห์การทำงานจะเหมือนกับการพันแบบ CM สามารถสรุปได้ดังนี้

การพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม ดังในรูปที่ 4.11 (ข) ตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} และตัวเก็บประจุ C_Y จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมได้มาก และตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} จะมีไม่ผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม รวมทั้งค่าความต้านทานของ LISN จะมีค่าลดลงเท่ากับ 25Ω เมื่อมองจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม

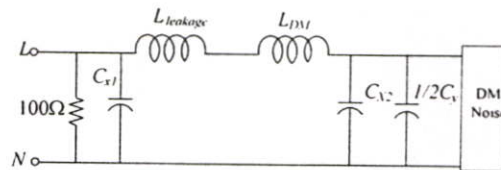
การพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง ดังในรูปที่ 4.11 (ค) ตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} และตัวเก็บประจุ C_X จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างได้มาก และตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} จะไม่มีผล เมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง แต่ยังมีผลของ $L_{leakage}$ ที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} และ ตัวเก็บประจุ C_Y จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างน้อย เนื่องจากจะมีค่าลดลง ส่วนตัวต้านทานของ LISN ที่ต่ออยู่จะมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 100Ω เมื่อมองจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง



(ก) วงจรสมมูลของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ ICM



(ข) วงจรสมมูลของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม



(ค) วงจรสมมูลของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

รูปที่ 4.11 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ ICM

การหาค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ ICM สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ โหมดผลรวม และโหมดผลต่าง ซึ่งสามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้

ก) โหมดผลรวม

จากรูปที่ 4.12 (ก) เมื่อพิจารณาวงจรผลรวม จะเห็นว่าตัวเก็บประจุ C_Y มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของตัวเก็บประจุ C_Y และเมื่อการพิจารณาวงจรจากรูปที่ 4.12 (ก) จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ Z_p จะต่อขนานกับตัวเก็บประจุ C_Y ซึ่งจะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ C_Y จะมีค่ามากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ Z_p ดังนั้นสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.11) และเมื่อพิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ L_c ที่ต่ออนุกรมกับค่าอิมพีแดนซ์ $25\ \Omega$ ของ LISN เมื่อพิจารณาแล้วจะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ L_c จะมีค่ามากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ $25\ \Omega$ ของ LISN ดังนั้นจะได้ดังในรูปที่ 4.12 (ข)

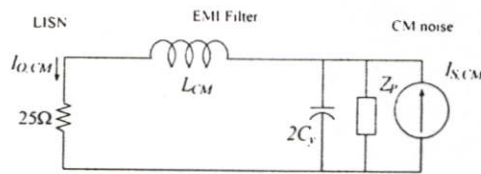
$$\frac{1}{\omega 2C_Y} \ll Z_p \quad (4.11)$$

และ

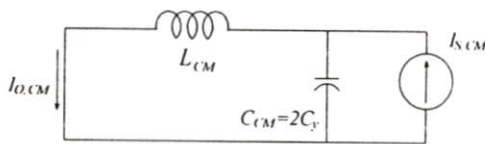
$$\omega L_c \gg 25\ \Omega \quad (4.12)$$

จากรูปที่ 4.12 (ข) เพื่อจะให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎีของ reciprocity โดยจะย้ายข้างแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,CM}$ เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{S,CM}$ จะได้ดังรูปที่ 4.12 (ค) และเมื่อพิจารณาในรูปที่ 4.12 (ค) จะเห็นว่าป็นวงจรกรองความถี่ แบบ LC filter ดังนั้นค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม เท่ากับ 40 dB/dec ซึ่งเป็นคุณลักษณะของวงจรแบบ LC filter ดังรูปที่ 4.12 (ง) และจะเห็นว่าจุดเปลี่ยนความถี่ $f_{R,CM}$ จะถูกกำหนดจากค่า L_C และ C_Y เพราะฉะนั้นค่าจุดเปลี่ยนความถี่ จะหาได้จากสมการที่ (4.13)

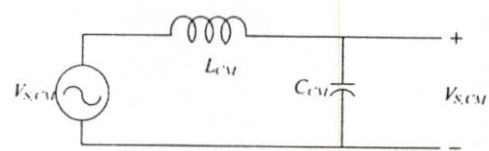
$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM}C_{CM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM} \cdot 2C_Y}} \tag{4.13}$$



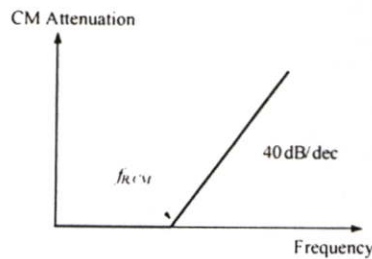
(ก) วงจรโหมคผลร่วม



(ข) วงจรสมมูลโหมคผลร่วม



(ค) วงจรสมมูลโหมคผลร่วมโดยใช้ทฤษฎี reciprocity



(ง) การลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม

รูปที่ 4.12 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม

ข) โหมดผลต่าง

ในการพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ในรูปที่ 4.13 จะมีวิธีการวิเคราะห์แบบเดียวกับกรณีการพันแบบ CM ดังนั้น จะเริ่มจากการพิจารณาการทำงานของไดโอด ขณะสวิตช์เปิด โดยมีการพิจารณา คือ จากวงจรค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ C_{X2} จะมีค่ามากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ Z_p แต่จะหาค่าอิมพีแดนซ์มากกว่า 100Ω ของ LISN ดังนั้นจะได้ ดังสมการที่ (4.14) และ (4.15) และเมื่อพิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} จะมีค่าอิมพีแดนซ์มากกว่า 100Ω ของ LISN จะได้ดังในรูปที่ 4.13 (ค) และเพื่อจะให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎี reciprocity โดยจะย้ายข้างแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,DM}$ เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{S,DM}$ ในรูปที่ 4.13 (จ)

$$\frac{1}{\omega C_{X2}} \ll Z_p \quad (4.14)$$

และ

$$\frac{1}{\omega C_{X1}} \gg 100 \quad (4.15)$$

จากรูปที่ 4.13 (ข) ขณะสวิตช์ปิด จะเห็นว่าตัวเก็บประจุ C_{X2} จะต่ออนุกรมกับ Z_S ดังนั้น เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ C_{X2} จะมีค่าอิมพีแดนซ์มากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของ Z_S ดังสมการที่ (4.16) และจะได้ดังในรูปที่ 4.13 (ง)

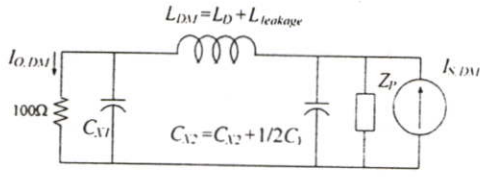
$$\frac{1}{\omega C_{X2}} \gg Z_S \quad (4.16)$$

และจากรูปที่ 4.13 (ง) เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ 100Ω ของ LISN จะมีค่ามากกว่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ C_{X1} สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.17) และเพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎีของ reciprocity โดยจะย้ายข้างแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,DM}$ เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{S,DM}$ จะได้ดังรูปที่ 4.13 (ฉ)

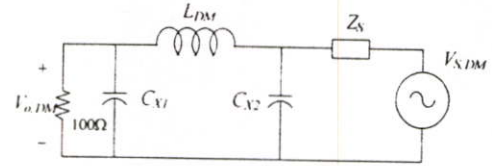
$$100 \gg \frac{1}{\omega C_{X1}} \quad (4.17)$$

และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.13 (จ) และรูปที่ 4.13 (ฉ) จะเห็นว่าจะเป็นการทำงานแบบวงจร LC Filter นั้นเอง โดยรูปที่ 4.13 (ข) จะแสดงการลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ซึ่งจะมีค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง เท่ากับ 40 dB/dec และจะเห็นว่าจุดเปลี่ยนความถี่ $f_{R,DM}$ จะถูกกำหนดจากค่า L_{DM} โดยที่ $L_{DM} = L_D + L_{leakage}$ และ $C_{X1} = C_{X2} = C_{DM}$ เพราะฉะนั้นค่าจุดเปลี่ยนความถี่ จะหาได้จากสมการที่ (4.18)

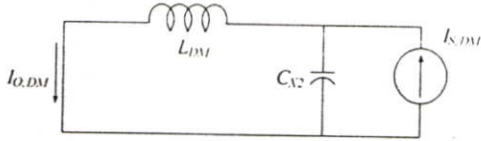
$$f_{R,DM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{DM}C_{DM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_D + L_{leakage}) \cdot C_{DM}}} \quad (4.18)$$



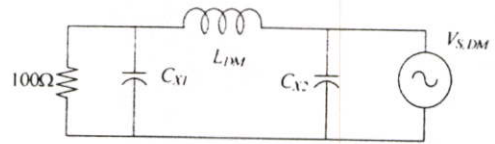
(ก) วงจรโหมคผลต่างขณะสวิตช์เปิด



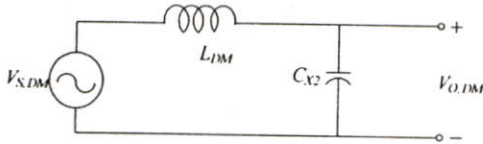
(ข) วงจรโหมคผลต่างขณะสวิตช์ปิด



(ค) วงจรสมมูลโหมคผลต่างขณะสวิตช์เปิด

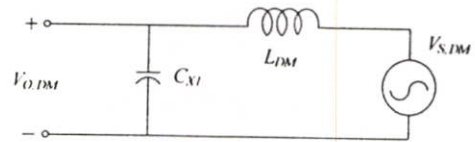


(ง) วงจรสมมูลโหมคผลต่างขณะสวิตช์ปิด



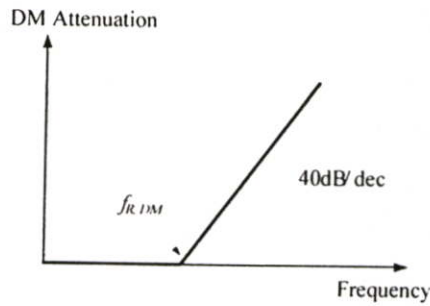
(จ) วงจรสมมูลโหมคผลต่างโดยใช้ทฤษฎี

reciprocity



(ฉ) วงจรสมมูลโหมคผลต่างโดยใช้ทฤษฎี

reciprocity



(ข) การลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

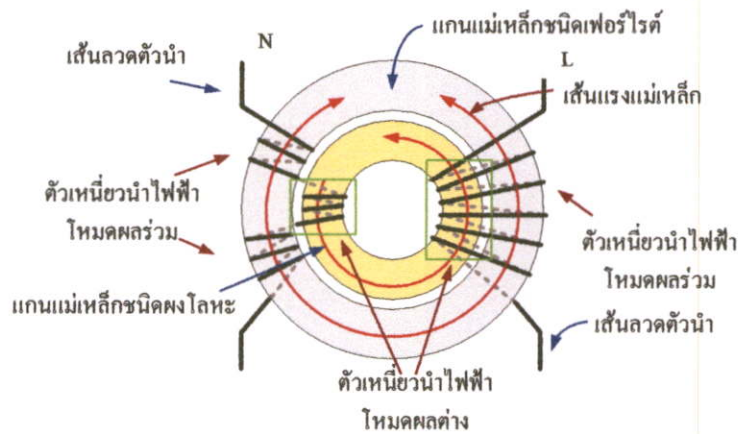
รูปที่ 4.13 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

แบบที่ 3) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง แบบ PICM

การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ PICM แบบใหม่ที่น่าสนใจจะเป็นการใช้ประโยชน์จากพื้นที่ด้านในของแกนเหล็กชนิดผงโลหะ และจะเป็นการพัฒนาเทคนิคการพันแบบ ICM ซึ่งจะนำเทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างมาใช้ ซึ่งการพันแบบ ICM นั้น จะใช้แกนเหล็กชนิดผงโลหะเพียงด้านเดียว ดังนั้น แนวความคิดของการ

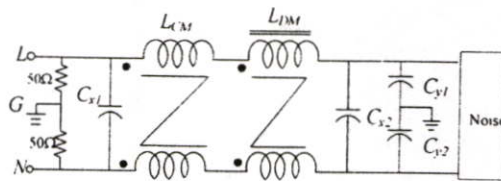
พันแบบ PICM จะใช้ประโยชน์จากแกนเหล็กชนิดผงโลหะอีกด้านหนึ่ง ซึ่งจะพันจำนวนรอบบนแกนเหล็กชนิดผงโลหะ ให้ได้ค่าเหนี่ยวนำโหมคผลต่างมีค่าเท่ากับค่าที่ได้จากการออกแบบหรือให้มีจำนวนรอบมากเท่าที่แกนเหล็กชนิดผงโลหะรับได้

จากเทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ PICM ดังในรูปที่ 4.14 จะเห็นว่าแกนเหล็กวงนอกจะเป็นแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ และแกนเหล็กวงในจะเป็นแกนเหล็กชนิดผงโลหะ เมื่อพิจารณาขดลวดด้านสายตัวนำไฟฟ้าจะมีลักษณะการพันเหมือนกับการพันแบบ ICM และเมื่อพิจารณาขดลวดด้านสายนิวตรอน จะมีลักษณะการพันขดลวด คือ ผลรวมของจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมที่พันขดลวดบนแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ จะมีจำนวนรอบเท่ากับด้านสายตัวนำไฟฟ้าหรือเท่ากับการออกแบบ และในเส้นขดลวดตัวนำเดียวกันนั้น จะพันขดลวดบนแกนเหล็กชนิดผงโลหะในแกนเหล็กวงในด้วย และที่สำคัญ ในการพันขดลวดบนแกนเหล็กชนิดผงโลหะจะต้องคำนึงถึงทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็ก จะต้องมิติศทางเสริมกัน เมื่อพิจารณาของทิศทางกระแสโหมคผลต่าง i_{DM}

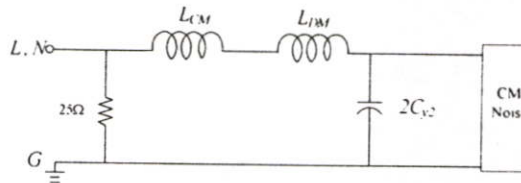


รูปที่ 4.14 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง แบบ PICM

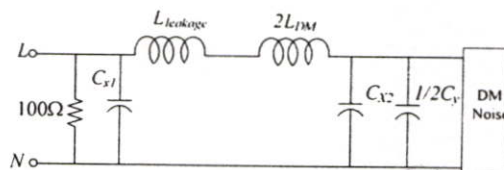
ในการวิเคราะห์เทคนิคการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง แบบ PICM นั้น จะมีการวิเคราะห์การทำงานเหมือนกับการพันแบบ CM และการพันแบบ ICM และจากรูปที่ 4.15 จะแสดงวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ PICM และในรูปที่ 4.15 (ก) จะเห็นว่า ตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่างมีลักษณะการพันแบบแกนร่วมกัน และในรูปที่ 4.15 (ข) และรูปที่ 4.15 (ค) จะแสดงวงจรสมมูลสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม และวงจรสมมูลสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง ตามลำดับ และในการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม และการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง



(ก) วงจรสมมูลย์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ PICM



(ข) วงจรสมมูลย์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม



(ค) วงจรสมมูลย์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

รูปที่ 4.15 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ PICM

การหาค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ PICM สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ โหมดผลร่วม และ โหมดผลต่าง ซึ่งสามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้

ก) โหมดผลร่วม

จากรูปที่ 4.16 แสดงวงจรสมมูลย์สำหรับการหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม และจากรูปที่ 4.16 (ก) เมื่อพิจารณาวงจรโหมดผลร่วม จะเห็นว่าตัวเก็บประจุ C_Y มีค่าเท่ากับ $2C_Y$ และตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM} = 1/2L_{DM}$ เมื่อพิจารณาวงจรในรูปที่ 4.16 (ก) จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ Z_p ต่อกันกับตัวเก็บประจุ C_Y และเมื่อทำการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ C_Y จะมีค่ามากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ Z_p จะได้ ดังในสมการที่ (4.19) และค่าอิมพีแดนซ์รวมของตัวเหนี่ยวนำ $\left(L_{CM} + \frac{1}{2}L_{DM} \right)$ จะมีค่าอิมพีแดนซ์มากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ 25Ω ของ LISN ดังในสมการที่ (4.20) และจะได้ดังรูปที่ 4.16 (ข)

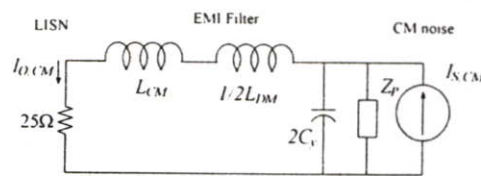
$$\frac{1}{\omega 2C_Y} \ll Z_p \tag{4.19}$$

และ

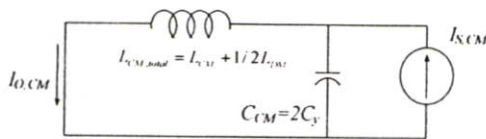
$$\omega \left(L_{CM} + \frac{1}{2} L_{DM} \right) \gg 25\Omega \quad (4.20)$$

จากรูปที่ 4.16 และเพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎีของ reciprocity จะได้ดังในรูปที่ 4.16 (ค) และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.16 (ค) จะเห็นว่าเป็นวงจรกรองความถี่ แบบ LC filter ดังนั้นค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม เท่ากับ 40 dB/dec ดังรูปที่ 4.16 (ง) และจะเห็นว่าจุดเปลี่ยนความถี่ $f_{R,CM}$ จะถูกกำหนดจากค่า L_C โดยที่ $L_C = L_{CM} + 1/2 L_{DM}$ และ C_Y เพราะฉะนั้นค่าจุดเปลี่ยนความถี่ จะหาได้จากสมการที่ (4.21)

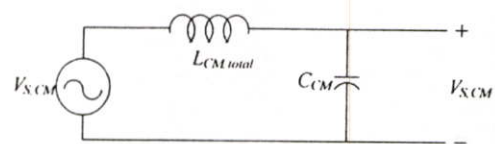
$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{CM} C_{CM}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_{CM} + 1/2 L_{DM}) \cdot 2C_Y}} \quad (4.21)$$



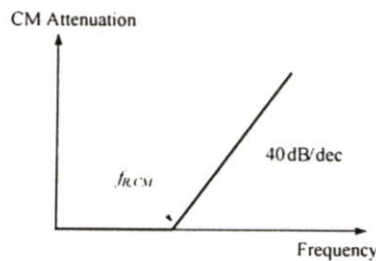
(ก) วงจรโหมดผลรวม



(ข) วงจรสมมูลโหมดผลรวม



(ค) วงจรสมมูลโหมดผลรวมโดยใช้ทฤษฎี reciprocity



(ง) การลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

รูปที่ 4.16 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

ข) โหมดผลต่าง

จากรูปที่ 4.17 ในการพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง จะมีวิธีการวิเคราะห์แบบเดียวกันกับการพันแบบ CM และการพันแบบ ICM โดยจะเริ่มจากการพิจารณาการทำงานของไดโอด ขณะที่สวิตช์เปิด โดยมีการพิจารณา คือ จากวงจรค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ C_{X2} จะมีค่ามากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ Z_p แต่จะหาค่าอิมพีแดนซ์มากกว่า 100Ω ของ LISN ดังนั้นจะได้ ดังสมการที่ (4.22) และ (4.23) และเมื่อพิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} จะมีค่าอิมพีแดนซ์มากกว่า 100Ω ของ LISN จะได้ดังในรูปที่ 4.17 (ค) และเพื่อจะให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎี reciprocity จะได้ดังในรูปที่ 4.17 (จ)

$$\frac{1}{\omega C_{X2}} \ll Z_p \quad (4.22)$$

และ

$$\frac{1}{\omega C_{X1}} \gg 100 \quad (4.23)$$

จากรูปที่ 4.17 (ข) จะแสดงวงจรโหมดผลต่าง ขณะสวิตช์ปิด จะเห็นว่าตัวเก็บประจุ C_{X2} จะต่ออนุกรมกับ Z_s ดังนั้น เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ C_{X2} จะมีค่าอิมพีแดนซ์มากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของ Z_s ดังสมการที่ (4.24) และเมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ 100Ω ของ LISN จะมีค่ามากกว่าอิมพีแดนซ์ ของตัวเก็บประจุ C_{X1} สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.25) และเพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎีของ reciprocity จะได้ดังในรูปที่ 4.17 (ฉ)

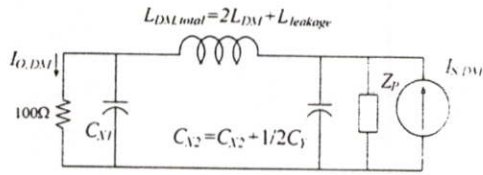
$$\frac{1}{\omega C_{X2}} \gg Z_s \quad (4.24)$$

และ

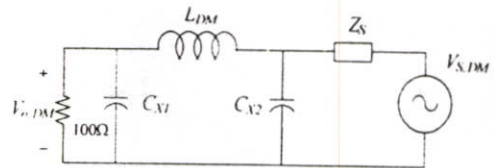
$$100 \gg \frac{1}{\omega C_{X1}} \quad (4.25)$$

และเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 4.17 (จ) และรูปที่ 4.17 (ฉ) จะเห็นว่าจะเป็นการทำงานแบบวงจร LC filter โดยรูปที่ 4.17 (ซ) จะแสดงการลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ซึ่งจะมีค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง เท่ากับ 40 dB/dec และจุดเปลี่ยนความถี่ $f_{R,DM}$ จะถูกกำหนดจากค่า $L_{DM, total}$ โดยที่ $L_{DM, total} = 2L_{DM} + L_{leakage}$ และ $C_{X1} = C_{X2} = C_{DM}$ เพราะฉะนั้นค่าจุดเปลี่ยนความถี่ จะหาได้จากสมการที่ (4.26)

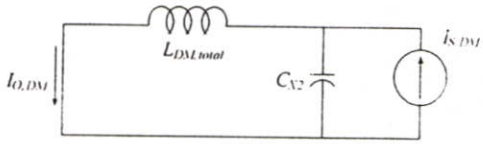
$$f_{R,DM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{DM}C_{DM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2L_{DM} + L_{leakage}) \cdot C_{DM}}} \quad (4.26)$$



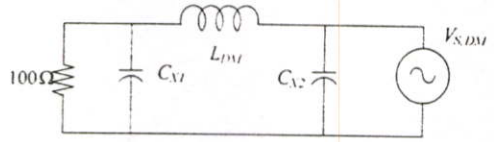
(ก) วงจรโหมคผลต่างขณะสวิตช์เปิด



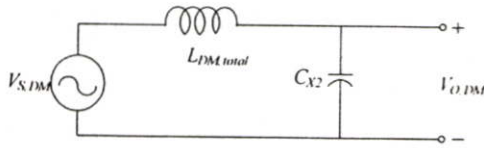
(ข) วงจรโหมคผลต่างขณะสวิตช์ปิด



(ค) วงจรสมมูลโหมคผลต่างขณะสวิตช์เปิด

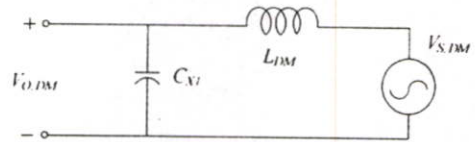


(ง) วงจรสมมูลโหมคผลต่างขณะสวิตช์ปิด



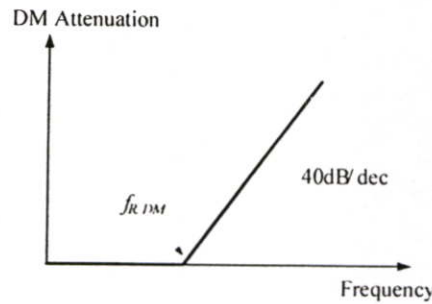
(จ) วงจรสมมูลโหมคผลต่างโดยใช้ทฤษฎี

reciprocity



(ฉ) วงจรสมมูลโหมคผลต่างโดยใช้ทฤษฎี

reciprocity



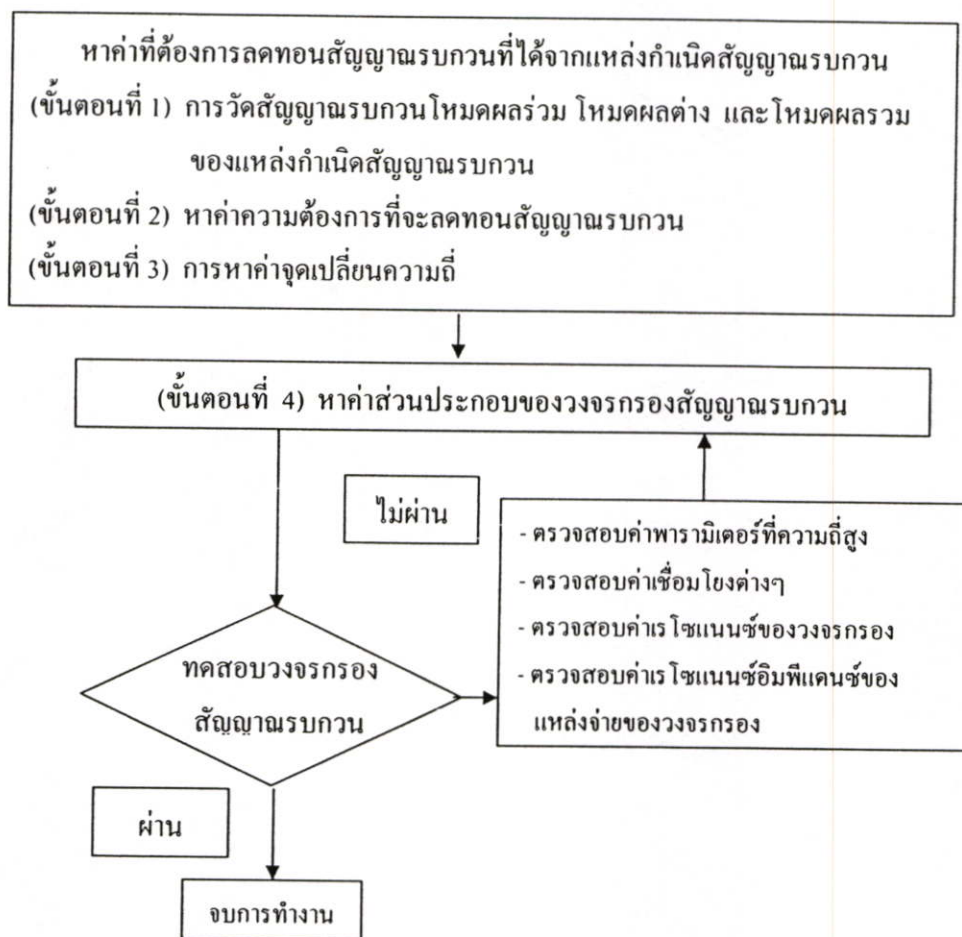
(ข) การลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

รูปที่ 4.17 วงจรสมมูลสำหรับการหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

4.1.3 ขั้นตอนออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (ขั้นตอนที่ 3)

เมื่อได้วงจรสมมูลของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบการพันแล้ว จากนั้นก็จะเริ่มในส่วนของการออกแบบ โดยสามารถอธิบายได้จากรูปที่ 4.19 ซึ่งจะแสดงลำดับขั้นตอนการออกแบบ เริ่มจากการวัดสัญญาณรบกวนในโหมคต่างๆ ของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จากนั้นทำการคำนวณหาค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวน โดยจะทำการเปรียบเทียบกับเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน และขั้นตอนต่อมาทำการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมและโหมคผลต่าง เพื่อที่จะคำนวณค่าส่วนประกอบในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้ว ทำ

การทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ว่าสามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ตามที่คำนวณได้หรือไม่ ถ้าได้ก็เป็นการสิ้นสุด ขั้นตอนการออกแบบ แต่ถ้าไม่ผ่านเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน จะต้องทำการตรวจสอบค่าต่างๆ เช่น ตรวจสอบค่าพารามิเตอร์ที่ความถี่สูง และตรวจสอบค่าเชื่อมโยงต่างๆ ดังในรูปที่ 4.19 รวมทั้งตรวจสอบเงื่อนไขการทำงานอีกครั้ง แล้วจึงทำการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าใหม่อีกครั้งหนึ่ง ดังนั้นจึงสามารถสรุปขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนได้ 4 ขั้นตอน ดังนี้



รูปที่ 4.19 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ขั้นตอนที่ 1 เริ่มจากการวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม ของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้โพรบกระแส ในการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

ขั้นตอนที่ 2 เมื่อได้สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวมแล้ว จากนั้นก็ทำการหาค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวน โดยจะทำการเปรียบเทียบกับเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน ตลอดย่านความถี่ใช้งาน และจะรวมผลของการผิดพลาดจากการวัดประมาณ

3 dB ซึ่งจะหาการลดทอนสัญญาณรวมในโหมดผลรวม $V_{reg.CM}$ ได้จากสมการที่ (4.27) และ การลดทอนสัญญาณรวมในโหมดผลต่าง $V_{reg.DM}$ ได้จากสมการที่ (4.28)

$$(V_{reg.CM})_{dB} = (V_{CM})_{dB} - (V_{limit})_{dB} + 3dB \quad (4.27)$$

$$(V_{reg.DM})_{dB} = (V_{DM})_{dB} - (V_{limit})_{dB} + 3dB \quad (4.28)$$

เมื่อ

$(V_{CM})_{dB}$ คือ ค่าสัญญาณรวมในโหมดผลรวม ที่ได้จากขั้นตอนที่ 1

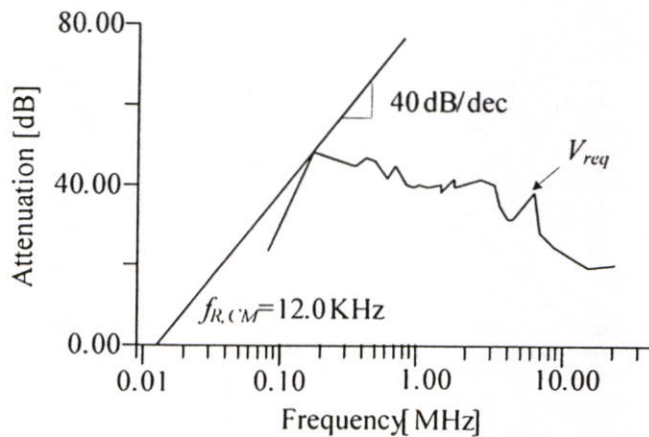
$(V_{DM})_{dB}$ คือ ค่าสัญญาณรวมในโหมดผลต่าง ที่ได้จากขั้นตอนที่ 1

$(V_{limit})_{dB}$ คือ เส้นขีดจำกัดมาตรฐาน

3dB คือ ค่าผิดพลาดที่เกิดจากการวัด

ขั้นตอนที่ 3 การหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่

ในขั้นตอนนี้จะมีความสำคัญมากเพราะถ้าจุดเปลี่ยนความถี่ไม่ถูกต้องแล้ว จะทำให้วงจรกรองสัญญาณรวมไม่สามารถลดทอนสัญญาณรวมตามที่ต้องการได้ เริ่มจากการนำค่าจากสมการที่ (4.27) คือ ค่าที่ต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรวมในโหมดผลรวม $(V_{reg.CM})_{dB}$ และจากสมการที่ (4.28) คือ ค่าที่ต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรวมในโหมดผลต่าง $(V_{reg.DM})_{dB}$ มาหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ โดยจะนำค่าที่ได้มาทำการพล็อต (plot) ลงในล็อกซเกล (log-log scale) ดังในรูปที่ 4.18 ซึ่งจะแสดงตัวอย่างการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ [2] แล้วจากนั้นก็นำสโลป ขนาด 40 dB/dec มาตัดพาดเส้นที่ต้องการลดทอนสัญญาณรวม แล้วจึงได้จุดเปลี่ยนความถี่ ดังรูป



รูปที่ 4.18 ตัวอย่างการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่

ขั้นตอนที่ 4 การหาค่าส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรกรองสัญญาณรวม

จากขั้นตอนที่ 3 เราจะได้จุดเปลี่ยนความถี่ ของโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง จากนั้นนำค่าจุดเปลี่ยนความถี่ไปหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรวมแม่เหล็กไฟฟ้า ได้ดังนี้

ก) หาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลรวมจะได้ L_C และ C_Y

จากการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ $f_{R,CM}$ ดังสมการที่ (4.29)

$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM} \cdot 2C_Y}} \quad (4.29)$$

การหาค่าความเหนี่ยวนำ L_{CM} จะได้ดังสมการที่ (4.30)

$$L_{CM} = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{R,CM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot C_Y} \quad (4.30)$$

การหาค่าตัวเก็บประจุ C_Y จะได้ดังสมการที่ (4.31)

$$C_Y = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{R,CM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_{CM}} \quad (4.31)$$

ข) หาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลต่าง L_{DM} , C_{X1} และ C_{X2}

และจากสมการที่ (4.29) จะได้อ่านเหนี่ยวนำ L_{DM} ดังสมการที่ (4.32)

$$L_{DM} = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{R,DM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{C_{DM}} \quad (4.32)$$

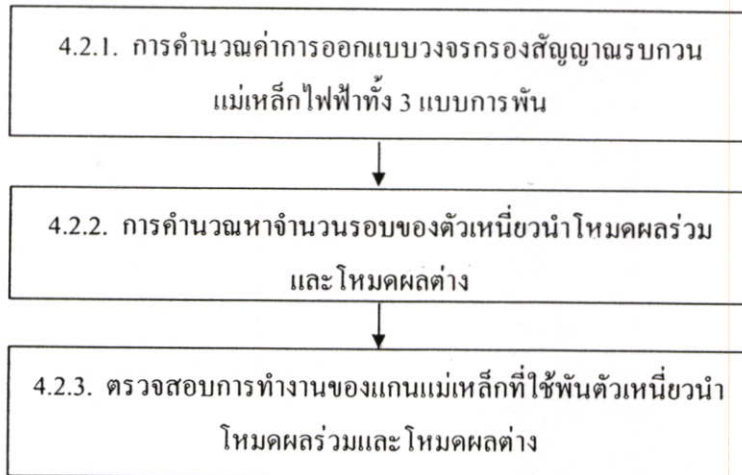
การหาค่าตัวเก็บประจุ $C_{DM} = C_{X1} = C_{X2}$ ได้ดังสมการที่ (4.33)

$$C_{DM} = C_{X1} = C_{X2} = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{R,DM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_{DM}} \quad (4.33)$$

เมื่อได้อ่านส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า แล้วก็สามารถประกอบเป็นวงจรกรองเพื่อนำไปทำการทดสอบว่าสามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวน ความถี่ที่ต้องการจะลดทอนสัญญาณรบกวนได้ และในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางทฤษฎีแล้ว จะสามารถทำได้ง่าย แต่ในความเป็นจริงนั้น ในทางปฏิบัติจะเป็นไปได้ยากและมีความยากลำบาก เนื่องจากผลของตัวอุปกรณ์ เช่น การคำนวณค่าเหนี่ยวนำไฟฟ้า และค่าของตัวเก็บประจุที่จำกัด รวมทั้งคุณสมบัติของสารที่นำมาใช้ และอีกส่วนหนึ่งเป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์บนแผ่นวงจรไฟฟ้าไม่เหมาะสม ทำให้เกิดการรบกวนระหว่างตัวอุปกรณ์

4.2 การคำนวณค่าการออกแบบและส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ในส่วนนี้จะเป็นการคำนวณค่าการออกแบบและส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบการพัน ที่ได้จากการขั้นตอนการออกแบบในหัวข้อที่ 4.1 และ ทำการตรวจสอบการทำงานของแกนเหล็กที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง ดังในรูปที่ 4.20 สามารถแบ่งออกเป็น 3 ขั้นตอน ดังรูป

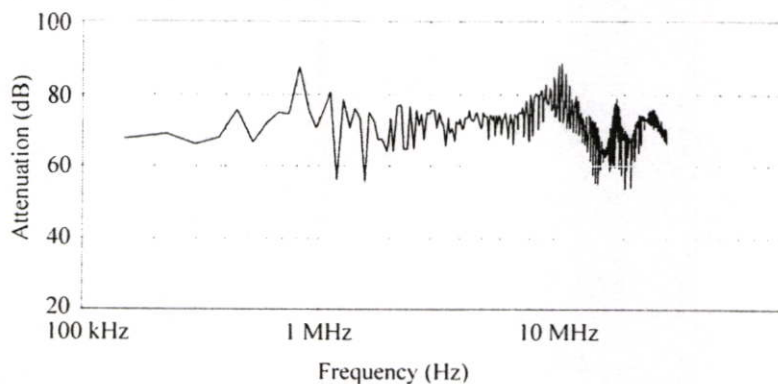


รูปที่ 4.20 การออกแบบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

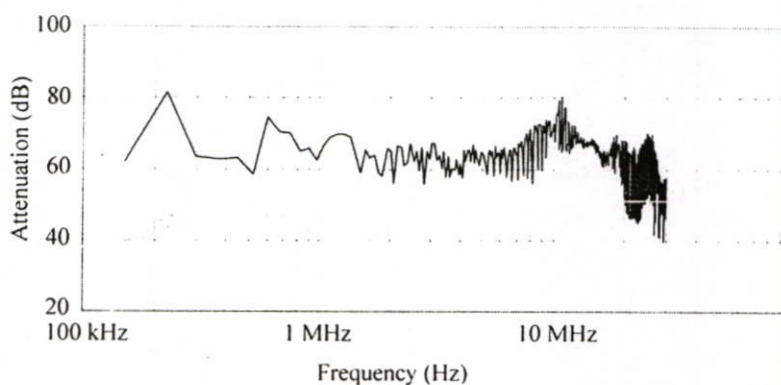
4.2.1. การคำนวณค่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.19 ในหัวข้อที่ 4.1.3 จะแสดงขั้นตอนออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งในส่วนนี้จะเป็นการคำนวณค่าของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จากขั้นตอนการออกแบบ โดยการคำนวณจะสามารถแบ่งเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1 โดยจะเริ่มจากการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม และโหมคผลต่าง ของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน คือ วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ ขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน ซึ่งในการวัดสัญญาณรบกวนจะใช้โพรบกระแสวัดสัญญาณรบกวนในโหมคต่างๆ และจะเก็บผลของสัญญาณรบกวนที่ได้จากเครื่อง EMC analyzer ในรูปของ excel แล้วจึงทำการพล็อตผลที่ได้ดังในรูปที่ 4.21 และ 4.22 ซึ่งผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมจะได้ดังในรูปที่ 4.21 และสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างจะได้ดังในรูปที่ 4.22 และในรูปทั้งสองจะแสดงเส้นขีดจำกัดมาตรฐานตามมาตรฐาน EN 55022 Class B ด้วย



รูปที่ 4.21 สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ได้จากการวัด



รูปที่ 4.22 สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่ได้จากการวัด

ขั้นตอนที่ 2 ในขั้นตอนนี้จะนำผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม และโหมดผลต่าง ที่ได้จากการวัดในขั้นตอนที่ 1 มาทำการหาค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม และโหมดผลต่าง โดยจะทำการเปรียบเทียบกับเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน และจะรวมผลของการผิดพลาดจากการวัดประมาณ 3 dB และในการหาค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม $V_{reg,CM}$ จะหาได้จากสมการที่ (4.27) และผลของค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม จะแสดงดังในรูปที่ 4.23 ตัวอย่างการหาค่า $V_{reg,CM}$ ที่ความถี่ 821.6 kHz จะได้ค่า $(V_{CM})_{dB}$ เท่ากับ 87.5 dB และ $(V_{limit})_{dB}$ เท่ากับ 56 dB และค่าผิดพลาดจากการวัดประมาณ 3 dB จะได้ค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม เท่ากับ

$$(V_{reg,CM})_{dB} = (V_{CM})_{dB} - (V_{limit})_{dB} + 3 \text{ dB}$$

$$(V_{reg,CM})_{dB} = (87.5)_{dB} - (56)_{dB} + 3 \text{ dB} = 34.5 \text{ dB}$$

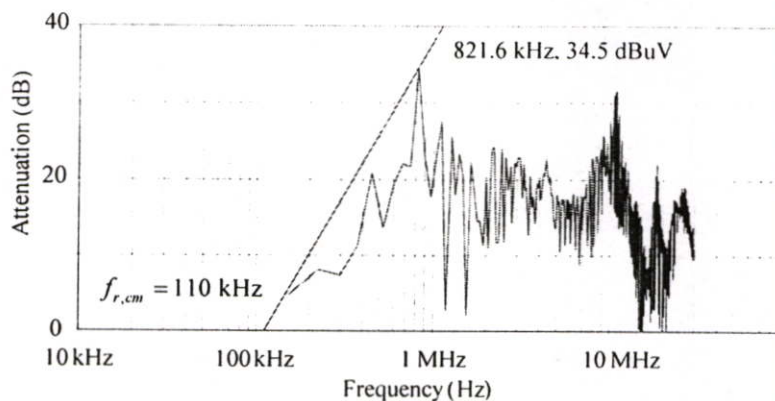
จะได้ $V_{reg,CM} = 34.5 \text{ dB}$ ดังในรูปที่ 4.22 จากนั้นในการหาค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง $V_{reg,DM}$ จะหาได้จากสมการที่ (4.28) และผลของค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง จะแสดงดังในรูปที่ 4.24 ตัวอย่างการหาค่า $V_{reg,DM}$ ที่

ความถี่ 224.6 kHz จะได้ ค่า $(V_{DM})_{dB}$ เท่ากับ 90.5 dB และ $(V_{limit})_{dB}$ เท่ากับ 64 dB และค่าผิดพลาดจากการวัดประมาณ 3 dB จะได้ค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม เท่ากับ

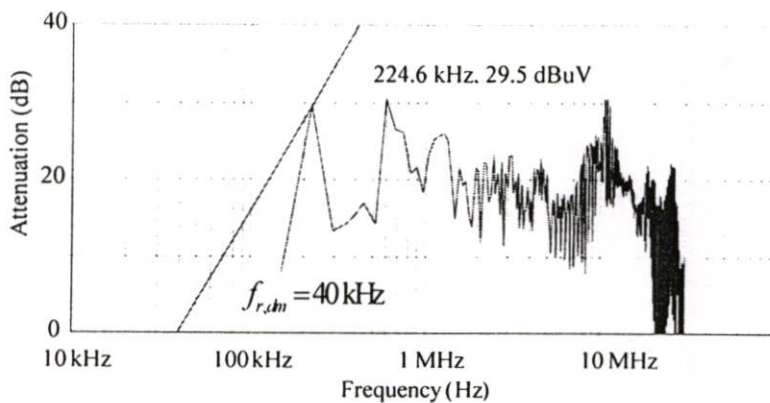
$$(V_{reg,DM})_{dB} = (V_{DM})_{dB} - (V_{limit})_{dB} + 3 \text{ dB}$$

$$(V_{reg,DM})_{dB} = (90.5)_{dB} - (64)_{dB} + 3 \text{ dB} = 29.5 \text{ dB}$$

จะได้ $V_{reg,DM}$ เท่ากับ 29.5 dB ดังในรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.23 การลดทอนสัญญาณรบกวน และค่าจุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลรวม $f_{r,CM}$



รูปที่ 4.24 การลดทอนสัญญาณรบกวน และค่าจุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลต่าง $f_{r,DM}$

ขั้นตอนที่ 3 จะเป็นการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ (f_r)

ในขั้นตอนที่ 2 นั้นจะได้ค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง แล้ว จากนั้นในรูปที่ 4.23 และ 4.24 ข้อมูลจากผนวก ค จะแสดงผลของการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ (f_r) ด้วย ในขั้นตอนการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่นี้มีความสำคัญมากเพราะถ้าจุดเปลี่ยนความถี่ไม่ถูกต้องแล้ว จะทำให้วงจรกรองสัญญาณรบกวนไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนตามที่ต้องการได้ ในการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ เริ่มจากการนำค่าที่ต้องการที่จะ

ลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมดผลรวม $(V_{reg,CM})_{dB}$ และ ค่าที่ต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมดผลต่าง $(V_{reg,DM})_{dB}$ ในขั้นตอนที่ 2 จากนั้นนำสโลป ขนาด 40 dB/dec มาสัมพันธ์เส้นที่ต้องการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง ดังในรูปที่ 4.23 และ 4.24 ซึ่งจะได้จุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลรวม $f_{r,CM}$ เท่ากับ 110 kHz และจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลต่าง $f_{r,DM}$ เท่ากับ 40 kHz ดังในรูปที่ 4.23 และ 4.24 ตามลำดับ

ในส่วนของสโลป ขนาด 40 dB/dec นั้นจะได้มาจากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในหัวข้อที่ 4.1

ขั้นตอนที่ 4 เป็นการหาค่าส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรกรองสัญญาณรบกวน จากขั้นตอนที่ 3 จะได้ค่าจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง จากนั้นในขั้นตอนนี้ จะเป็นการนำค่าจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง ไปหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบการพัน ดังนี้

แบบที่ 1 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแบบทั่วไป

ก) หาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลรวมจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_C และตัวเก็บประจุ C_Y

ในการหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลรวมจะต้องหาค่ากระแสรั่วไหลลงดินก่อน ซึ่งดูจากวงจรกรองสัญญาณรบกวน ตัวเก็บประจุ C_Y จะต่ออยู่ระหว่างสายตัวนำกับกราวด์และสายนิวตรอนกับกราวด์ ดังนั้น กระแสรั่วไหลลงดิน I_{lk} จะสามารถหาได้จาก $I_{lk} = 2\pi f \cdot V \cdot (1.1) \cdot (1.2) \cdot C_{y,total}$ ซึ่งจากตารางที่ 3.1 ชัดจำกัดกระแสรั่วไหลลงดินสำหรับมาตรฐานความปลอดภัย สำหรับเครื่องมือที่สามารถเคลื่อนย้ายได้ จะให้กระแสรั่วไหลลงดิน $I_{lk} = 0.75 \text{ mA}$ ดังนั้นตัวเก็บประจุ $C_{y,total}$ จะมีค่าเท่ากับ

$$C_{y,total} = \frac{0.75 \times 10^{-3}}{2\pi f \cdot 240 \cdot 1.1 \cdot 1.2} = 7 \text{ nF}$$

จากการคำนวณจะได้ค่าเก็บประจุ $C_{y,total}$ จะมีค่าเท่ากับ 7 nF ดังนั้นตัวเก็บประจุ C_{Y1} และ C_{Y2} ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของ $C_{y,total} = C_{Y1} + C_{Y2}$ ฉะนั้นจะได้ตัวเก็บประจุ C_{Y1} และ C_{Y2} มีค่าเท่ากับ $(7 \text{ nF})/2 = 3.5 \text{ nF}$

ดังนั้น ค่าตัวเก็บประจุ C_{Y1} และ C_{Y2} ที่คำนวณมีค่าเท่ากับ 3.5 nF จำนวน 2 ตัว แต่ค่าตัวเก็บประจุ C_{Y1} และ C_{Y2} ที่ใช้ในทางปฏิบัติจะมีค่าเท่ากับ 3.3 nF จำนวน 2 ตัว

การหาค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} จะหาได้จากสมการที่ (4.30) โดยตัวเก็บประจุ C_Y ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ $3.3 \times 10^{-9} \text{ F}$ และจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลรวม $f_{r,CM}$ เท่ากับ 60 kHz ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำ L_{CM} จะมีค่าเท่ากับ

$$L_{CM} = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{R,CM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{2C_Y}$$

$$L_{CM} = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 110 \times 10^3} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot 3.3 \times 10^{-9}} = 0.317 \text{ mH}$$

ดังนั้น ค่าความเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่ใช้ จะมีค่าเท่ากับ 0.317 mH แต่ค่าความเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่ใช้ในทางปฏิบัติจะมีค่าเท่ากับ 0.36 mH

ข) หาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลต่าง L_{DM}, C_{X1} และ C_{X2}

จากสมการที่ (4.31) จะได้ค่าเหนี่ยวนำ L_{DM} ดังนั้นในการหาค่าเหนี่ยวนำ L_{DM} จึงทำการกำหนดค่า C_{X1} และ C_{X2} ก่อน เพราะฉะนั้นจึงกำหนดให้ C_{X1} และ C_{X2} เท่ากับ 0.68 μF และค่าจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลรวม $f_{r,DM}$ เท่ากับ 40 kHz ดังนั้นค่าเหนี่ยวนำ L_{DM} จะมีค่าเท่ากับ

$$L_{DM} = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{r,DM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{C_{DM}}$$

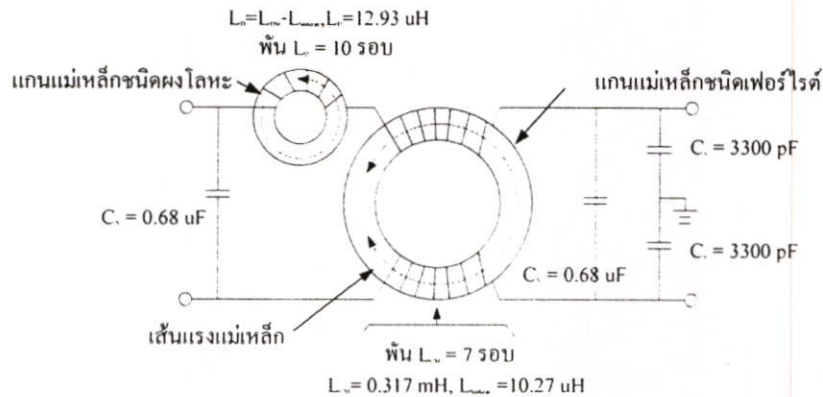
$$L_{DM} = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 40 \times 10^3} \right)^2 \cdot \frac{1}{0.68 \times 10^{-6}} = 23.2 \text{ } \mu\text{H}$$

ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำ L_{DM} ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 23.2 μH แต่ในทางปฏิบัติค่าความเหนี่ยวนำ L_{DM} จะมีผลของ ค่าความเหนี่ยวนำ $L_{leakage}$ ของตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} ที่ได้จากการวัดรวมอยู่ด้วย ดังนั้นค่าเหนี่ยวนำ L_{DM} ที่จะใช้พันเป็นตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} จะมีค่าเท่ากับ 23.2 $\mu\text{H} - L_{leakage}$ และในการวัดค่าความเหนี่ยวนำ $L_{leakage}$ ของตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} มีค่าเท่ากับ 10.27 μH ดังนั้นจะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L_{DM} ที่ใช้พันในทางปฏิบัติมีค่าเท่ากับ $23.2 \times 10^{-6} - 10.27 \times 10^{-6} = 12.93 \text{ } \mu\text{H}$

สรุปการหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแบบทั่วไป

- ค่าตัวเก็บประจุ C_{Y1} และ C_{Y2} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 3.5 nF แต่ในทางปฏิบัติจะมีค่าเท่ากับ 3.3 nF
- ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 0.317 mH แต่ในทางปฏิบัติจะมีค่าเท่ากับ 0.36 mH
- ค่าตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 0.68 μF

- ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ $23.2 \mu\text{H}$ ในทางปฏิบัติมีค่าเท่ากับ $L_D = L_{DM} - L_{leakage} = 23.2 \times 10^{-6} - 10.27 \times 10^{-6} = 12.93 \mu\text{H}$



รูปที่ 4.25 ค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป

แบบที่ 2 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ ICM

ก) หาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลร่วมจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_c และตัวเก็บประจุ C_Y

จากรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ ICM ที่มีความแตกต่างกันกับแบบการพันแบบ CM นั้น ทำให้ค่าตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างมีความแตกต่างกันด้วย และจากเงื่อนไขในการวิจัยในบทที่ 1 ที่ว่า จำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่ใช้จะมีจำนวนรอบเท่ากัน ดังนั้นในหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ ICM นั้นจะพันจำนวนรอบของเส้นลวดตัวนำเหนี่ยวนำ L_{CM} เท่ากับจำนวนรอบตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมแบบทั่วไป และจากการคำนวณตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่มีการพันแบบ CM นั้น จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 0.317 mH และมีการพันเส้นลวดตัวนำบนแกนเฟอร์ไรต์ทั้งหมด 7 รอบ

ในทางปฏิบัติจากเทคนิคการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ ICM ที่มีการพันแบบแกนร่วมระหว่างแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์กับแกนผลโลหะ จะพันเส้นลวดตัวนำบนแกนเหล็กทั้งสองทั้งหมด 7 รอบ จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM,L}$ มีค่าเท่ากับ 0.418 mH และค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM,N}$ มีค่าเท่ากับ 0.422 mH ดังรูปที่ 4.26

การหาค่าตัวเก็บประจุ C_Y จะหาได้จากสมการที่ (4.18) โดยตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 0.42 mH และจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลร่วม $f_{r,CM}$ เท่ากับ 110 kHz ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุ C_Y จะมีค่าเท่ากับ

$$C_Y = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{R,CM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_{CM}}$$

$$C_Y = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 110 \times 10^3} \right)^2 \cdot \frac{1}{0.42 \times 10^{-3}} = 6 \text{ nF}$$

ดังนั้น ค่าตัวเก็บประจุ C_Y รวมทั้งได้จากการคำนวณจะมีค่าเท่ากับ 6 nF ดังนั้นตัวเก็บประจุ C_{Y1} และ C_{Y2} จะมีค่า 3 nF แต่ในทางปฏิบัติค่าตัวเก็บประจุ C_Y ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 2.7 nF จำนวน 2 ตัว

ข) หาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลต่าง L_{DM}, C_{X1} และ C_{X2}

จากรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแบบ ICM จะได้ค่าเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} จากการพันของตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM,leakage}$ ในทางปฏิบัติ ดังนั้นค่าของตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM} = L_{CM,leakage} = 19.16 \mu\text{H}$

การหาค่าตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} จะหาได้จากสมการที่ (4.13) โดยตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM} = L_{CM,leakage} = 19.16 \mu\text{H}$ และค่าจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลรวม $f_{r,DM}$ เท่ากับ 40 kHz ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} จะมีค่าเท่ากับ

$$C_X = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{r,DM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_{DM}}$$

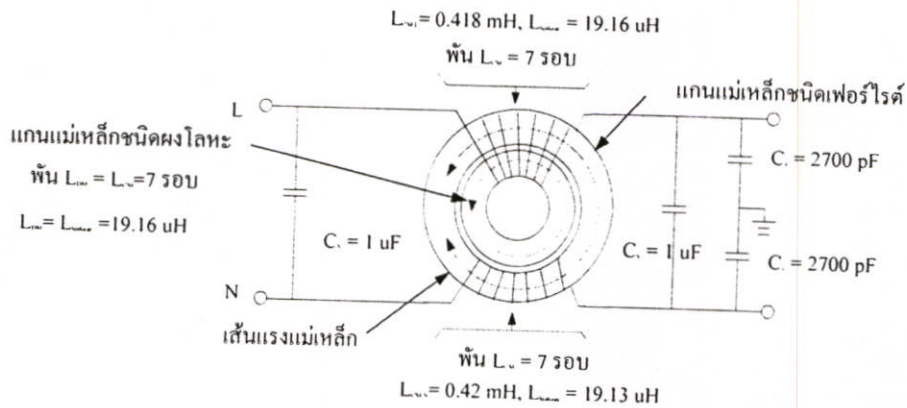
$$C_X = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 40 \times 10^3} \right)^2 \cdot \frac{1}{19.16 \times 10^{-6}} = 0.83 \mu\text{F}$$

ดังนั้นค่าของตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 0.83 μF แต่ในทางปฏิบัติค่าของตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} จะมีค่าเท่ากับ 1.0 μF

สรุปการหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแบบ ICM

- ค่าตัวเก็บประจุ C_{Y1} และ C_{Y2} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 3 nF แต่ในทางปฏิบัติจะมีค่าเท่ากับ 2.7 nF
- ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 0.32 mH แต่ในทางปฏิบัติตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM,L}$ จะมีค่าเท่ากับ 0.418 mH และตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM,N}$ จะมีค่าเท่ากับ 0.422 mH
- ค่าตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 1.0 μF

- ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ $23.2 \mu\text{H}$ แต่ในทางปฏิบัติตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} มีค่าเท่ากับ $L_{DM} = L_{CM,leakage} = 19.16 \mu\text{H}$



รูปที่ 4.26 ค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ ICM

แบบที่ 3 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ PICM

ก) หาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลร่วมจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_c และตัวเก็บประจุ C_f

จากรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ PICM ที่มีความแตกต่างกันกับแบบการพันแบบ CM และการพันแบบ ICM นั้น ทำให้ค่าตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างมีความแตกต่างกัน และจากเงื่อนไขในการวิจัยในบทที่ 1 ที่ว่า จำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่ใช้จะมีจำนวนรอบเท่ากัน ดังนั้นในหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ PICM นั้นจะพันจำนวนรอบของเส้นลวดตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} เท่ากับจำนวนรอบตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมแบบ CM และการพันแบบ ICM และจากการคำนวณตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่มีการพันแบบ CM นั้น จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 0.32 mH และมีการพันเส้นลวดตัวนำบนแกนเฟอร์ไรต์ทั้งหมด 7 รอบ

ในทางปฏิบัติจากเทคนิคการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ PICM นั้น จะที่มีการพันแบบร่วมแกนเหล็กระหว่างแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์กับแกนเหล็กชนิดผงโลหะ จะพันเส้นลวดตัวนำบนแกนเหล็กทั้งสองทั้งหมด 7 รอบ จะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM,L}$ จากการวัดมีค่าเท่ากับ 0.401 mH และค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM,N}$ จากการวัดมีค่าเท่ากับ 0.419 mH ดังรูปที่ 4.27

การหาค่าตัวเก็บประจุ C_f จะหาได้จากสมการที่ (4.21) โดยตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 0.419 mH และจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลร่วม $f_{r,CM}$ เท่ากับ 110 kHz ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุ C_f จะมีค่าเท่ากับ

$$C_Y = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{R,CM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_{CM}}$$

$$C_Y = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 110 \times 10^3} \right)^2 \cdot \frac{1}{0.419 \times 10^{-3}} = 6 \text{ nF}$$

ดังนั้น ค่าตัวเก็บประจุ C_Y ที่ได้จากการคำนวณจะมีค่าเท่ากับ 6 nF แต่ในทางปฏิบัติค่าตัวเก็บประจุ C_Y ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 2.7 nF จำนวน 2 ตัว

ข) หาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลต่าง L_{DM} , C_{X1} และ C_{X2}

จากรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ PICM จะได้ค่าเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} จากการพันของตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM,leakage}$ ในทางปฏิบัติ ดังนั้นค่าของตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM} = L_{CM,leakage}$ ดังนั้นค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมจะมีค่าเท่ากับ $L_{CM,L,leakage} = 50.47 \mu\text{H}$ และ $L_{CM,N,leakage} = 52.76 \mu\text{H}$

การหาค่าตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} จะหาได้จากสมการที่ (4.26) โดยตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM} = L_{CM,leakage} = 52.76 \mu\text{H}$ และค่าจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลร่วม $f_{r,DM}$ เท่ากับ 40 kHz ดังนั้นค่าตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} จะมีค่าเท่ากับ

$$C_X = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{r,DM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{L_{DM}}$$

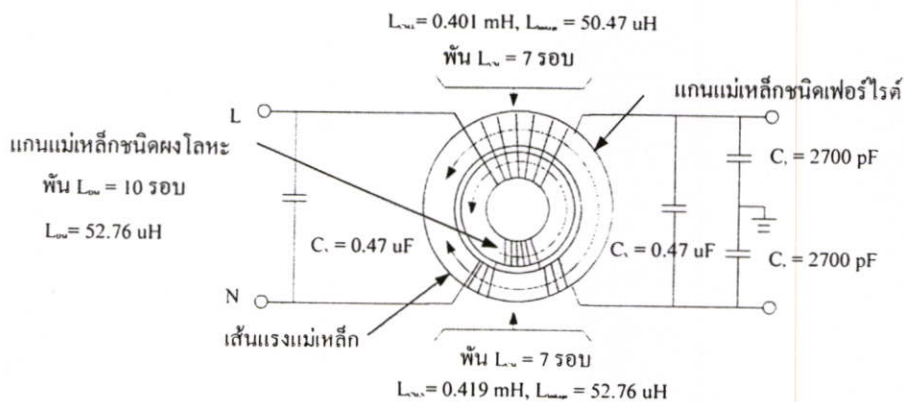
$$C_X = \left(\frac{1}{2\pi \cdot 40 \times 10^3} \right)^2 \cdot \frac{1}{52.76 \times 10^{-6}} = 0.3 \mu\text{F}$$

ดังนั้นค่าของตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 0.3 μF แต่ในทางปฏิบัติค่าของตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} จะมีค่าเท่ากับ 0.47 μF

สรุปการหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ PICM

- ค่าตัวเก็บประจุ C_{Y1} และ C_{Y2} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 3 nF แต่ในทางปฏิบัติจะมีค่าเท่ากับ 2.7 nF
- ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 0.32 mH แต่ในทางปฏิบัติตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM,L}$ จะมีค่าเท่ากับ 0.401 mH และตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM,N}$ จะมีค่าเท่ากับ 0.419 mH
- ค่าตัวเก็บประจุ C_{X1} และ C_{X2} ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 0.47 μF

- ค่าตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ $23.2 \mu\text{H}$ แต่ในทางปฏิบัติตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} มีค่าเท่ากับ $L_{DM} = L_{CM,leakage} = 52.76 \mu\text{H}$



รูปที่ 4.27 ค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ PICM

เมื่อได้ค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบการพันแล้วก็สามารถประกอบเป็นวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อทำการทดสอบว่าสามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ความถี่ที่ต้องการจะลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้หรือไม่ และจากในรูปที่ 4.19 นั้นจะเป็นการนำเสนอขั้นตอนการออกแบบแล้วยังเป็นการตรวจสอบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวน และแสดงเงื่อนไขการตรวจสอบดังรูป

4.2.2 การคำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง

การคำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างนั้น จะหาได้จากสมการที่ (4.34)

$$\text{Required turns} = \left[\frac{\text{desired } L \text{ (nH)}}{A_L \text{ (nH/N}^2\text{)}} \right]^{1/2} \quad (4.34)$$

เมื่อ $A_L \text{ (nH/N}^2\text{)}$ จะได้ข้อมูลจากผู้ผลิต(ผนวก ข)

จากสมการที่ 4.34 จะเป็นการคำนวณหาจำนวนรอบในการพันของตัวเหนี่ยวนำ โดยจะต้องทราบค่าเหนี่ยวนำที่ต้องการ แล้วจากนั้นเลือกขนาดของแกนเหล็กที่ใช้ในการพันซึ่งแกนเหล็กจะบอกค่า $A_L \text{ (nH/N}^2\text{)}$ ที่ใช้ในการคำนวณ

การคำนวณหาจำนวนรอบการพันของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวม

จากการออกแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวม ค่าที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 0.32 mH ดังนั้นจำนวนรอบที่ต้องการ เมื่อแทนค่าในสมการที่ 4.34 เมื่อ $A_L \text{ (nH/N}^2\text{)}$ จะได้ข้อมูลจากผู้ผลิต (ผนวก ก) นั้นมีค่าเท่ากับ $8230 \text{ (nH/N}^2\text{)}$ จะมีค่าเท่ากับ

$$\text{Required turns} = \left[\frac{0.32 \times 10^6 \text{ (nH)}}{8230 \text{ (nH/N}^2\text{)}} \right]^{1/2} = 6.3 \text{ turns}$$

ดังนั้นจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมจะเท่ากับ 6.3 รอบ และในทางปฏิบัติแล้วจะพันเท่ากับ 7 รอบ และค่าเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมที่วัดได้จะมีค่าเท่ากับ 0.36 mH

การคำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง

จากการออกแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง ค่าที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 23.2 μH ในทางปฏิบัติจะมีค่าเท่ากับ $L_D = L_{DM} - L_{leakage} = 23.2 \times 10^{-6} - 10.27 \times 10^{-6} = 12.93 \times 10^{-6} \text{ H}$ ดังนั้นจำนวนรอบที่ต้องการ เมื่อแทนค่าในสมการที่ 4.34 เมื่อ $A_L \text{ (nH/N}^2\text{)}$ จะได้ข้อมูลจากผู้ผลิต (ผนวก ก) นั้นมีค่าเท่ากับ 100 $\text{(nH/N}^2\text{)}$ จะมีค่าเท่ากับ

$$\text{Required turns} = \left[\frac{12.9 \times 10^3 \text{ (nH)}}{100 \text{ (nH/N}^2\text{)}} \right]^{1/2} = 11.4 \text{ turns}$$

ดังนั้นจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมจะเท่ากับ 11 รอบ และในทางปฏิบัติแล้วจะพันเท่ากับ 10 รอบ และค่าเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมที่วัดได้จะมีค่าเท่ากับ 12.6 μH

4.2.3 ตรวจสอบการทำงานของแกนเหล็กที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง

ในขั้นตอนนี้ จะเป็นการตรวจสอบการอิ่มตัวของแกนเหล็กที่ใช้ในงานวิจัย โดยแกนเหล็กที่ใช้จะมี 2 ชนิด คือแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ และแกนเหล็กชนิดผงโลหะ แต่วิธีการหาค่าการอิ่มตัวของแกนเหล็กของทั้งสองแกนเหล็กจะมีวิธีเหมือนกัน

โดยเริ่มจากการตรวจสอบการอิ่มตัวของแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ จะเป็น ferrite core ชี่ห้อ KAWATETSU FERRITE รุ่น R-63/44/13.5 เนื้อสารชนิด MA070 ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ จากสมการที่ 3. ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด B_{\max} ในแกนเหล็กนั้น เกิดขึ้นจากผลรวมของค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก B_{DC} , B_{AC} และ B_r จะได้

$$B_{\max} = B_{DC} + B_{AC} + B_r < B_{\text{Sat}}$$

โดยที่ค่า B_r คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเมื่อค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H มีค่าเป็นศูนย์ หรือเมื่อกระแสไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งข้อมูลจากผู้ผลิตจะได้ B_r มีค่าประมาณ 100 mT (ผนวก ข) และการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับ จะหาได้จาก

$$B_{AC} = \frac{34 \times 10 \times 10^{-6}}{7 \times 159} = 0.3 \mu\text{T}$$

และในการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสตรง จะหาได้จาก

$$B_{DC} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 7 \times 2}{0.170} = 0.1 \text{ mT}$$

และนำค่าทั้งหมดที่หาได้แทนลงในสมการที่ (3.21) เพื่อหาค่า B_{\max} จะได้

$$\begin{aligned} B_{\max} &= 0.1 \text{ mT} + 0.3 \mu\text{T} + 100 \text{ mT} \\ &= 99 \text{ mT} \end{aligned}$$

จากข้อมูลของผู้ผลิตแกนเหล็กนั้น แกนเนื้อสาร MA070 นั้นมี B_{Sat} อยู่ที่ 440 mT โดยค่าที่คำนวณได้ B_{\max} นั้นมีค่าเพียง 99 mT เท่านั้น ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าขณะวงจรทำงานแกนเหล็กจะไม่เกิดการอิ่มตัวขึ้น

การตรวจสอบการอิ่มตัวของแกนเหล็กชนิดผงโลหะจะเป็น toroidal core ชื่อ MICROMETALS รุ่น T157-26 โดยที่ค่า B_r จากผู้ผลิตจะได้ B_r มีค่าประมาณ 175 mT (ผนวก ก) และการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับ จะหาได้จาก

$$B_{AC} = \frac{34 \times 10 \times 10^{-6}}{10 \times 106} = 3 \mu\text{T}$$

และในการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสตรง จะหาได้จาก

$$B_{DC} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 7 \times 2}{0.101} = 0.17 \text{ mT}$$

และนำค่าทั้งหมดที่หาได้แทนลงในสมการที่ (3.21) เพื่อหาค่า B_{\max} จะได้

$$\begin{aligned} B_{\max} &= 0.17 \text{ mT} + 3 \mu\text{T} + 175 \text{ mT} \\ &= 174.83 \text{ mT} \end{aligned}$$

จากข้อมูลจากผู้ผลิตแกนเหล็กนั้น แกนเนื้อสาร MA070 นั้นมี B_{Sat} อยู่ที่ 1380 mT โดยค่าที่คำนวณได้ B_{\max} นั้นมีค่าเพียง 174.83 mT เท่านั้น ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าขณะวงจรทำงานแกนเหล็กจะไม่เกิดการอิ่มตัวขึ้น

4.3 การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง

ในหัวข้อนี้จะเป็นการหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของตัวเหนี่ยวนำที่ได้นำเสนอทั้ง 3 แบบการพัน ดังนี้

แบบที่ 1) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบทั่วไป

อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่มีการพันแบบ CM ดังแสดงในรูปที่ 2.29 เมื่อพิจารณารูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ CM ในรูปที่ 2.29 (ก) จะได้ว่าจรรยาสมมูลของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่มีการพันแบบ CM ดังในรูปที่ 2.28 (ข) โดยตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{DM} ได้จากการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{DM} อีกแกนหนึ่ง และตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม L_{CM} ได้จากรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมในรูปที่ 2.29 (ก)

ในการหาค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่มีการพันแบบ CM นั้นสามารถหาได้จากรูปที่ 2.29 (ค) โดยจะได้ transfer function ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ดังสมการที่ (4.35) โดยที่ Z_S คือค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าด้านเข้า และ Z_L คือค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด

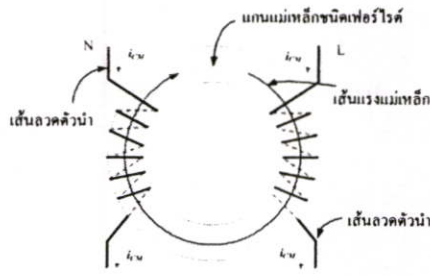
$$\frac{V_{OUT}}{V_S} = \frac{Z_L}{Z_S + Z_L + (j\omega L_{CM} + j\omega L_{DM})} \quad (4.35)$$

จากสมการที่ (4.35) แทนค่าในสมการที่ (3.2) จะได้ว่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่มีการพันแบบ CM ดังแสดงในสมการที่ (4.37) เมื่อค่า $Z_1 = j\omega L_{DM}, Z_2 = j\omega L_{CM}$

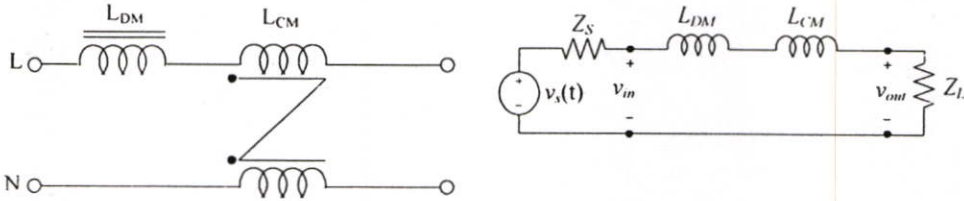
$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{\frac{Z_L}{Z_S + Z_L}}{\frac{Z_L}{Z_S + Z_L + Z_1 + Z_2}} \right| \quad (4.36)$$

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_S + Z_L} \right| \quad (4.37)$$

จากสมการที่ (4.37) จะเห็นว่าถ้าค่าอินดักทีฟรีแอกแตนซ์ (inductive reactance) ของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม (Z_2) และโหมคผลต่าง (Z_1) มีค่ามากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดที่นำมาต่อจะทำให้ตัวเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพในการกรองสัญญาณรบกวนได้สูง



(ก) รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมแบบ CM



(ข) วงจรสมมูลของตัวเหนี่ยวนำที่มีการพันแบบ CM

(ค) อัตราการลดทอนของตัวเหนี่ยวนำที่มีการพันแบบ CM

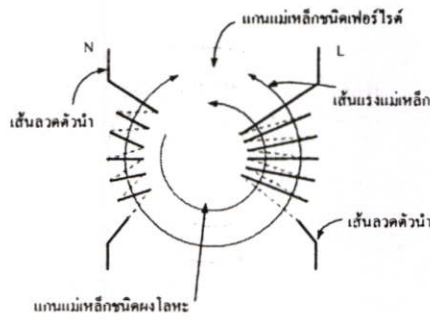
รูปที่ 4.28 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ CM

แบบที่ 2) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ ICM

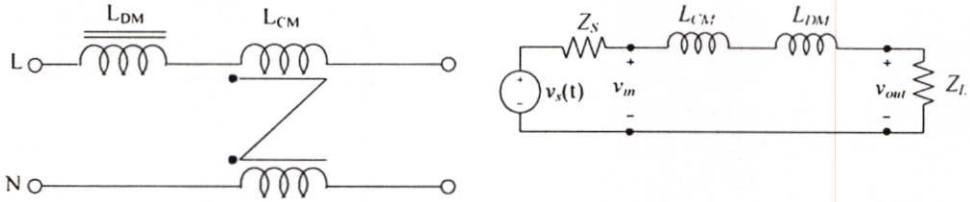
ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ ICM ดังแสดงในรูปที่ 2.30 เมื่อพิจารณารูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ ICM ในรูปที่ 2.30 (ก) จะได้วงจรสมมูลของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ ICM ดังในรูปที่ 2.30 (ข)

ในการหาค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ ICM นั้นสามารถหาได้จากรูปที่ 2.30 (ค) โดยจะได้ transfer function ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ดังสมการที่ (4.38) โดยที่ Z_S คือค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าด้านเข้า และ Z_L คือค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด

$$\frac{V_{OUT}}{V_S} = \frac{Z_L}{Z_S + Z_L + (j\omega L_{CM} + j\omega L_{DM})} \tag{4.38}$$



(ก) รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างแบบ ICM



(ข) วงจรสมมูลของตัวเหนี่ยวนำที่มีการพันแบบ ICM

(ค) อัตราการลดทอนของตัวเหนี่ยวนำที่มีการพันแบบ ICM

รูปที่ 4.29 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างที่มีการพันแบบ ICM

จากสมการที่ (4.38) แทนค่าในสมการที่ (3.2) จะได้ค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างที่มีการพันแบบ ICM ดังแสดงในสมการที่ (4.40) เมื่อค่า $Z_1 = j\omega L_{DM}, Z_2 = j\omega L_{CM}$

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{\frac{Z_L}{Z_S + Z_L}}{\frac{Z_S + Z_L + Z_1 + Z_2}{Z_L}} \right| \tag{4.39}$$

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_S + Z_L} \right| \tag{4.40}$$

จากสมการที่ (4.40) จะเห็นว่าถ้าค่าอินดักทีฟรีแอกแตนซ์ (inductive reactance) ของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม (Z_2) และโหมคผลต่าง (Z_1) มีค่ามากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดที่นำมาต่อจะทำให้ตัวเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพในการกรองสัญญาณรบกวนได้สูง

จากสมการที่ (4.37) และ (4.40) จะเห็นว่าสมการจะเหมือนกัน แต่จะมีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างมีความแตกต่างกัน

แบบที่ 3) การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง แบบ PICM

ในการหาอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ PICM จะแสดงในรูปที่ 2.31 เมื่อพิจารณารูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ PICM ในรูปที่ 2.31 (ก) จะได้ว่าจรรยาสมมูลของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ PICM ดังในรูปที่ 2.31 (ข) เมื่อพิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} จะมีขนาดเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าเมื่อเปรียบเทียบกับรูปแบบการพันแบบ CM และ แบบ ICM

ในการหาค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ ICM นั้นสามารถหาได้จากรูปที่ 2.31 (ค) โดยจะได้ transfer function ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ดังสมการที่ (4.41) โดยที่ Z_S คือค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าด้านเข้า และ Z_L คือค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด

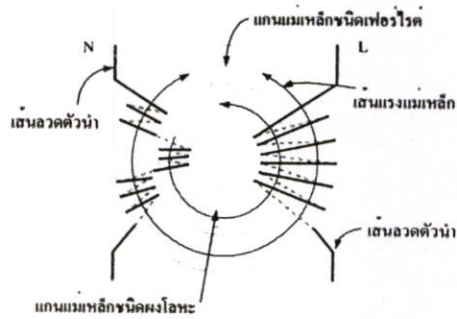
$$\frac{V_{OUT}}{V_S} = \frac{Z_L}{Z_S + Z_L + (j\omega L_{CM} + 2j\omega L_{DM})} \quad (4.41)$$

จากสมการที่ (4.41) แทนค่าในสมการที่ (3.2) จะได้อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ PICM ดังแสดงในสมการที่ (4.43) เมื่อค่า $Z_1 = j\omega L_{DM}, Z_2 = j\omega L_{CM}$

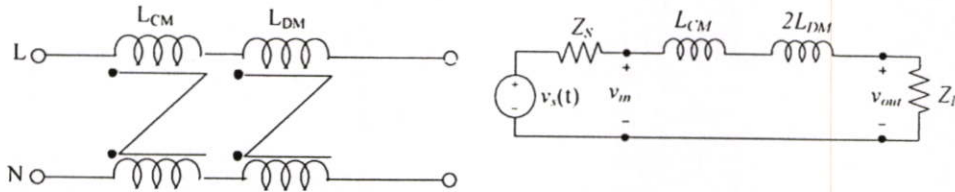
$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{\frac{Z_L}{Z_S + Z_L}}{\frac{Z_L}{Z_S + Z_L + Z_1 + 2Z_2}} \right| \quad (4.42)$$

$$IL_{dB} = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{Z_1 + 2Z_2}{Z_S + Z_L} \right| \quad (4.43)$$

จากสมการที่ (4.43) จะเห็นว่าถ้าค่าอินดักทีฟรีแอกแตนซ์ (inductive reactance) ของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม (Z_2) และโหมดผลต่าง (Z_1) มีค่ามากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดที่นำมาต่อจะทำให้ตัวเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพในการกรองสัญญาณรบกวนได้สูง



(ก) รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างแบบ PICM



(ข) วงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำที่มีการพันแบบ PICM

(ค) อัตราการลดทอนของตัวเหนี่ยวนำที่มีการพันแบบ PICM

รูปที่ 4.30 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างที่มีการพันแบบ PICM

4.4 สรุปการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ตารางที่ 4.2 สรุปการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ส่วนประกอบของวงจรกรอง		รูปแบบการพัน		
		การพันแบบ CM	การพันแบบ ICM	การพันแบบ PICM
L_{CM} (mH)	$L_{CM,L}$	0.38	0.422	0.401
	$L_{CM,N}$	0.38	0.418	0.419
L_{DM} และ $L_{leakage}$ (μ H)	$L_{DM,L}$	23.2	19.13	50.47
	$L_{DM,N}$	10.2	19.16	52.76
$C_{X1,X2}$ (μ F)		0.68	1.0	0.47
$C_{Y1,Y2}$ (pF)		3300	2700	2700
จำนวนรอบ (รอบ)	L_{CM}	7	7	7
	L_{DM}	10		10

สรุปการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (ต่อ)

ส่วนประกอบของ วงจรกรอง		รูปแบบการพัน		
		การพันแบบ CM	การพันแบบ ICM	การพันแบบ PICM
น้ำหนัก (กรัม)		204	197	210
ปริมาณ ของแกน เหล็ก	ชนิด เฟอร์ ไรต์	ferrite core ยี่ห้อ KAWATETSU FERRITE รุ่น R-63/44/13.5		
	ชนิดผง โลหะ	toroidal core ยี่ห้อ MICROMETALS รุ่น T157-26		
ลักษณะการพันตัว เหนี่ยวนำ		ง่าย	ง่าย	ยาก
ชนิดของตัวเก็บประจุ C_x		ตัวเก็บประจุที่ทำมาจากโพลีเอทิลีน		
ชนิดของตัวเก็บประจุ C_y		ตัวเก็บประจุที่ทำมาจากเซรามิก		
insertion loss		$20 \log_{10} \left 1 + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_s + Z_L} \right $	$20 \log_{10} \left 1 + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_s + Z_L} \right $	$20 \log_{10} \left 1 + \frac{Z_1 + 2Z_2}{Z_s + Z_L} \right $
attenuation		40 dB/dec	40 dB/dec	40 dB/dec

บทที่ 5

การทดลอง

บทนี้จะกล่าวถึงการทดลองและการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งอธิบายเงื่อนไขในการทดลองของงานวิจัย โดยแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อหลัก คือ หัวข้อที่ 5.1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์ที่ทำการทดลอง ซึ่งจะช่วยให้เข้าใจถึงเหตุผลที่ทำการทดลอง และการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ส่วนหัวข้อที่ 5.2 กล่าวถึงขอบเขตที่ทำการทดสอบในวิทยานิพนธ์นี้ และ หัวข้อที่ 5.3 จะกล่าวถึงโครงสร้างทั้งหมดของวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบการพัน และจะกล่าวถึงรูปแบบที่ทำการจำลองและทดลองการทำงาน วิธีการติดตั้งวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งเงื่อนไขการทดลองวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในเงื่อนไขต่างๆ

5.1 วัตถุประสงค์

การทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ มีวัตถุประสงค์เพื่อตรวจสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่สร้างขึ้นจริงว่า วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแตกต่างกันนั้น มีความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีหรือไม่ และเป็นไปตามหลักการทางทฤษฎีที่เป็นการวิเคราะห์ห้วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าหรือไม่ รวมทั้งจะทำการเปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ได้จากการทดลองวงจรกรอง กับการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

5.2 ขอบเขตของการทดลอง

การทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ จะสอดคล้องกับขอบเขตของงานวิจัยในบทที่ 1 ดังนั้นในการทดลองจะใช้วงจรกรองสัญญาณรบกวนที่สร้างขึ้นจริง คือ วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่แตกต่างกัน และวงจรที่นำมาทำการทดสอบ คือ วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ ที่พิกัด 100 วัตต์ และในการทดลองจะใช้พิกัดการทดลองดังในตารางที่ 1.1 รวมทั้งจะมีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณและทดลอง

5.3 รูปแบบที่ทำการจำลองและการทดลอง

รูปแบบการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถแบ่งออกเป็น 5 ส่วน คือ ส่วนที่หนึ่งจะเป็นเงื่อนไขการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวน ส่วนที่สองจะแสดงรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่มีความแตกต่างกัน ส่วนที่สามจะเป็นการเปรียบเทียบโครงสร้างการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง และส่วนที่สี่จะเป็นรูปแบบการทดสอบ โครงสร้างการพันตัวเหนี่ยวนำ รูปแบบการติดตั้งการทดสอบ และส่วนที่ห้าจะเป็นเงื่อนไขในการทดสอบ

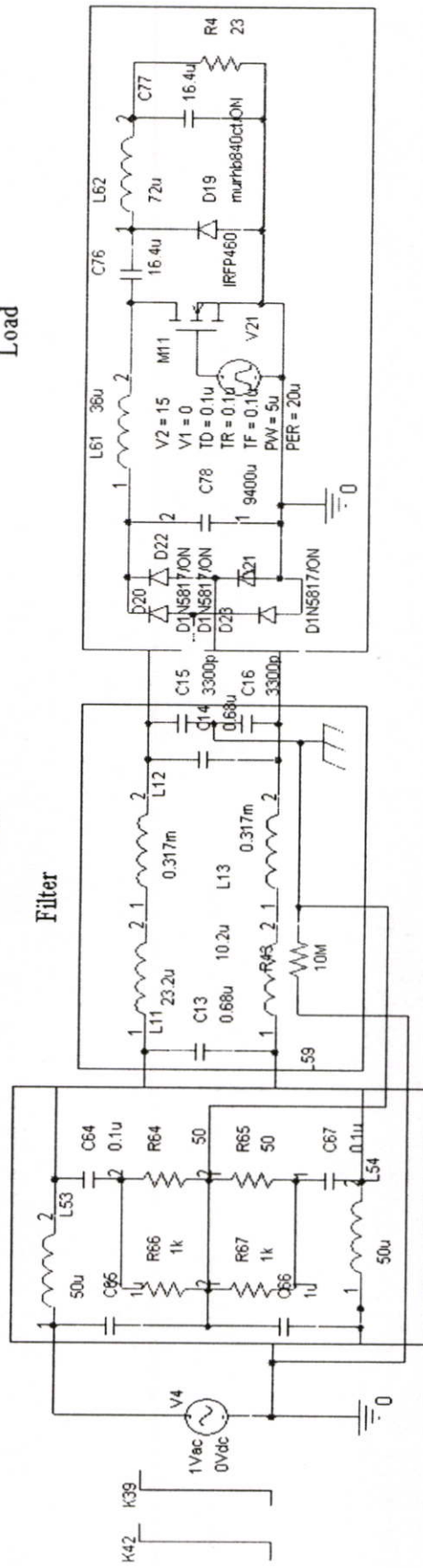
5.3.1 การจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อหาว่าวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า มีความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนได้เท่าไร ที่ความถี่ที่สนใจ เมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณและทดลอง และในการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนในงานวิจัยนี้ จะสร้างพารามิเตอร์ใหม่ แทนคุณสมบัติของแกนเหล็กที่ใช้ในงานวิจัยทั้ง 2 แกนเหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 5.1 สำหรับพารามิเตอร์ที่สร้างใหม่ คือ พารามิเตอร์ K42 และ K39 และวิธีการที่จะจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนนั้น ทางด้านเข้าของวงจรกรองสัญญาณรบกวนจะมีวงจร LISN และทางด้านออกจะจำลองวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้มีความเหมือนจริงกับการทดสอบ และค่าที่ใช้ในการจำลองจะมีค่าเท่ากับการทดสอบในทุกเงื่อนไข

CASE1 = Cutoff frequency

Test: CM Winding

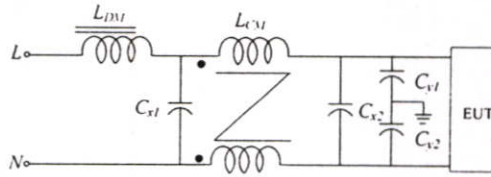
LISN



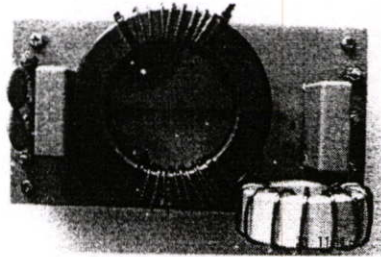
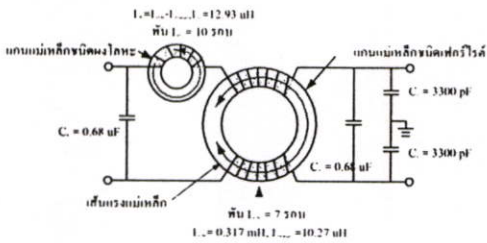
รูปที่ 5.1 วิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

5.3.2 รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งหมด 3 แบบการพัน ดังแสดงในรูปที่ 5.2 ถึง 5.4 จะแสดงลักษณะการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างพร้อมกับแสดงการพันจริงที่ใช้ในการทดสอบ ทั้ง 3 แบบการพัน ดังรูป



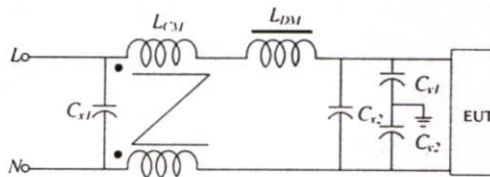
(ก) วงจรสมมูลย์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวน



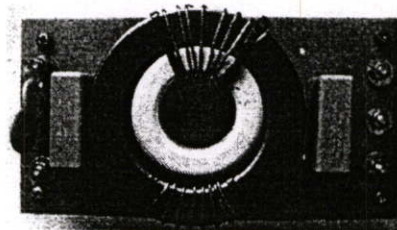
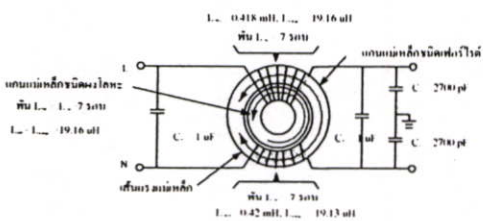
(ข) ลักษณะการพันแบบ CM

(ค) การพันจริง

รูปที่ 5.2 รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ CM



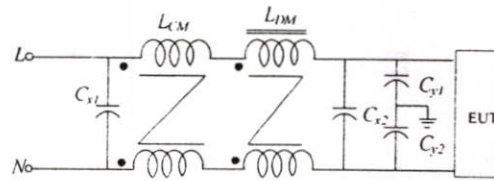
(ก) วงจรสมมูลย์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวน



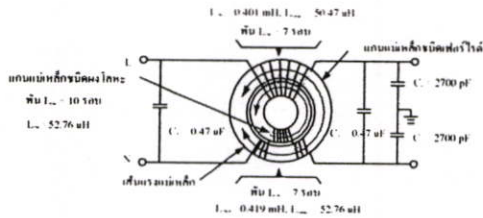
(ข) ลักษณะการพันแบบ ICM

(ค) การพันจริง

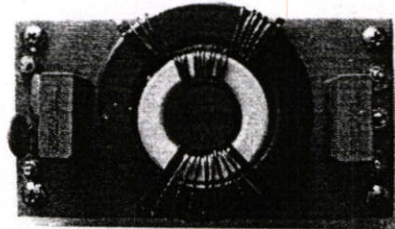
รูปที่ 5.3 รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ ICM



(ก) วงจรสมมูลของวงจรกรองสัญญาณรบกวน



(ข) ลักษณะการพันแบบ PICM



(ค) การพันจริง

รูปที่ 5.4 รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ PICM

ตารางที่ 5.1 สรุปค่าส่วนประกอบต่างๆของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ส่วนประกอบของวงจรกรอง		รูปแบบการพัน		
		การพันแบบ CM	การพันแบบ ICM	การพันแบบ PICM
L_{CM} (mH)	$L_{CM,L}$	0.38	0.422	0.401
	$L_{CM,N}$	0.38	0.418	0.419
L_{DM} และ $L_{leakage}$ (μ H)	$L_{DM,L}$	23.2	19.13	50.47
	$L_{DM,N}$	10.2	19.16	52.76
$C_{X1,X2}$ (μ F)		0.68	1.0	0.47
$C_{Y1,Y2}$ (pF)		3300	2700	2700
จำนวนรอบการพัน(รอบ)	L_{CM}	7	7	7
	L_{DM}	10		10
น้ำหนัก(กรัม)		204	197	210

จากขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่แตกต่างกันนั้น สามารถที่จะสรุปค่าส่วนประกอบต่างๆของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ ดังตารางที่ 5.1 จะแสดงค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบการพัน และจำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำ ส่วนแกนแม่เหล็กที่ใช้ในการพันตัวเหนี่ยวนำจะมีดังนี้ แกนแม่เหล็กชนิดเฟอร์ไรต์จะ

เป็น ferrite core ยี่ห้อ KAWATETSU FERRITE รุ่น R-63/44/13.5 และแกนแม่เหล็กชนิดผง โลหะจะเป็น toroidal core ยี่ห้อ MICROMETALS รุ่น T157-26 และเส้นลวดทองแดงที่ใช้จะเป็น เส้นลวดทองแดงอาบนํ้าเบอร์ 18 AWG

5.3.3 โครงสร้างการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

จากเทคนิคการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีความแตกต่างกันที่ได้นำเสนอไว้แล้วในบทที่ 4 นั้น ทำให้โครงสร้างการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ทั้ง 3 แบบการพันมีความแตกต่างกันด้วย ดังนั้นตารางที่ 5.2 จะแสดงการเปรียบเทียบโครงสร้างการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างทั้ง 3 แบบการพัน จะประกอบด้วยลักษณะการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ขนาดของวงจรรองสัญญาณรบกวน และความยาวลวดทองแดงที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

ตารางที่ 5.2 การเปรียบเทียบโครงสร้างการพันตัวเหนี่ยวนำ ทั้ง 3 แบบการพัน

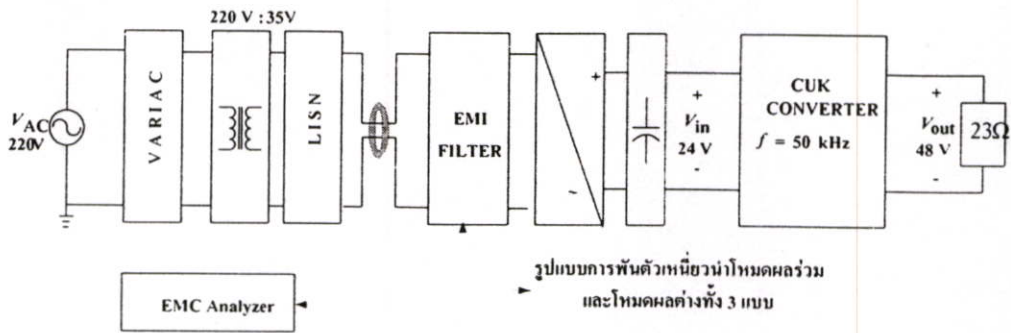
รูปแบบการพัน	ลักษณะการพันตัวเหนี่ยวนำ	ขนาดวงจรรอง	ความยาวลวดทองแดง (cm)
การพันแบบ CM	ง่าย	ขนาดใหญ่	106
การพันแบบ ICM	ง่าย	ขนาดเล็ก	70
การพันแบบ PICM	ยาก	ขนาดเล็ก	120

5.3.4 การทดสอบทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ จะทำการทดสอบวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่ได้ออกแบบไว้แล้วในบทที่ 4 และจะทำการทดสอบตามมาตรฐาน CISPR 22 Class B ซึ่งได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยมีการติดตั้งเพื่อทดสอบการวัดดังในรูปที่ 5.5 และในการทดสอบจะเปลี่ยนเฉพาะวงจรรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดการทำงานต่างๆ จะใช้โพรบกระแสในการวัดค่าสัญญาณรบกวน ซึ่งได้กล่าววิธีการวัดไว้ในบทที่ 2

ในการวัดและการเก็บผลการทดสอบสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ จะมีทั้งหมดดังนี้

- สัญญาณรบกวน โหมดผลรวม
- สัญญาณรบกวน โหมดผลร่วม
- สัญญาณรบกวน โหมดผลต่าง



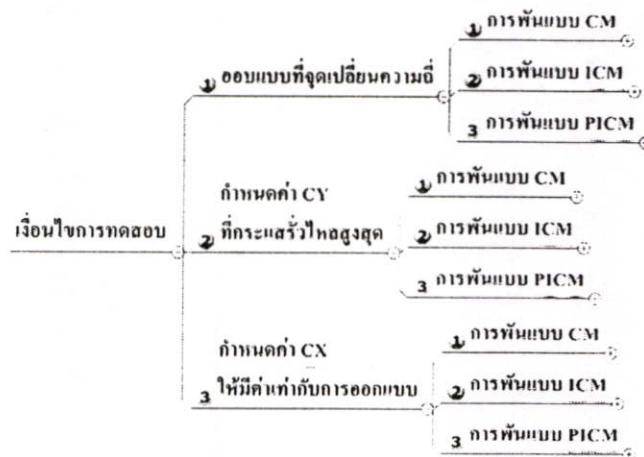
รูปที่ 5.5 การติดตั้งเพื่อทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

การเปรียบเทียบผลการทดสอบสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในงานวิจัยนี้จะทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบดังนี้

- เปรียบเทียบอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองขณะใส่กับไม่ใส่วงจรกรอง
- เปรียบเทียบอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนทั้ง 3 โหมด
- เปรียบเทียบผลจากการทดลองกับการจำลอง
- เปรียบเทียบรูปแบบการพัน

5.3.5 เงื่อนไขในการทดสอบ

ในส่วนเงื่อนไขในการทดสอบและแผนภูมิแสดงขั้นตอนการทดสอบที่ใช้ในงานวิจัย จะแสดงดังในรูปที่ 5.6 โดยที่รูปที่ 5.6 จะแสดงเงื่อนไขในการทดสอบทั้ง 3 เงื่อนไข ดังรูป



รูปที่ 5.6 เงื่อนไขในการทดสอบ

จากเงื่อนไขการทดสอบทั้ง 3 เงื่อนไขนั้น ได้อะไรจากเงื่อนไขการทดสอบ

1. เงื่อนไขการทดสอบที่ 1 ที่จุดเปลี่ยนความถี่ (cut-off frequency) เดียวกัน ทดสอบเพื่อดูผลจากรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่มีความแตกต่างกัน จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนอย่างไร โดยผลจากการออกแบบจะแสดงไว้แล้วในบทที่ 4

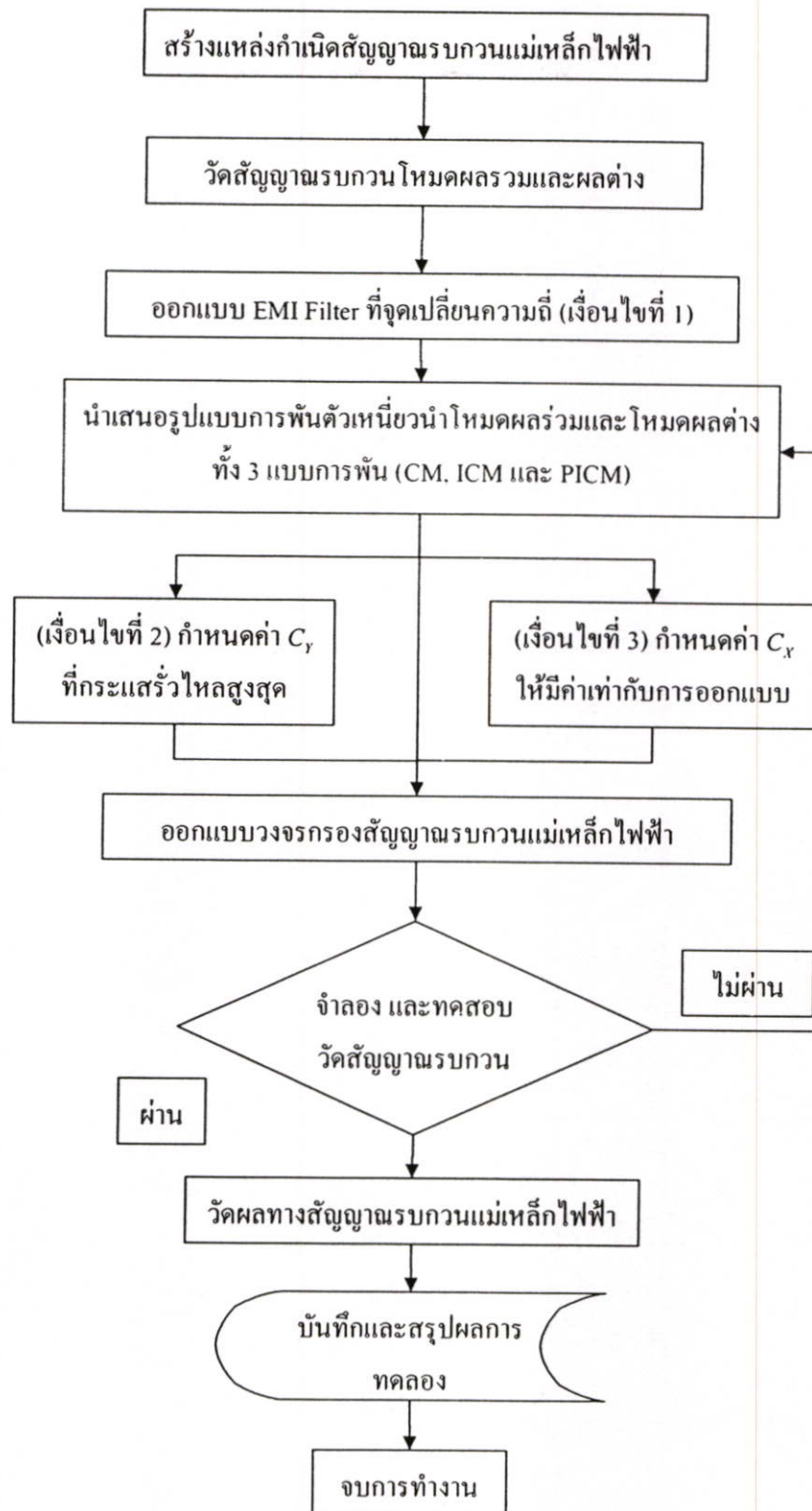
2. เงื่อนไขการทดสอบที่ 2: กำหนดค่ากระแสรั่วไหลสูงสุด ($C_T = 3300 \text{ pF}$) ทดสอบเพื่อดูผลของตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่มีค่าเหนี่ยวนำและรูปแบบการพันที่แตกต่างกันจะมีผลอย่างไรต่อการทำงานในโหมคผลร่วม และพิจารณาการทำงานโหมคผลร่วม จะมีอุปกรณ์ 2 ตัว คือ ตัวเก็บประจุ C_T และตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} และจากเงื่อนไขในการวิจัยในบทที่ 1 ที่กำหนดให้จำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมเท่ากัน ทำให้ไม่สามารถปรับค่าเหนี่ยวนำได้ ดังนั้นในการทดสอบนี้จะปรับตัวเก็บประจุ C_T ได้เพียงอย่างเดียว และเงื่อนไขในการทดสอบนี้ คือ วงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ จะมีค่าเก็บประจุ C_T เท่ากัน และเมื่อพิจารณาค่าเก็บประจุ C_T แล้วพบว่าตัวเก็บประจุ C_T จะมีผลต่อกระแสรั่วไหลลงดิน ดังนั้นในการทดสอบนี้จึงกำหนดให้ตัวเก็บประจุ C_T มีค่าสูงสุดที่มาตรฐานยอมรับได้ และจากการคำนวณในบทที่ 4 จะได้ค่าเก็บประจุ C_T เท่ากับ 3300 pF

3. เงื่อนไขการทดสอบที่ 3: กำหนดค่า C_X ให้มีค่าเท่ากับการออกแบบ ($C_X = 0.68 \text{ }\mu\text{F}$) ทดสอบเพื่อ ดูผลของตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่มีค่าเหนี่ยวนำแตกต่างกัน ที่เกิดจากรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำ ว่าจะมีผลอย่างไรต่อการทำงานในโหมคผลต่าง ดังนั้นเงื่อนไขในการทดสอบนี้จะกำหนดค่าเก็บประจุ C_X ให้มีค่าเท่ากัน ทั้ง 3 แบบการพัน และเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ จึงกำหนดค่าเก็บประจุเท่ากับการออกแบบในบทที่ 4 ดังนั้นจะได้ค่าเก็บประจุ C_X จะมีค่าเท่ากับ $0.68 \text{ }\mu\text{F}$

ส่วนเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำจะประกอบด้วย

- EMI Receiver : Hewlett Packard / Model HP 85420E
- LISN:EMCO / Model EMCO 3825/2
- Current Probe : Hewlett Packard / 84310-80019

จากรูปที่ 5.7 จะแสดงแผนภูมิขั้นตอนการทำงานและการทดสอบทั้งหมด โดยเริ่มจากการสร้างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน รูปแบบการพันทั้ง 3 แบบ และลำดับขั้นตอนการออกแบบทั้ง 3 เงื่อนไข รวมทั้งการบันทึกและสรุปผลการทดลอง



รูปที่ 5.7 แผนภูมิแสดงขั้นตอนการทดสอบ

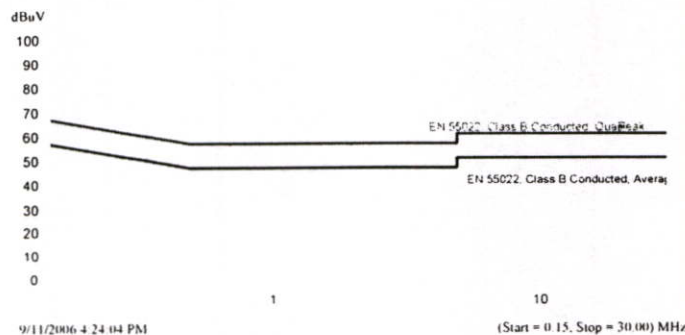
บทที่ 6

ผลการทดลองและการวิเคราะห์

บทนี้จะกล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลอง โดยผลการทดลองจะเป็นไปตามรูปแบบการทดลองในบทที่ 5 ในขณะที่การวิเคราะห์ในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์ผลการทดลองและมีการเปรียบเทียบกับผลการจำลองโดยใช้โปรแกรม ORCAD PSPICE ระหว่างวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่าง ที่มีความแตกต่างกัน โดยจะเป็นการเปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดต่างๆ ซึ่งในบทที่ 6 นี้จะประกอบด้วย 3 หัวข้อ คือหัวข้อที่ 6.1 จะกล่าวถึงการทดลองด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และหัวข้อที่ 6.2 การเปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวน ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง สามแบบ และหัวข้อที่ 6.3 จะเป็นการสรุปผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

6.1 การทดลองด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลรวมและโหมดผลต่างแตกต่างกันของการพันทั้ง 3 แบบ โดยการทดสอบจะสอดคล้องกับรูปแบบการทดลองที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 5.3.3 จะสรุปเงื่อนไขต่างๆ ในการทดสอบ การติดตั้งสำหรับวัดสัญญาณรบกวน ดังในรูปที่ 5.4 โดยการทดสอบ จะเป็นการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเท่านั้น สำหรับรูปแบบและการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้นได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 หัวข้อที่ 2.3.2 ที่ว่าด้วยวิธีการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และในรูปที่ 6.1 แสดงเส้นขีดจำกัดมาตรฐานของ CISPR 22 Class B ที่ใช้ในการทดสอบ โดยที่เส้นสีแดงบนจะเป็นเส้นขีดจำกัดการวัดแบบ quasi peak และเส้นสีน้ำเงินล่างจะเป็นเส้นขีดจำกัดการวัดแบบ average



รูปที่ 6.1 เส้นขีดจำกัดมาตรฐานของ CISPR 22 Class B

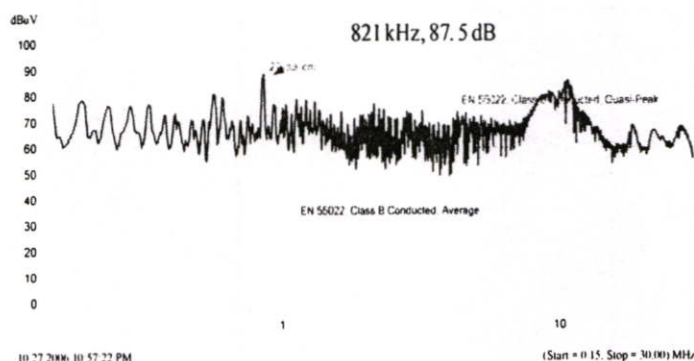
ส่วนขั้นตอนการทดสอบที่ใช้ในงานวิจัย จะแสดงดังในรูปที่ 5.6 โดยพิกัดในการทดสอบ จะกล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 1.5 ที่ว่าด้วยขอบเขตของการวิจัย ส่วนวงจรที่ใช้ในการทดสอบจะเป็น วงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ จะกล่าวไว้ในบทที่ 4

6.1.1 ผลการทดสอบวัดสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์

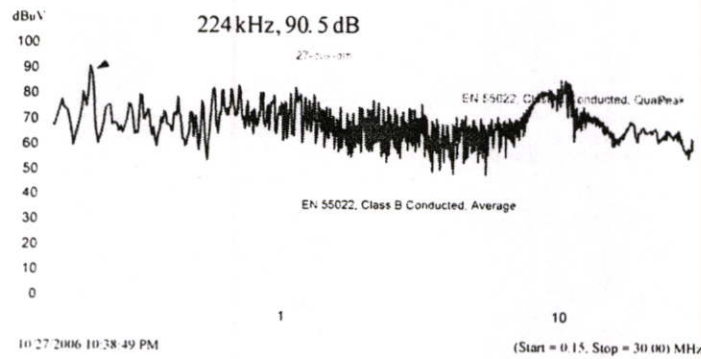
ในหัวข้อนี้เป็นการแสดงผลการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่ได้จากวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ ขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน โดยจะแสดงผลการ ทดสอบดังแสดงในรูปที่ 6.2 ถึงรูปที่ 6.4

จากรูปที่ 6.2 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณ รบกวน ซึ่งในรูปที่ 6.2 จะมีความสำคัญต่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมคผลร่วม เพราะรูปที่ 6.2 จะนำไปสู่การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนเพื่อหาค่าจุด เปลี่ยนความถี่โหมคผลร่วมในบทที่ 4 และจากการออกแบบในบทที่ 4 จะได้จุดเปลี่ยนความถี่ โหมคผลร่วมที่ความถี่ 821 kHz และมีค่าสัญญาณรบกวนเท่ากับ 87.5 dB

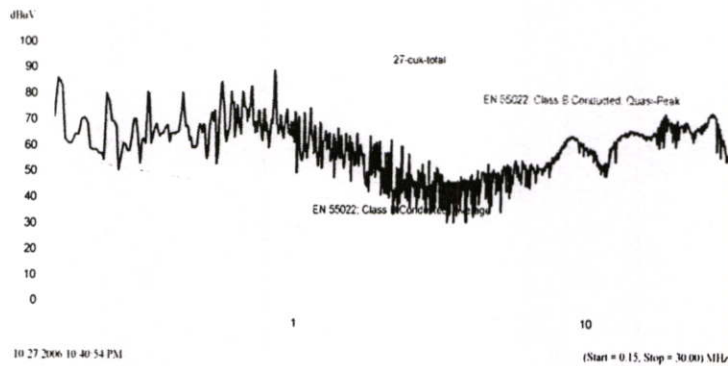
จากรูปที่ 6.3 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณ รบกวน ซึ่งในรูปที่ 6.3 จะมีความสำคัญต่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมคผลต่าง เพราะรูปที่ 6.3 จะนำไปสู่การออกแบบการวางจกรกรองเพื่อหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ โหมคผลต่างในบทที่ 4 และจะได้จุดเปลี่ยนความถี่โหมคผลต่าง ที่ความถี่ 224 kHz และมีค่า สัญญาณรบกวนเท่ากับ 90.5 dB ส่วนรูปที่ 6.4 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม ขณะที่ไม่ ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน



รูปที่ 6.2 สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมขณะที่ไม่ใส่วงจรกรอง



รูปที่ 6.3 สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างขณะที่ไม่ใส่วงจรกรอง

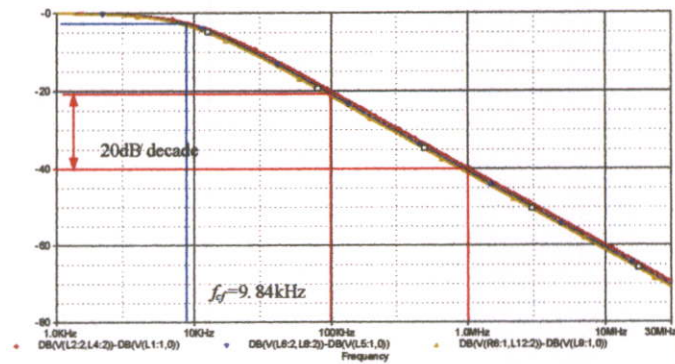


รูปที่ 6.4 สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมขณะที่ไม่ใส่วงจรกรอง

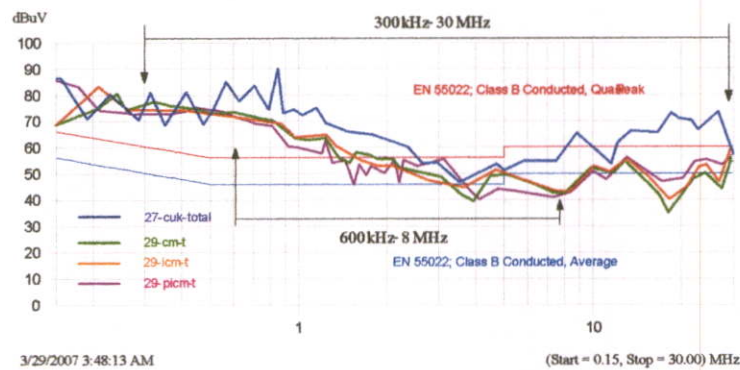
6.1.2 ผลการทดสอบตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ

ในหัวข้อนี้จะเป็นแสดงผลการทดสอบตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ โดยจะนำตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่ได้จากการออกแบบมาทำการทดสอบหาค่าความชันและอัตราการลดทอนเพื่อดูว่ามีค่าเท่าไร และผลที่ได้จากการจำลองจะแสดงดังในรูปที่ 6.5 แล้วจากนั้นทำการทดสอบความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ว่าตัวเหนี่ยวนำที่ออกแบบสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้เท่าไร และผลที่ได้จากการจำลองจะแสดงดังในรูปที่ 6.6

จากในรูปที่ 6.5 จะแสดงผลการจำลองการทำงานการหาค่าความชันและอัตราการลดทอนของตัวเหนี่ยวนำของการพันทั้ง 3 แบบ และจากผลจะเห็นว่าความชันของอัตราการลดทอนจะมีค่าเท่ากับ 20 dB/decade ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี และค่าจุดเปลี่ยนความถี่ที่ได้จากการจำลองจะมีค่าเท่ากับ 9.84 kHz



รูปที่ 6.5 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำหม้อผลรวมและ หม้อผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบที่ได้จากการจำลองการทำงาน



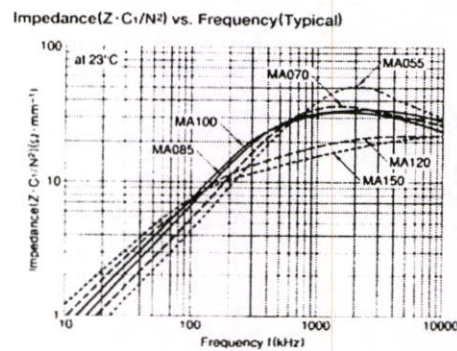
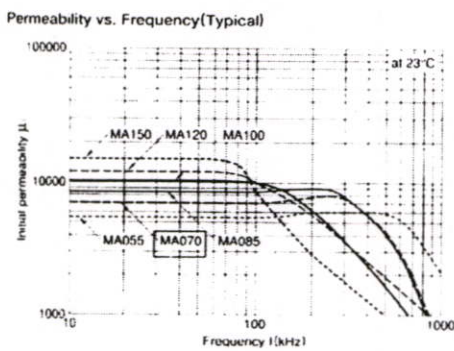
รูปที่ 6.6 เปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนหม้อผลรวมของตัวเหนี่ยวนำหม้อผลรวมและ หม้อผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ

จากรูปที่ 6.6 จะเป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบสัญญาณรบกวนหม้อผลรวม ที่ได้จากการทดสอบตัวเหนี่ยวนำหม้อผลรวมและ หม้อผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ โดยมีวงจรถูกคอนเวอร์เตอร์เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และจากรูปจะเห็นว่าตัวเหนี่ยวนำหม้อผลรวมและ หม้อผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ จะมีความสามารถในการลดสัญญาณรบกวนหม้อผลรวมได้ในย่านความถี่สูงตั้งแต่ 300 kHz – 30 MHz และการพันแบบ PICM นั้นสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้ดีในย่านความถี่ 600 kHz – 8 MHz

❖ สรุปผลการทดสอบและการวิเคราะห์ผลการทดสอบ

- ในการใช้ตัวเหนี่ยวนำหม้อผลรวมและ หม้อผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ สำหรับการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้ในระดับหนึ่ง และในย่านความถี่สูง ยังมีสัญญาณรบกวนสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด

- จากรูปแบบการพันของทั้ง 3 แบบที่ทำการทดสอบจะเห็นว่ามีความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ใกล้เคียงกัน เพราะค่าเหนี่ยวนำที่ใช้มีค่าใกล้เคียงกัน
- ค่าเหนี่ยวนำใหม่ผลต่างจะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ต่ำ ช่วงความถี่ระหว่าง 150 kHz – 2 MHz แต่จะไม่มีผลมากนักเนื่องจากค่าเหนี่ยวนำของค่าเหนี่ยวนำใหม่ผลต่างมีค่าน้อย ดังนั้นในการเลือกแกนเหล็กชนิดผงโลหะสำหรับตัวเหนี่ยวนำใหม่ผลต่าง สำหรับการพันแบบ PICM ควรจะเลือกให้มีค่าความซาบซึมสูงๆ เพื่อที่จะให้มีค่าเหนี่ยวนำใหม่ผลต่างมีค่ามากเมื่อเทียบกับปริมาตรที่เท่ากัน
- ในการเลือกแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์สำหรับตัวเหนี่ยวนำใหม่ผลรวม ควรจะเลือกแกนเหล็กที่มีค่าความซาบซึมต่อความถี่สูงๆ และหาได้จากข้อมูลของผู้ผลิตดังในรูปที่ 6.7 และในการเลือกแกนเหล็กชนิดผงโลหะสำหรับตัวเหนี่ยวนำใหม่ผลต่าง ควรจะเลือกเนื้อสารแกนเหล็กให้เหมาะกับการใช้งาน และหาได้จากข้อมูลของผู้ผลิตดังในรูปที่ 6.8
- จากรูปที่ 6.6 สัญญาณรบกวนใหม่ผลรวมในย่านความถี่ต่ำ จะมีค่าสัญญาณรบกวนสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนดอยู่มาก เป็นเพราะในการลดสัญญาณรบกวนใหม่ผลรวมในย่านความถี่ต่ำจำเป็นต้องใช้ตัวเก็บประจุ C_x ช่วยในการลดทอนสัญญาณรบกวน



(ก) ค่าความซาบซึมต่อความถี่ (ผนวก ข)

(ข) ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ (ผนวก ข)

รูปที่ 6.7 คุณสมบัติของแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์

Typical Application	-2	-8	-14	-18	-26	-30	-34	-35	-38	-40	-45	-52
Light Dimmer Chokes					X				X	X	X	
60 Hz Differential mode EMI Line Chokes					X				X	X	X	X
DC Chokes: < 50 kHz or low E/ν					X	X	X	X	X	X	X	
DC Chokes: < 50 kHz or low E/ν	X	X	X			X	X	X				X
Power Factor Correction Chokes: <50 kHz					X	X	X	X		X		
Power Factor Correction Chokes: >50 kHz	X	X	X	X		X	X	X				
Resonant Inductor:>50 kHz	X	X										

รูปที่ 6.8 คุณสมบัติของแกนเหล็กชนิดผงโลหะ

6.1.3 ผลการจำลองและทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำ โหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่แตกต่างกัน ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอรูปแบบการพันทั้ง 3 แบบ และในการทดสอบจะทำการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ โดยจะวัดผลสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม ในรูปแบบของสัญญาณรบกวน เพื่อนำไปหาค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน และในการจำลองวงจรกรองสัญญาณรบกวนจะเป็นการจำลองการทำงานวงจรกรองเพื่อหาค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน แล้วนำมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองจริง

ในส่วนเงื่อนไขในการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวน จะมีเงื่อนไขการทดสอบทั้งหมด 3 เงื่อนไข ดังนี้

6.1.3.1 การทดสอบที่ 1 ที่จุดเปลี่ยนความถี่ (cut-off frequency) เดียวกัน

6.1.3.2 การทดสอบที่ 2: กำหนดค่ากระแสรั่วไหลสูงสุด ($C_T = 3300 \text{ pF}$)

6.1.3.3 การทดสอบที่ 3: กำหนดค่า C_X ให้มีค่าเท่ากับการออกแบบ ($C_X = 0.68 \text{ }\mu\text{F}$)

การจำลองการทำงานดังในรูปที่ 6.5 จะเป็นการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีรูปแบบการพันที่แตกต่างกัน โดยจะสร้างโมเดลต้นแบบแทนแกนเหล็กที่ใช้ในการทดสอบและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้จะแสดงไว้ในบทที่ 5 ซึ่งในการจำลองการทำงานนั้นเพื่อจะหาค่าอัตราการลดทอนสัญญาณโหมดผลรวมระหว่างมีวงจรกรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน

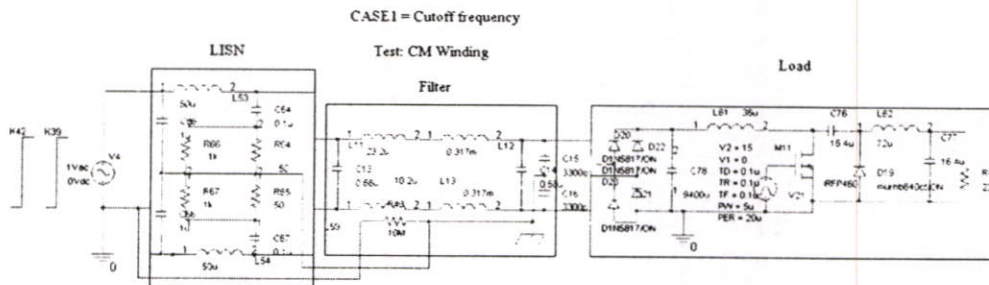
6.1.3.1 การทดสอบที่ 1 ที่จุดเปลี่ยนความถี่ (cut-off frequency) เดียวกัน

จากหัวข้อที่ 6.1.1 จะแสดงผลการทดสอบสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และในหัวข้อนี้จะแสดงผลการจำลองและทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนขณะที่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน โดยมีเงื่อนไข คือ วงจรกรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบจะออกแบบที่จุดเปลี่ยนความถี่เดียวกันทั้งโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ดังแสดงวิธีการไว้แล้วในบทที่ 4 ที่ว่าด้วยขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และผลจากการจำลองและทดลองการทำงานจะมี ดังนี้

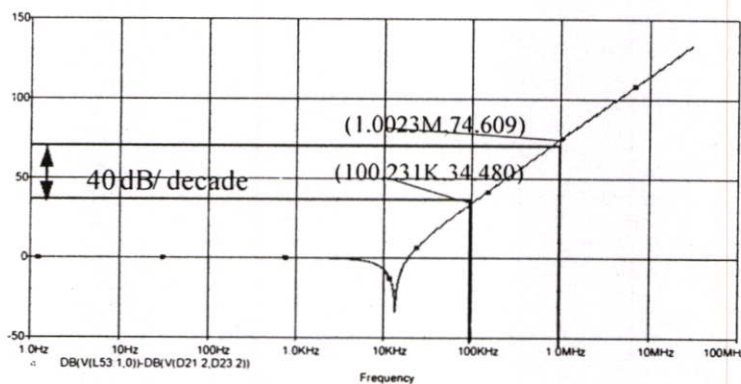
1. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM

ในรูปที่ 6.9 จะแสดงวิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM โดยการจำลองนั้นจะประกอบด้วย วงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN) และวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM ซึ่งในส่วนของตัวเหนี่ยวนำ L12 และ L13 จะมีลักษณะการทำงานเป็นแบบแกนเหล็กรวมกัน โดยที่พารามิเตอร์ K42 จะแทนแกนเหล็กชนิดเฟอร์

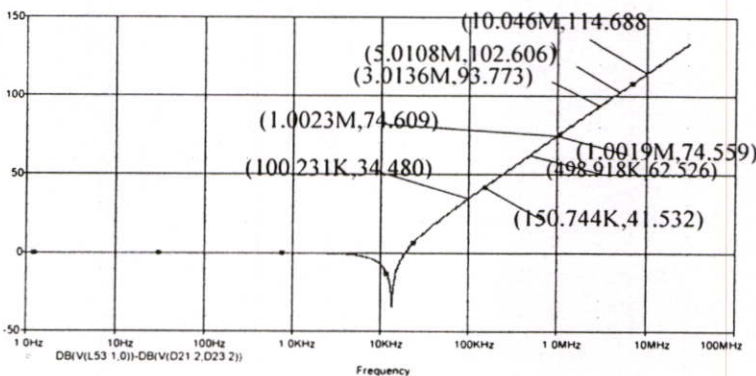
ไรต์และพารามิเตอร์ K39 จะแทนคุณลักษณะของแกนเหล็กชนิดผงโลหะ และโหลดที่ใช้ในการทดสอบ คือวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ และผลที่ได้จากการจำลองการทำงานจะแสดงดังในรูปที่ 6.10 และ 6.11 จะแสดงอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจากการจำลองสำหรับการพันแบบ CM ซึ่งในรูปที่ 6.10 จะแสดงการหาค่าความชันและอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม และค่าความชันจะมีค่าเท่ากับ 40 dB/decade และจากในรูปที่ 6.11 จะแสดงอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่ความถี่ต่างๆ



รูปที่ 6.9 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่มีการพันแบบ CM

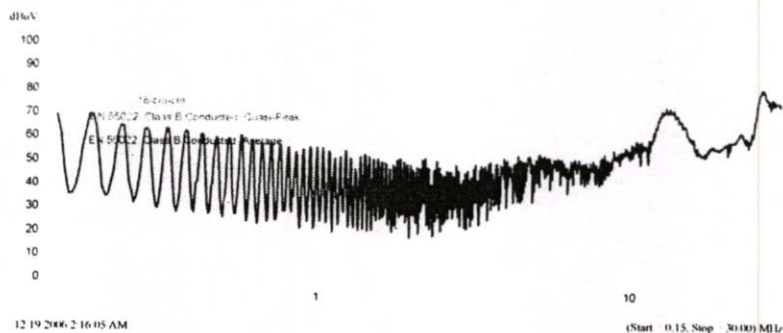


รูปที่ 6.10 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมสำหรับการพันแบบ CM



รูปที่ 6.11 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่ความถี่ต่างๆ

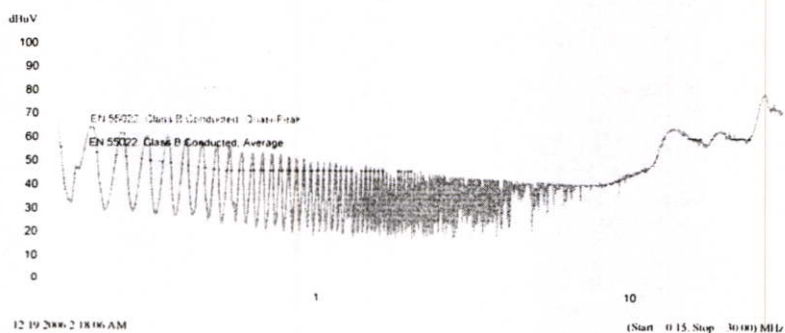
ในรูปที่ 6.12 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM โดยรูปที่ 6.12 (ก) และ (ข) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม และผลจากการทดสอบ ที่ย่านความถี่ 200 kHz – 700 kHz และความถี่สูงกว่า 10 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่สูงกว่าเส้นจำกัดมาตรฐานเล็กน้อย และผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างที่ย่านความถี่ 200 kHz – 1 MHz และความถี่สูงกว่า 10 MHz ผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างยังสูงกว่าเส้นจำกัดมาตรฐาน และในรูปที่ 6.12 (ค) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม โดยที่ย่านความถี่สูงกว่า 10 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน



(ก) สัญญาณรบกวนโหมคผลรวม



(ข) สัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

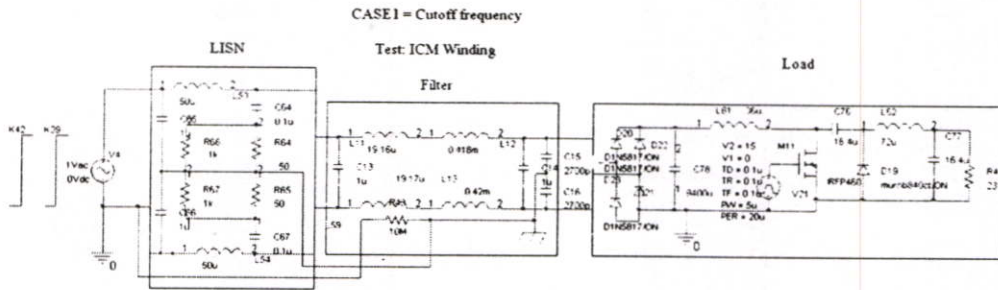


(ค) สัญญาณรบกวนโหมคผลรวม

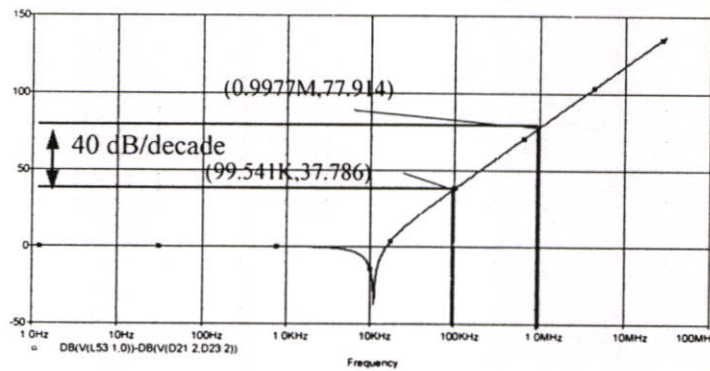
รูปที่ 6.12 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM

2. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM

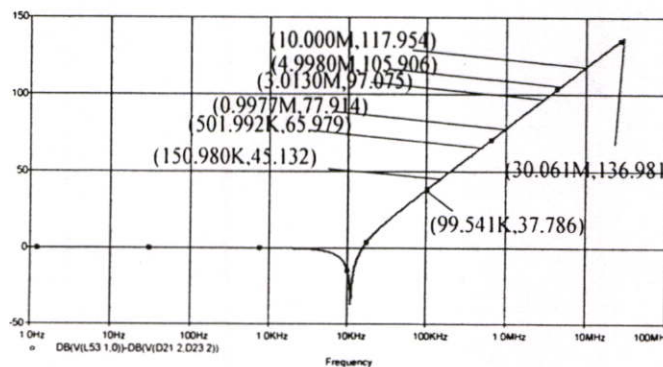
ในรูปที่ 6.13 จะแสดงวิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM โดยที่การจำลองนั้นจะเหมือนกับการจำลองแบบ CM และผลที่ได้จากการจำลองจะแสดงดังในรูปที่ 6.14 และ 6.15 จะเป็นการหาค่าความชันและอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนจากการจำลองสำหรับการพันแบบ CM และจากรูปที่ 6.14 จะแสดงการหาค่าความชันจะมีค่าเท่ากับ 40 dB/decade และในรูปที่ 6.15 จะแสดงอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ



รูปที่ 6.13 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่มีการพันแบบ ICM

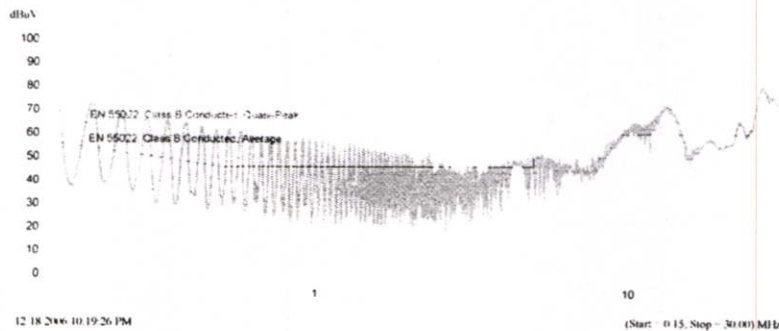


รูปที่ 6.14 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่มีการพันแบบ ICM

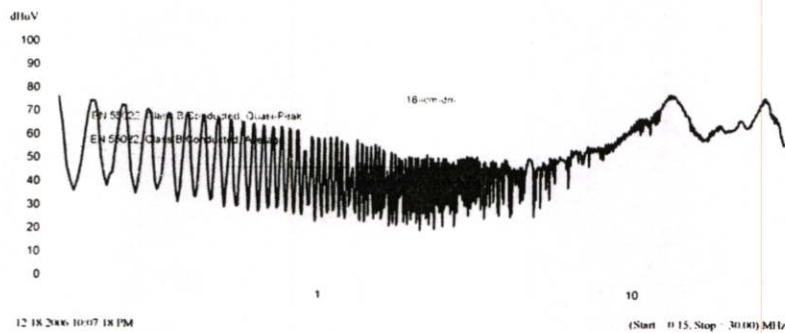


รูปที่ 6.15 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ

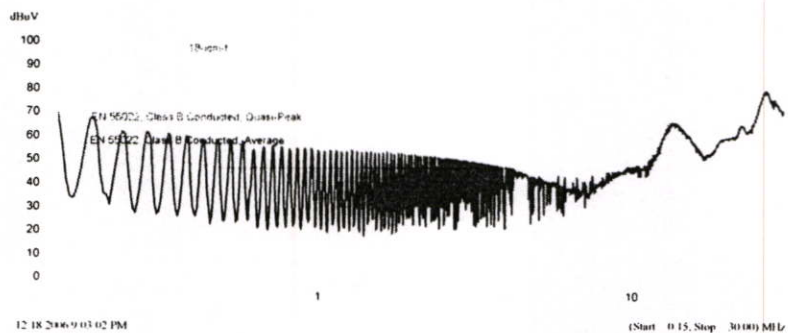
จากรูปที่ 6.16 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีกรงสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM โดยรูปที่ 6.16 (ก) ถึง (ค) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนของโหมดทั้ง 3 โหมดการทำงาน และที่ความถี่ 150 kHz – 1 MHz และความถี่สูงกว่า 10 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน



(ก) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม



(ข) สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

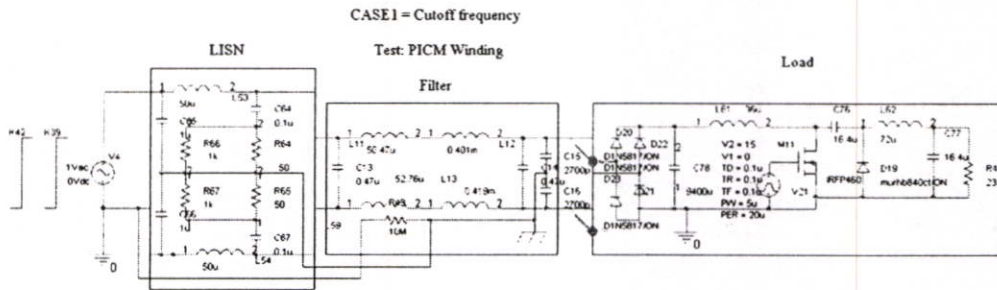


(ค) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

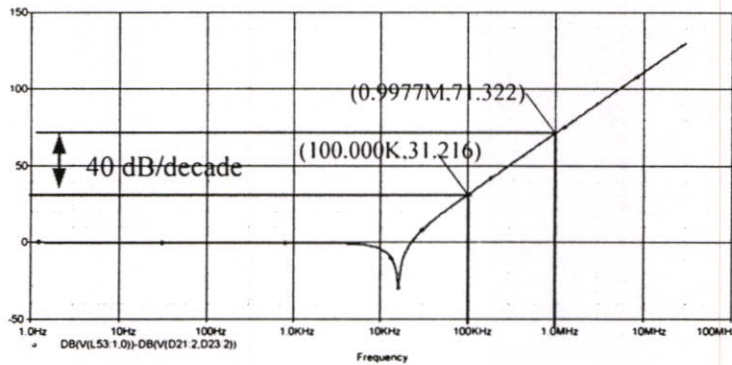
รูปที่ 6.16 ผลการทดสอบวงจรกรงสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM

3. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM

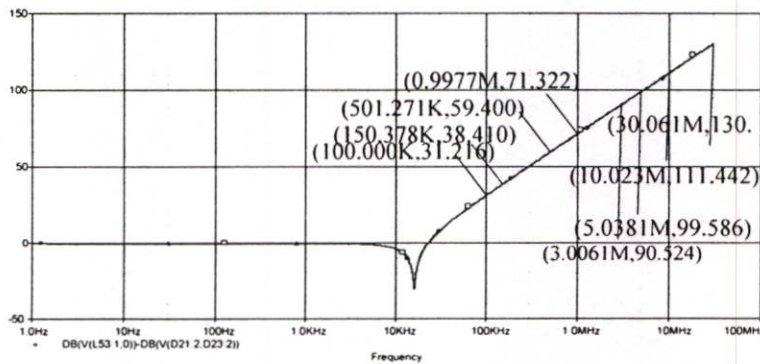
จากรูปที่ 6.17 จะแสดงวิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM โดยที่การจำลองนั้นจะเหมือนกับการจำลองแบบ CM และผลที่ได้จากการจำลองจะแสดงดังในรูปที่ 6.18 และ 6.19 จะแสดงการหาค่าความชันและอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนจากการจำลองสำหรับการพันแบบ CM ซึ่งในรูปที่ 6.17 จะแสดงการหาค่าความชัน จะมีค่าเท่ากับ 40 dB/decade และในรูปที่ 6.18 จะแสดงอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโดยรวมรวมทั้งความถี่ต่างๆ



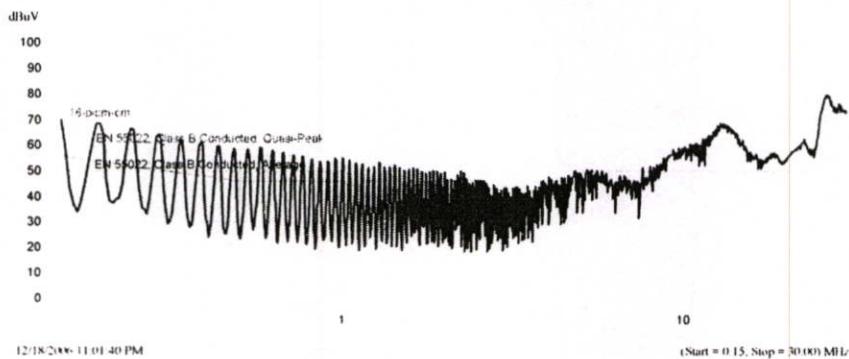
รูปที่ 6.17 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM



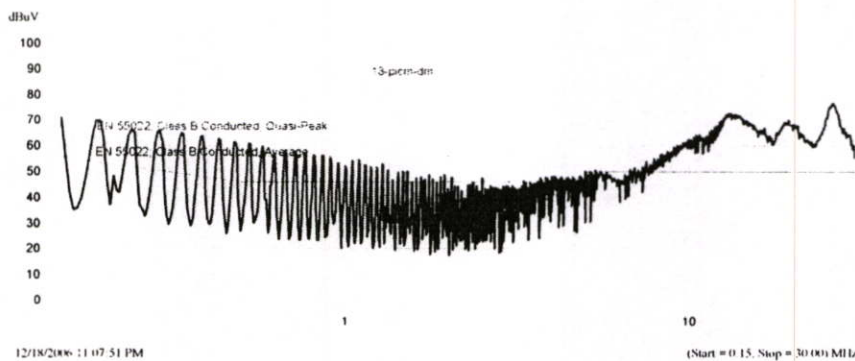
รูปที่ 6.18 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM



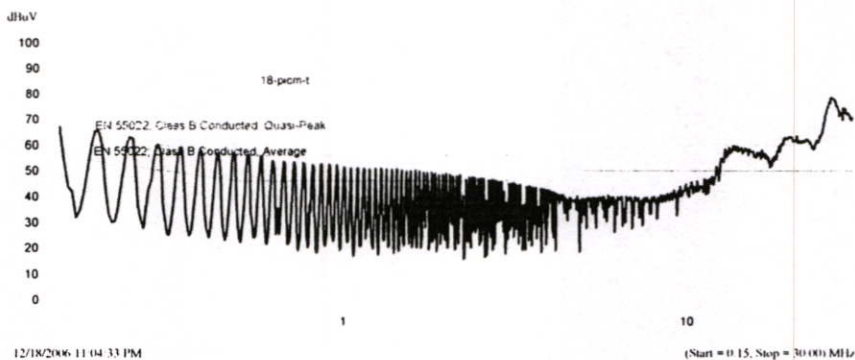
รูปที่ 6.19 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโดยรวมรวมทั้งความถี่ต่างๆ



(ก) สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม



(ข) สัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง



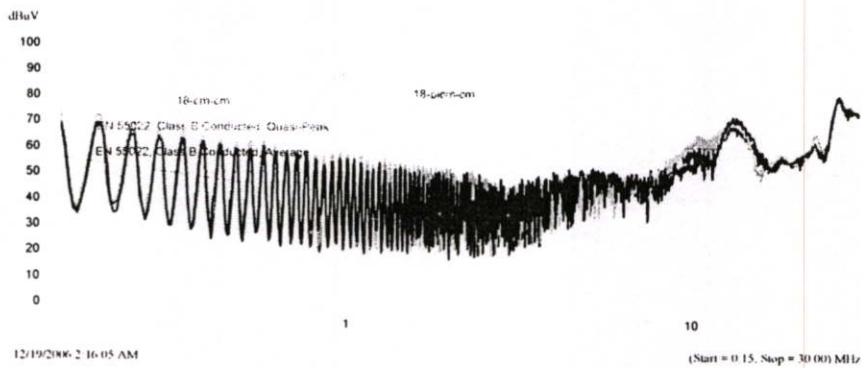
(ค) สัญญาณรบกวนโหมคผลรวม

รูปที่ 6.20 ผลการทดสอบวงจรของสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM

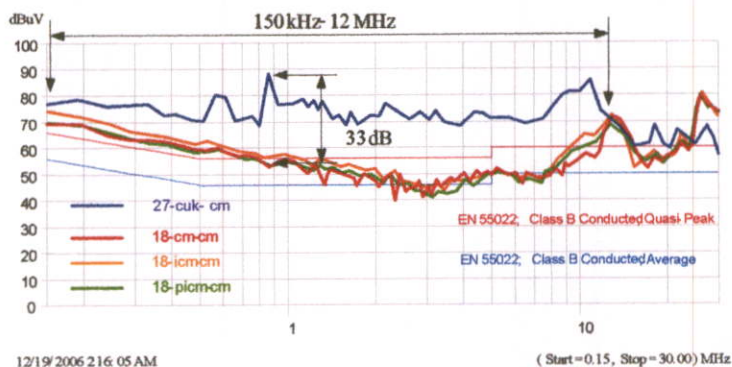
จากรูปที่ 6.20 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ฯที่มีกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM โดยรูปที่ 6.20 (ก) ถึง (ค) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 โหมคการทำงาน

4. การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในเงื่อนไขการทดลองที่ 1

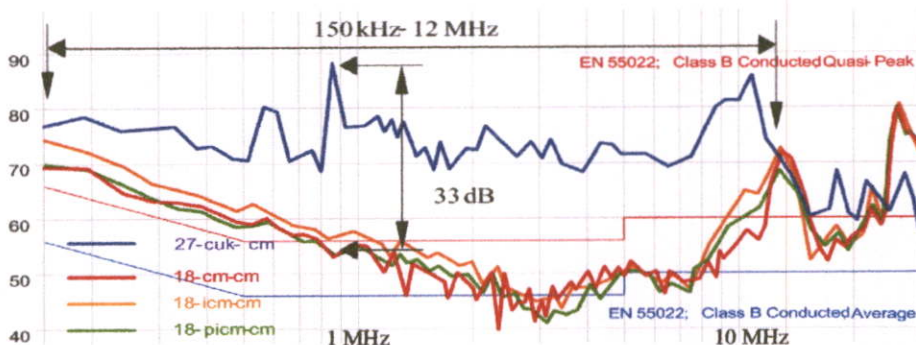
ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบการทำงานของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์
 ขณะที่มีวงจรรบกวนสัญญาณรบกวน และจากรูปที่ 6.21 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม
 ของการพันทั้ง 3 แบบ และจะทำการพล็อตค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบ
 ดังแสดงในรูปที่ 6.22 และจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3
 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมขณะที่ไม่มีวงจรรบกวน ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมค
 ผลร่วมขณะที่ไม่มีวงจรรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมที่สูงมาก
 และสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด และเมื่อใส่วงจรรบกวนสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าระดับ
 สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมจะมีค่าลดลงตลอดทั้งย่านการทำงานและในย่านความถี่ 150 kHz-
 12 MHz สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มาก และที่จุดเปลี่ยนความถี่โหมคผลร่วม ที่ความถี่
 821 kHz สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมได้สูงสุด เท่ากับ 33 dB จากวงจรรบกวน
 สัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM



รูปที่ 6.21 สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ



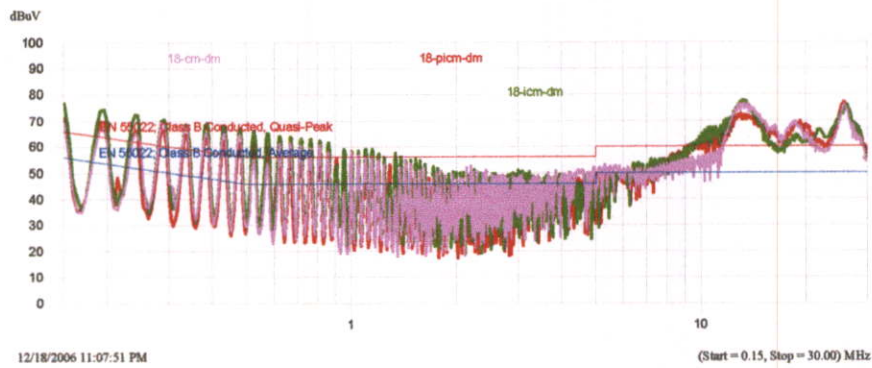
(ก) สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ



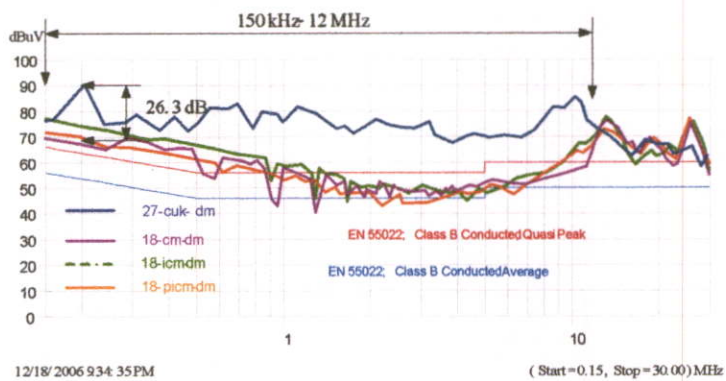
(ข) ขยายสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ

รูปที่ 6.22 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม

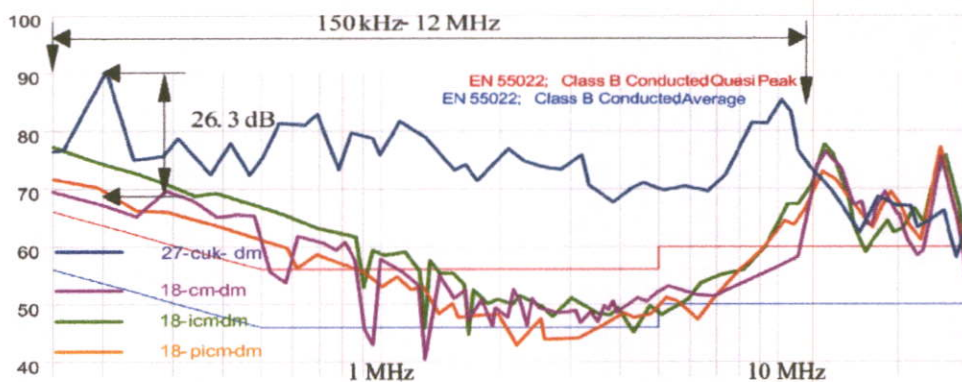
จากรูปที่ 6.23 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ และจากรูป จะทำการพล็อตค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างดังแสดงในรูปที่ 6.24 จะทำการ เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมค ผลต่างขณะที่ไม่ม้วงจรกรองสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างขณะที่ไม่มี วงจรกรองสัญญาณรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างที่สูงมาก และสูงกว่าเส้น ชิดจำกัดมาตรฐานกำหนด และเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแล้ว ระดับสัญญาณรบกวน โหมคผลต่างจะมีค่าลดลงเกือบตลอดทั้งย่านการทำงาน และในย่านความถี่ 150 kHz-12 MHz สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มาก และที่จุดเปลี่ยนความถี่โหมคผลต่าง ที่ความถี่ 224 kHz สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างได้เท่ากับ 26.3 dB จากวงจรกรองสัญญาณ รบกวนที่มีการพันแบบ CM



รูปที่ 6.23 สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ



(ก) สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ

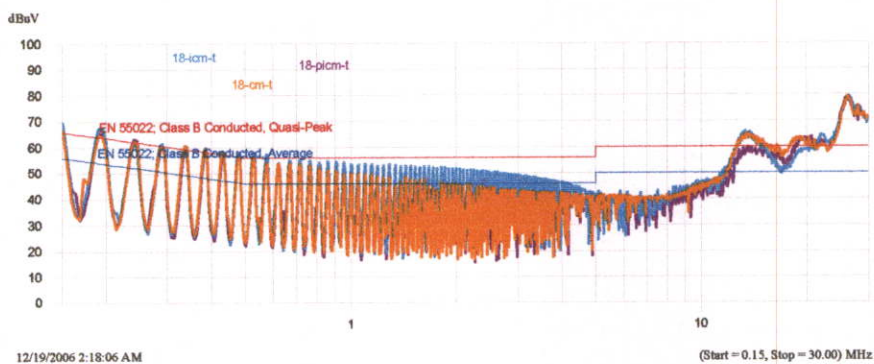


(ข) ขยายสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ

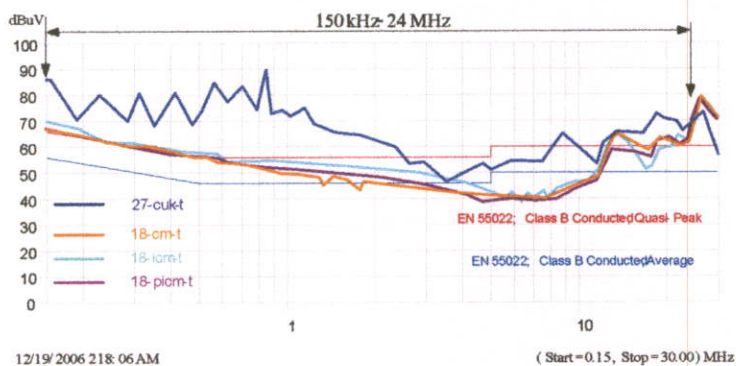
รูปที่ 6.24 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

จากรูปที่ 6.25 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ และจากรูป จะทำการพล็อตค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมดังแสดงในรูปที่ 6.26 จะทำการ เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมค ผลรวมขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมขณะที่ไม่มี

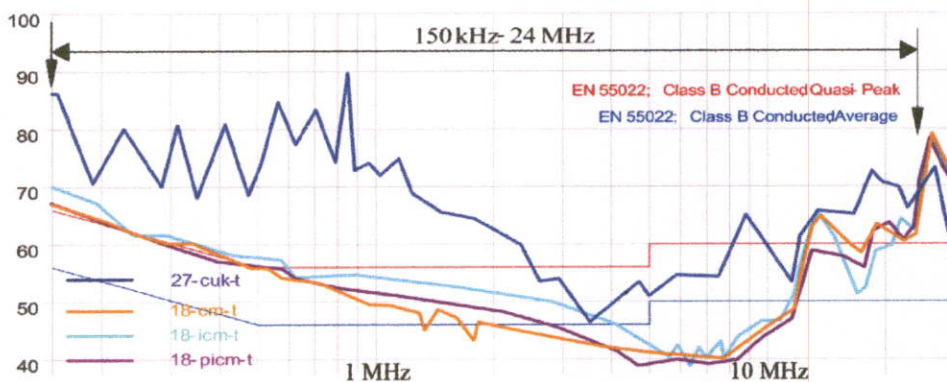
วงจรกรองสัญญาณรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่สูงมาก และเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแล้ว ระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม นั้นมีค่าลดลงตลอดทั้งย่านความถี่ 150 kHz- 30 MHz



รูปที่ 6.25 สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ



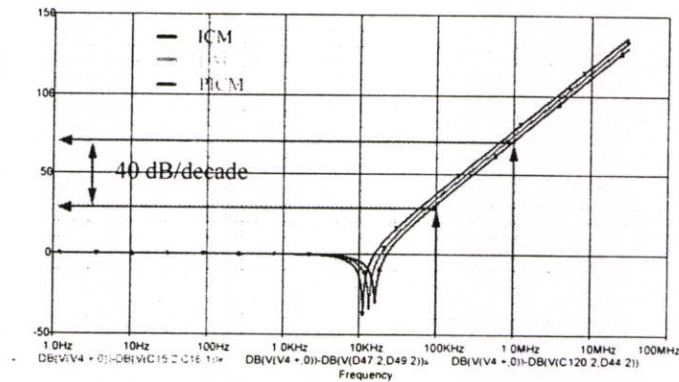
(ก) สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ



(ข) ขยายสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม

รูปที่ 6.26 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม

จากรูปที่ 6.27 จะแสดงการเปรียบเทียบอัตราลดทอนสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบการจำลอง และจากรูปจะมีค่าความชันเท่ากันทั้ง 3 แบบการจำลอง



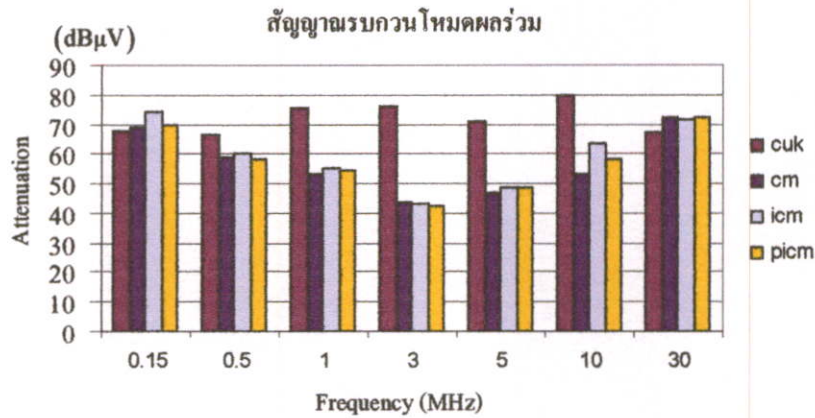
รูปที่ 6.27 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบการจำลอง

ตารางที่ 6.1 ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดต่างๆ ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 1

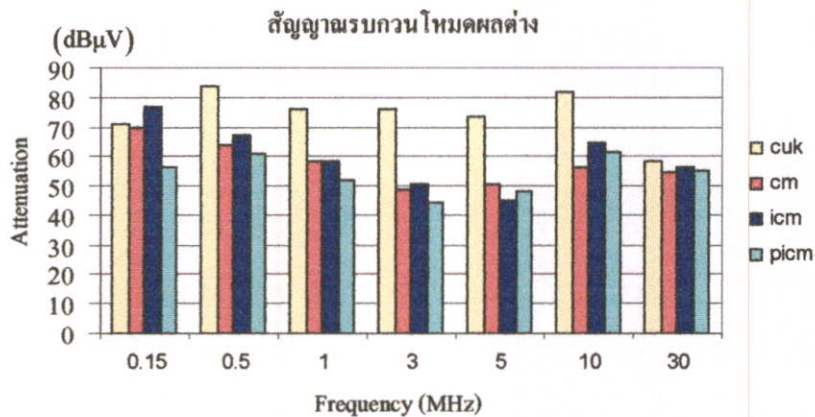
รูปแบบการพัน	การวัดสัญญาณรบกวน (dB)	ความถี่ (MHz)						
		0.15	0.5	1	3	5	10	30
Cuk converter (without filter)	CM	67.6	66.5	75.7	75.9	71.3	80.0	66.9
	DM	70.9	83.4	76.0	76.1	73.5	81.8	58.4
	Total	70.9	55.0	73.0	45.2	46.2	59.4	56.7
การพันแบบ CM	CM	69.1	59.2	53.3	44.0	47.0	53.5	72.0
	DM	69.5	64.1	58.1	49.1	51.0	56.4	54.3
	Total	66.8	54.9	47.0	40.2	37.7	44.3	70.8
การพันแบบ ICM	CM	74.2	60.4	55.1	43.0	48.5	63.2	71.4
	DM	76.8	67.0	58.4	50.9	45.1	63.2	71.4
	Total	69.6	56.7	53.4	48.8	42.8	44.6	69.0
การพันแบบ PICM	CM	70.0	58.6	54.8	42.6	48.9	58.0	72.0
	DM	56.5	60.7	52.5	44.4	47.9	61.5	55.2
	Total	67.5	56.9	51.5	41.8	38.8	43.6	69.6

จากตารางที่ 6.1 จะแสดงผลการทดสอบวงจรซุกคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 1 ซึ่งจะแสดงผลของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 โหมด คือ โหมดผลรวม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม และจากตารางจะแสดงค่าสัญญาณ

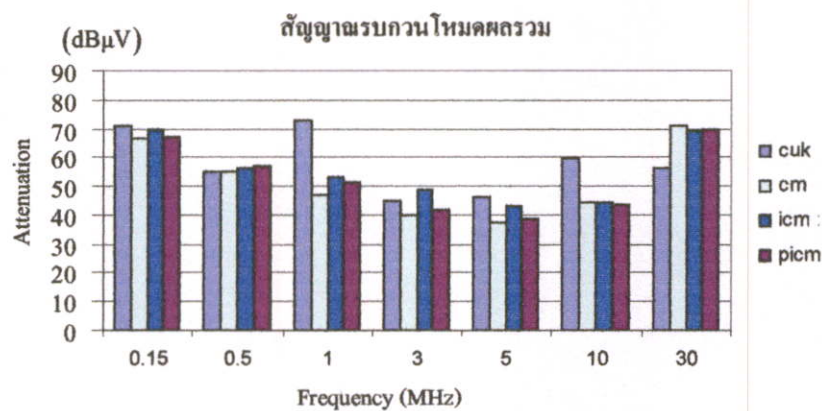
รบกวนที่ความถี่ต่างๆ และสามารถพล็อตกราฟได้ดังในรูปที่ 6.28 - 6.30 จะแสดงการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคการทำงานต่างๆ ขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรองสัญญาณรบกวน



รูปที่ 6.28 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง



รูปที่ 6.29 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง



รูปที่ 6.30 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง

จากรูปที่ 6.28 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมขณะมีวงจรถองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรถองสัญญาณรบกวน และจากการทดสอบพบว่าวงจรถองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากในย่านความถี่ 1 MHz – 10 MHz ประมาณ 20 dB และจากรูปที่ 6.29 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างขณะมีวงจรถองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรถองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบแล้วพบว่าที่ความถี่ 500 kHz – 10 MHz จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากถึง 31.7 dB สำหรับการพันแบบ PICM

จากรูปที่ 6.30 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมขณะมีวงจรถองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรถองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบพบว่าที่ความถี่ 1 MHz จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากถึง 26 dB สำหรับการพันแบบ CM และน้อยที่สุด 19.6 dB สำหรับการพันแบบ ICM

ตารางที่ 6.2 ผลการจำลองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมคต่างๆ ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 1

รูปแบบการพัน	การวัดสัญญาณรบกวน (dB)	ความถี่ (MHz)						
		0.15	0.5	1	3	5	10	30
การพันแบบ CM	Total	41	62	74	93	102	114	134
การพันแบบ ICM	Total	45	65	77	97	105	117	136
การพันแบบ PICM	Total	38	59	71	90	99	111	130

จากตารางที่ 6.2 จะแสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรถูกคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีวงจรถองกับไม่มีวงจรถองสัญญาณรบกวน ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 1 ซึ่งจะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่ความถี่ต่างๆ และจากการจำลองจะพบว่าวงจรถองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมได้ดีที่สุด

5. เปรียบเทียบอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่จุดเปลี่ยนความถี่

จากตารางที่ 6.3 จะแสดงผลการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าขณะที่มีวงจรถองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรถองสัญญาณรบกวน และจากตารางจะเป็นการเปรียบเทียบผลการวัดที่จุดเปลี่ยนความถี่ จะเห็นว่าที่จุดเปลี่ยนความถี่โหมคผลร่วมขณะไม่มีวงจรถองสัญญาณรบกวน จะมีระดับสัญญาณรบกวนเท่ากับ 87.5 dB และเมื่อใส่วงจรถองสัญญาณ

รบกวนของการพันทั้ง 3 แบบแล้ว พบว่าวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมได้มากที่สุด เท่ากับ 33 dB

เมื่อพิจารณาจุดเปลี่ยนความถี่โหมคผลต่าง ขณะไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จะที่มีระดับสัญญาณรบกวนเท่ากับ 90.5 dB และเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบแล้ว พบว่าวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างได้มากที่สุด เท่ากับ 26.3 dB

ตารางที่ 6.3 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่จุดเปลี่ยนความถี่ของการพันทั้ง 3 แบบ

รูปแบบการพัน	โหมคการวัด	จุดเปลี่ยนความถี่ (MHz)	สัญญาณรบกวน (dB)	ความสามารถในการลดทอน (dB)
Cuk converter (without filter)	CM	0.821	87.5	-
	DM	0.224	90.5	-
การพันแบบ CM	CM	0.821	54.8	32.7
	DM	0.224	64.2	26.3
การพันแบบ ICM	CM	0.821	56.0	31.5
	DM	0.224	72.8	17.7
การพันแบบ PICM	CM	0.821	54.5	33
	DM	0.224	66.1	24.4

ตารางที่ 6.4 เปรียบเทียบผลการทำสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ

รูปแบบการพัน	เงื่อนไขที่ 1 ที่จุดเปลี่ยนความถี่		
	โหมคการทำงาน (dB)	CM	DM
	ความถี่ (MHz)	0.821	0.224
แบบ CM	คำนวณ	56	64
	ทดสอบ	54.8	64.2
	IL(dB)	1.8	0.2
แบบ ICM	คำนวณ	56	64
	ทดสอบ	56.0	72.8
	IL(dB)	0	-13.2
แบบ PICM	คำนวณ	56	64
	ทดสอบ	54.5	66.1
	IL(dB)	1.5	2.1

จากตารางที่ 6.4 จะเป็นการเปรียบเทียบผลการทำสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ โดยจะเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณกับการทดสอบ และจากตารางทดสอบจะเห็นว่าวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM จะมีความสามารถในการกรองสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างน้อยที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับค่าคำนวณประมาณ 13.2 dB และเมื่อพิจารณาที่โหมคผลรวมจะเห็นว่าจากการทดสอบการพันแบบ CM จะมีความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับค่าคำนวณประมาณ 1.8 dB

❖ สรุปผลการทดสอบและการวิเคราะห์ผลการทดสอบในเงื่อนไขที่ 1

- ผลการทดสอบเงื่อนไขที่ 1 ที่ว่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่จุดเปลี่ยนความถี่เดียวกัน สามารถสรุปได้ว่าเมื่อพิจารณาโหมคผลรวม ที่จุดเปลี่ยนความถี่ที่ความถี่ 821 kHz การพันแบบ PICM จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด ถึง 33 dB และเมื่อพิจารณาโหมคผลต่าง ที่จุดเปลี่ยนความถี่ที่ความถี่ 224 kHz การพันแบบ CM จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด ถึง 32.7 dB

- จากการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่างที่แตกต่างกัน จะมีความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมคผลรวม โหมคผลต่าง และโหมคผลรวม ได้ใกล้เคียงกัน เนื่องจากการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนจะออกแบบที่จุดเปลี่ยนความถี่เดียวกัน

- จากการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ จะเห็นว่าที่ความถี่สูงตั้งแต่ 10 MHz - 30 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด เป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรหรือ เป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์

- จากการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ จะเห็นว่าค่าความชันและอัตราลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมจะมีค่าเท่ากัน และเมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองยังมีความแตกต่างกันมาก เนื่องจากจำลองการทำงานยังไม่ได้รวมผลของค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรกรองสัญญาณรบกวน และวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาทำการทดสอบ

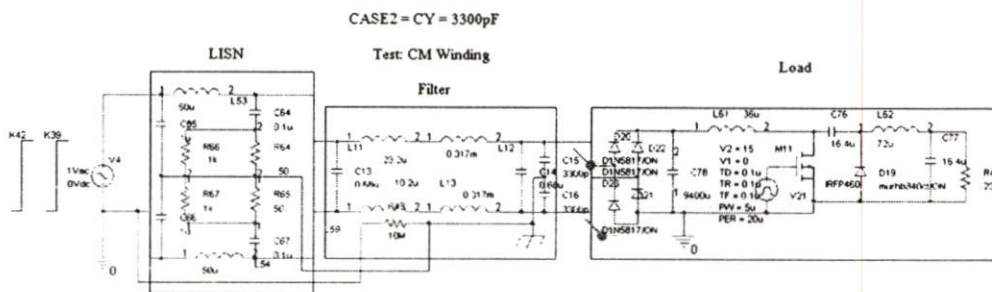
6.1.3.2 การทดสอบที่ 2: กำหนดค่ากระแสรั่วไหลสูงสุด ($C_T = 3300$ pF)

จากหัวข้อที่ 5.3.3 ในการทดสอบเงื่อนไขที่ 2 นี้ จะทำการทดสอบเพื่อดูผลของตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่มีค่าเหนี่ยวนำและรูปแบบการพันที่แตกต่างกันว่าจะมีผลอย่างไรต่อการทำงานในโหมคผลรวม ดังนั้น เงื่อนไขในการทดสอบนี้จึงกำหนดให้ตัวเก็บประจุ C_T มีค่าเก็บประจุสูงสุดที่มาตรฐานยอมรับได้ จะคำนวณได้จากบทที่ 4 และจากการคำนวณจะได้ค่าเก็บประจุ C_T

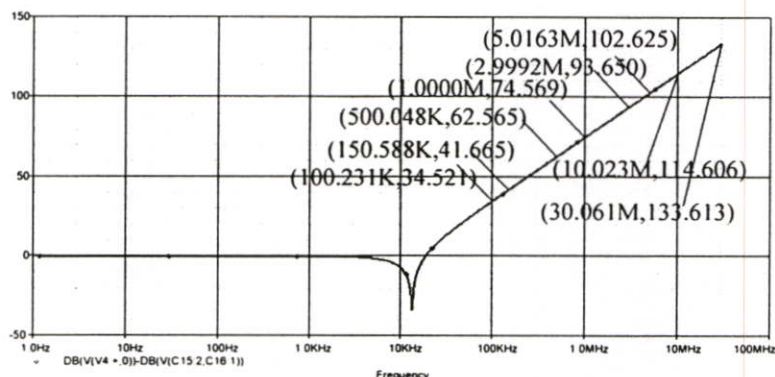
เท่ากับ 3300 pF และในหัวข้อนี้จะแสดงผลการทดสอบการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 2

1. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM

ในรูปที่ 6.31 จะแสดงวิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM โดยที่การจำลองจะประกอบด้วย วงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN) และวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM ซึ่งในส่วนของตัวเหนี่ยวนำ L12 และ L13 จะมีลักษณะการทำงานเป็นแบบแกนเหล็กรวมกัน โดยพารามิเตอร์ K42 และ K39 จะแทนคุณลักษณะของแกนเหล็กที่ใช้ในการวิจัย และผลที่ได้จากการจำลองการทำงานจะมีค่าความชันเท่ากับ 40 dB/decade ดังแสดงในรูปที่ 6.32 และจากรูปยังแสดงผลของอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ



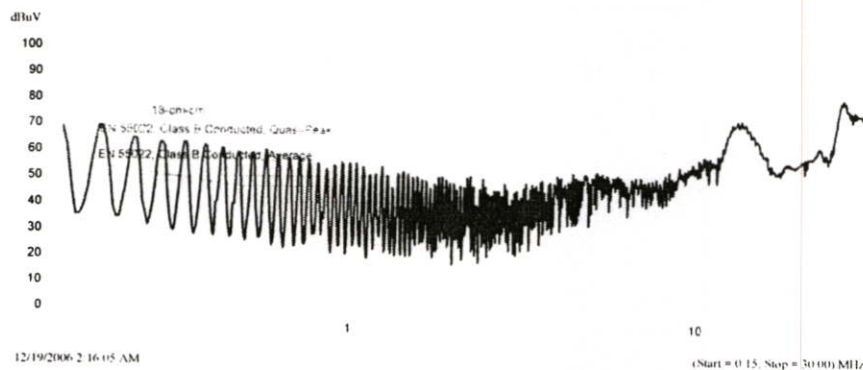
รูปที่ 6.31 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่มีการพันแบบ CM



รูปที่ 6.32 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ

ในรูปที่ 6.33 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM โดยรูปที่ 6.33 (ก) และ (ข) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมและผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง และในรูปที่ 6.33 (ค) จะแสดงผลของสัญญาณ

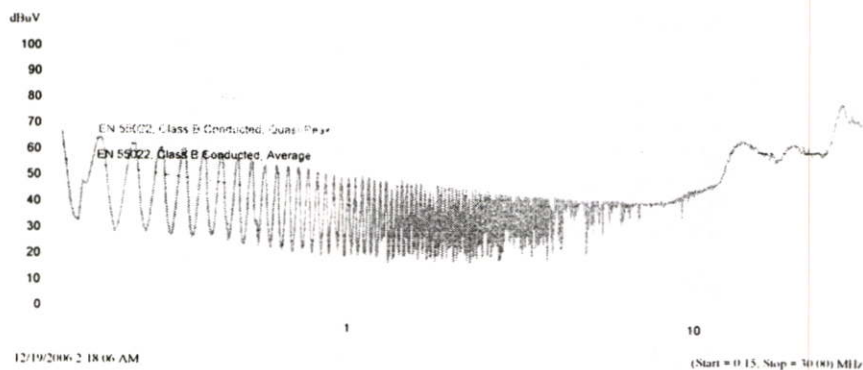
รบกวนโหมดผลรวม ซึ่งจะเห็นว่าที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน



(ก) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม



(ข) สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

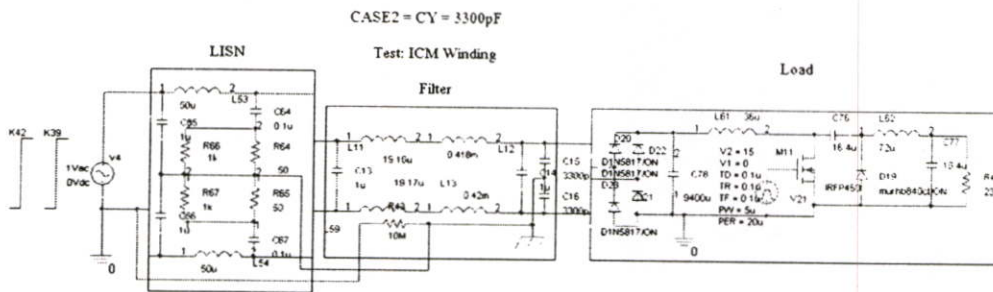


(ค) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

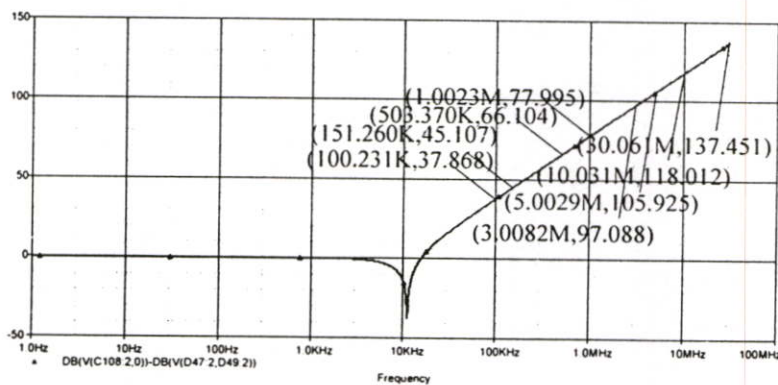
รูปที่ 6.33 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM

2. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM

จากรูปที่ 6.34 จะแสดงวิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM โดยที่การจำลองนั้นจะเหมือนกับการจำลองแบบ CM แต่ค่าที่ใช้ในการจำลองการทำงานจะมีค่าเท่ากับการทดสอบวัดจริง และผลที่ได้จากการจำลองจะแสดงดังในรูปที่ 6.35 จะแสดงอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ สำหรับการพันแบบ ICM ซึ่งในรูปที่ 6.35 จะมีค่าความชัน จะมีค่าเท่ากับ 40 dB/decade

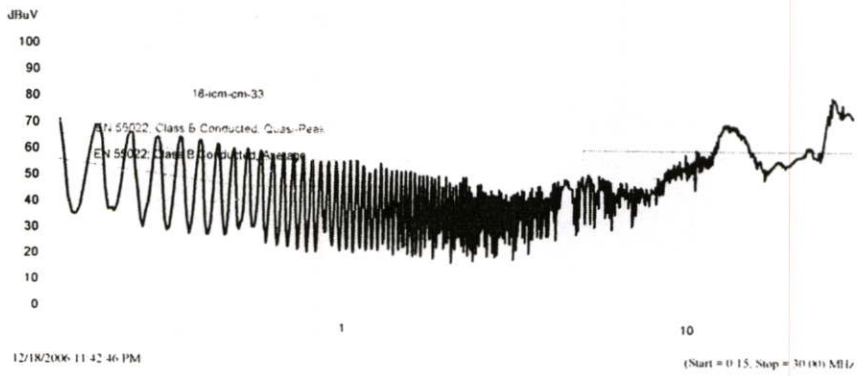


รูปที่ 6.34 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM

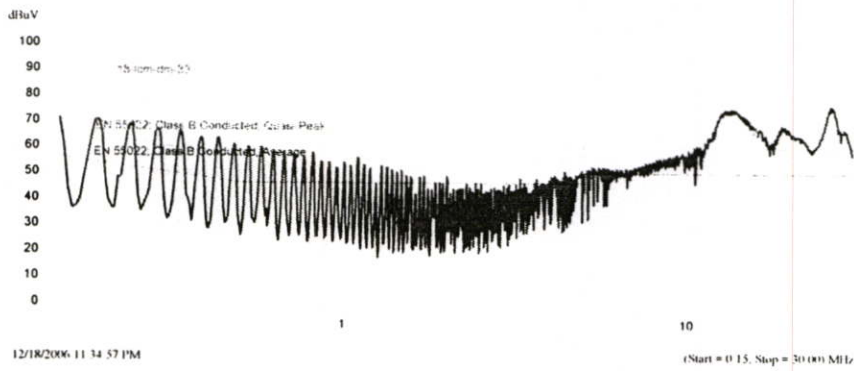


รูปที่ 6.35 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ

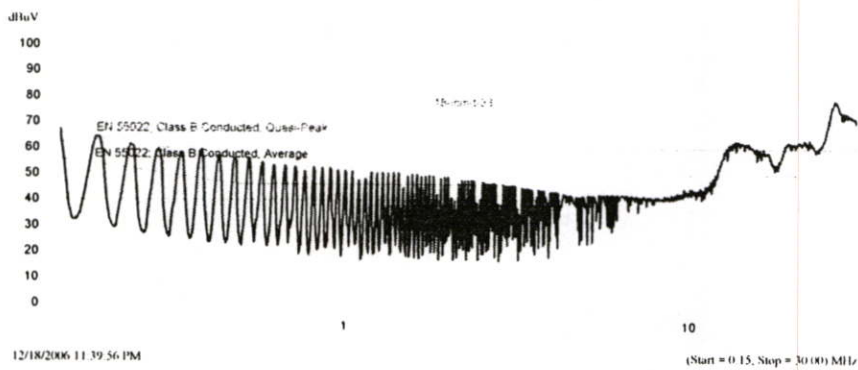
จากรูปที่ 6.36 จะแสดงผลการทดสอบวัดวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM โดยรูปที่ 6.36 (ก) และ (ข) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมและผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง และในรูปที่ 6.36 (ค) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม จะเห็นว่าที่ความถี่ 150 kHz – 800 kHz และที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน



(ก) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม



(ข) สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

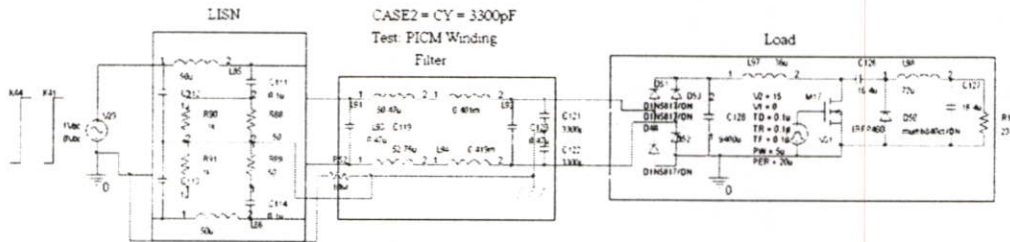


(ค) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

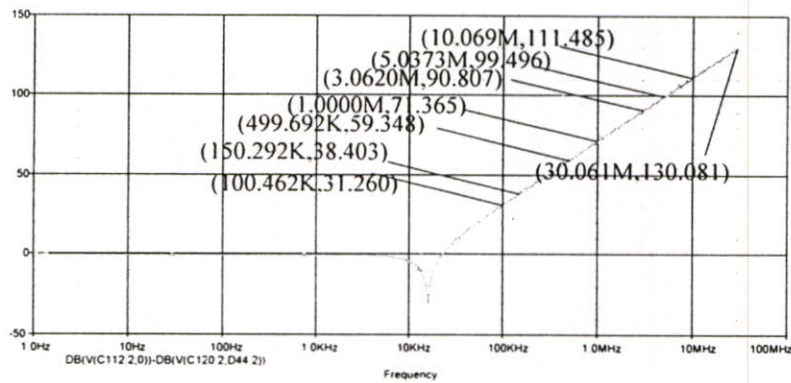
รูปที่ 6.36 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM

3. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM

ในรูปที่ 6.37 จะแสดงวิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM โดยที่การจำลองนั้นจะเหมือนกับการจำลองแบบ CM และผลที่ได้จากการจำลองจะแสดงในรูปที่ 6.38 และจากรูปจะแสดงอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ สำหรับการพันแบบ PICM และจากรูปค่าความชันจะมีค่าเท่ากับ 40 dB/decade

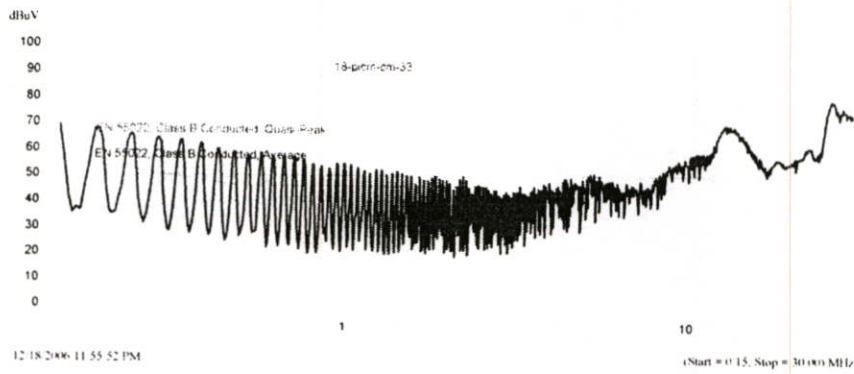


รูปที่ 6.37 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมที่มีการพันแบบ PICM

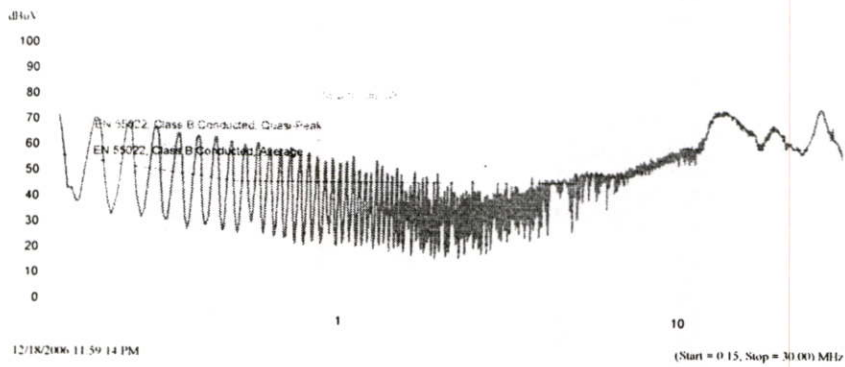


รูปที่ 6.38 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ

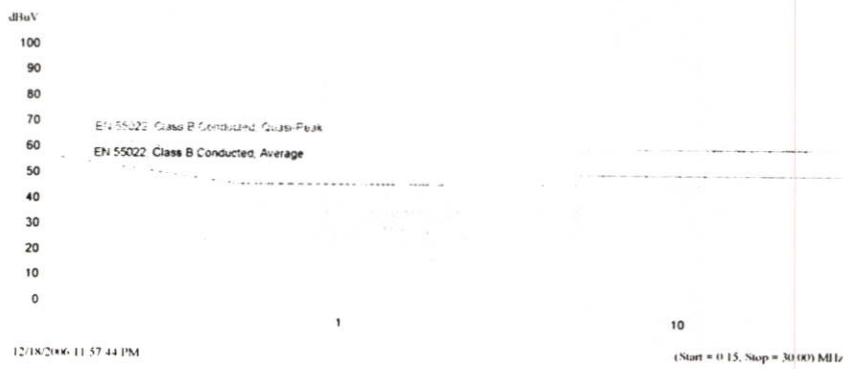
ในรูปที่ 6.39 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM โดยรูปที่ 6.39 (ก) และ (ข) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมและผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง และรูปที่ 6.39 (ค) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม ซึ่งจะเห็นว่าที่ความถี่ 150 kHz – 800 kHz และที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนยังสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน



(ก) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม



(ข) สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

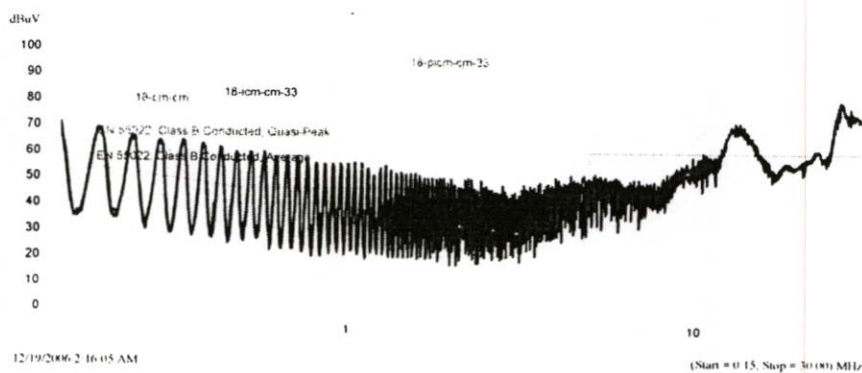


(ค) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

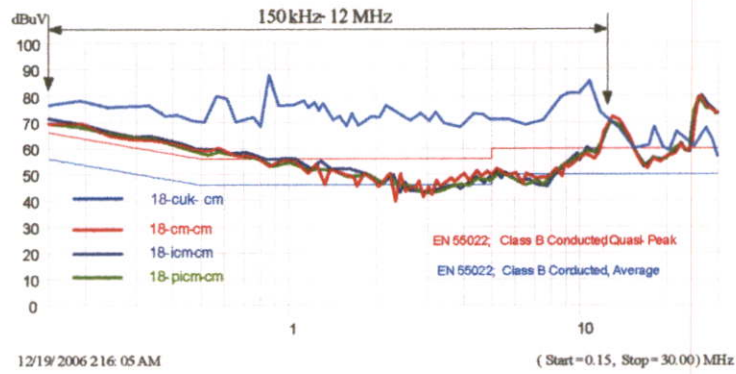
รูปที่ 6.39 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM

4. การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในเงื่อนไขการทดลองที่ 2

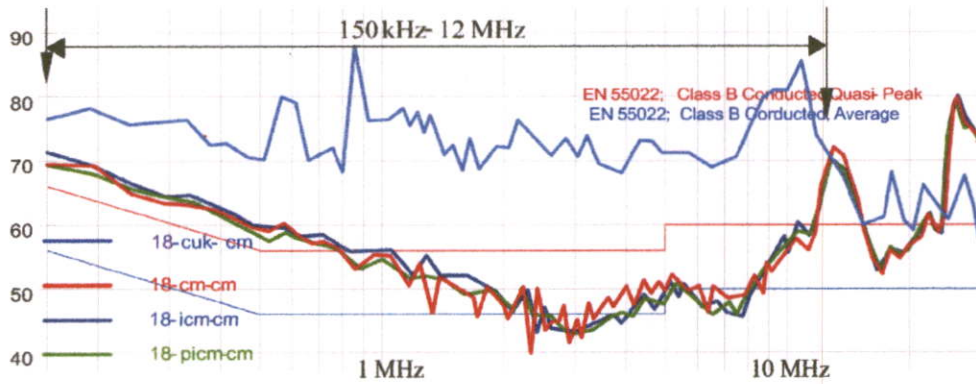
ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบการทำงานของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ ที่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน ในเงื่อนไขการทดลองที่ 2 และจากรูปที่ 6.40 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ ซึ่งจากรูปเห็นว่า เป็นการยากที่จะอธิบายผลการทดสอบ ดังนั้น จึงทำการพล็อตค่าสูงสุดคั้งของสัญญาณรบกวน โหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ ดังแสดงในรูปที่ 6.41 และจากรูปจะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมที่สูงมาก และสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด และเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแล้ว จะเห็นว่าระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมมีค่าลดลงเกือบตลอดทั้งย่านการทำงาน และในย่านความถี่ 150 kHz-12 MHz นั้นสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มาก



รูปที่ 6.40 สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ

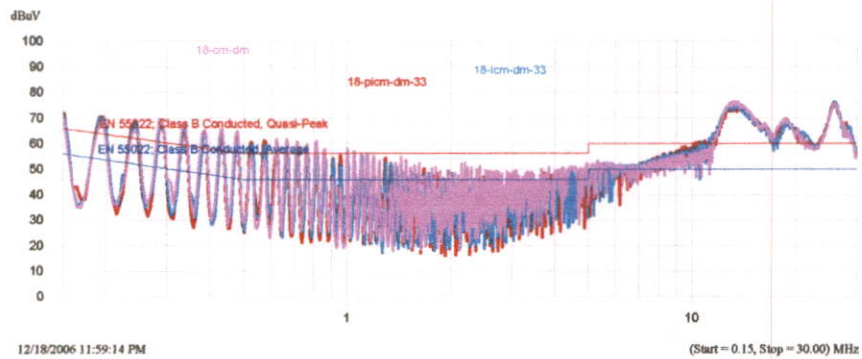


(ก) สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ



(ข) ขยายสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ

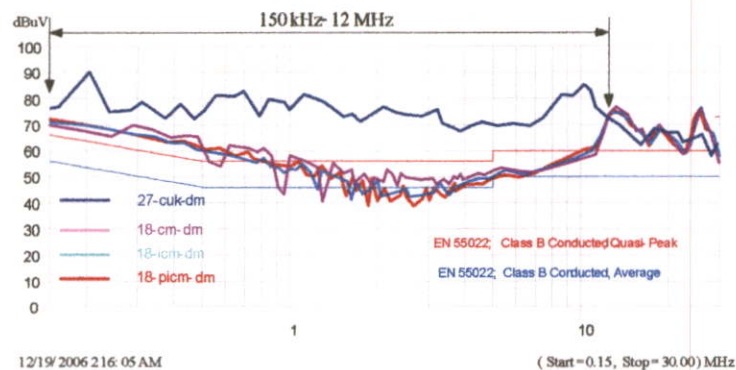
รูปที่ 6.41 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม



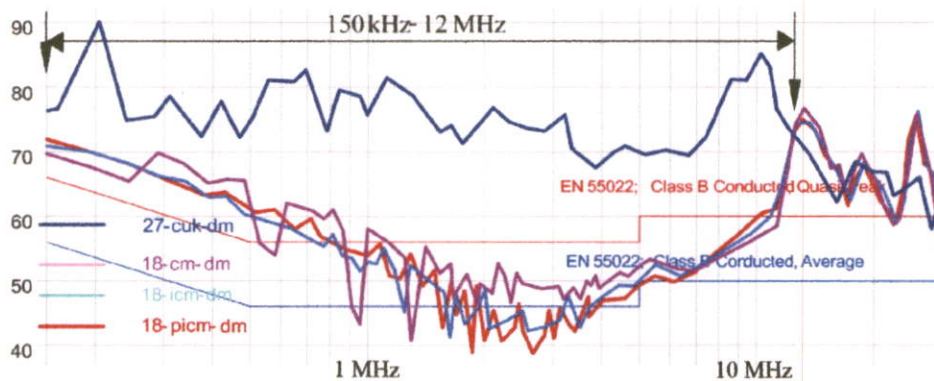
รูปที่ 6.42 สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ

จากรูปที่ 6.42 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ และจากรูป จะทำการพล็อตค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง ดังแสดงในรูปที่ 6.43 จะเป็นการ เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง ขณะที่ไม่ม้วงจรกรองสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างขณะที่ไม่มีวงจร กรองสัญญาณรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างที่สูงมาก และสูงกว่าเส้นขีดจำกัด

มาตรฐานกำหนด และเมื่อใส่วงจรถอดสัญญาณรบกวนแล้ว ระดับสัญญาณรบกวนใหม่ผลต่าง จะมีค่าลดลงเกือบตลอดทั้งย่านการทำงาน และในย่านความถี่ 150 kHz-12 MHz สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มาก



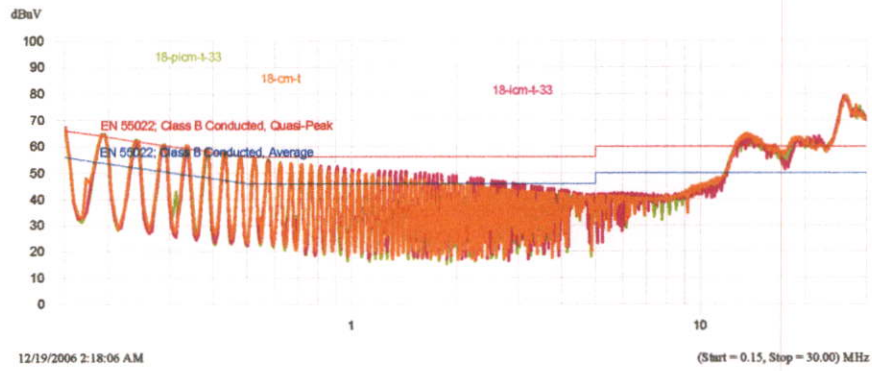
(ก) สัญญาณรบกวนใหม่ผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ



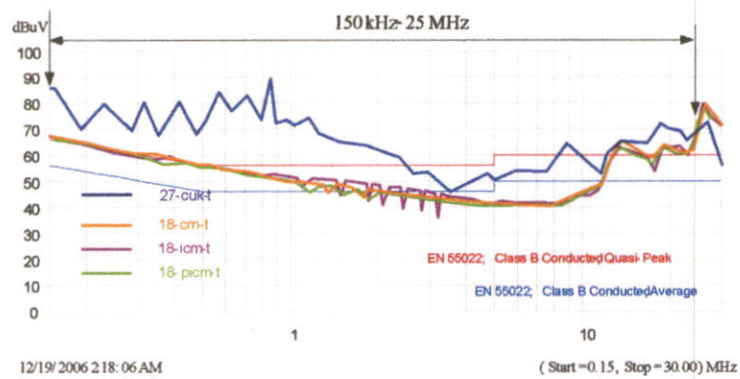
(ข) สัญญาณรบกวนใหม่ผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ

รูปที่ 6.43 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนใหม่ผลต่าง

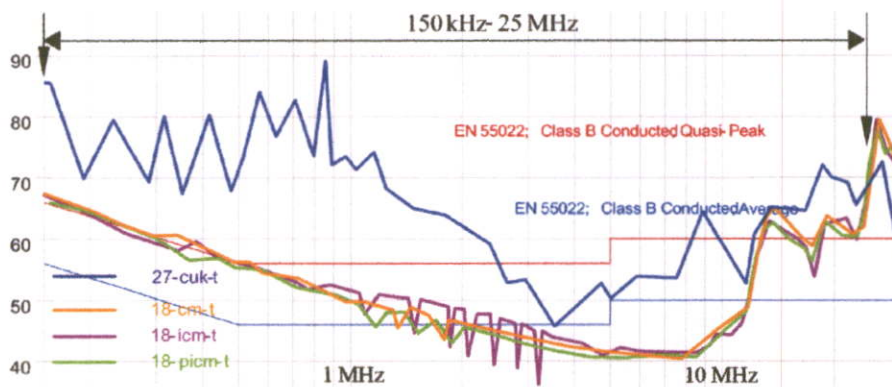
จากรูปที่ 6.44 จะแสดงสัญญาณรบกวนใหม่ผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ และจากรูป จะทำการพล็อตค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนใหม่ผลรวม ดังแสดงในรูปที่ 6.45 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนใหม่ผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ กับสัญญาณรบกวนใหม่ผลรวมขณะที่ไม่มีวงจรถอดสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนใหม่ผลรวมขณะที่ไม่มีวงจรถอดสัญญาณรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนใหม่ผลรวมที่สูง และสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด แต่เมื่อใส่วงจรถอดสัญญาณรบกวนแล้ว ระดับสัญญาณรบกวนใหม่ผลรวม จะมีค่าลดลงตลอดทั้งย่านความถี่ 150 kHz- 30 MHz และจากรูปที่ 6.42 จะแสดงการเปรียบเทียบอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนใหม่ผลรวมทั้ง 3 แบบการจำลอง ซึ่งจะมีค่าความชันเท่ากับ 40 dB/decade ทั้ง 3 แบบการจำลอง



รูปที่ 6.44 สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ

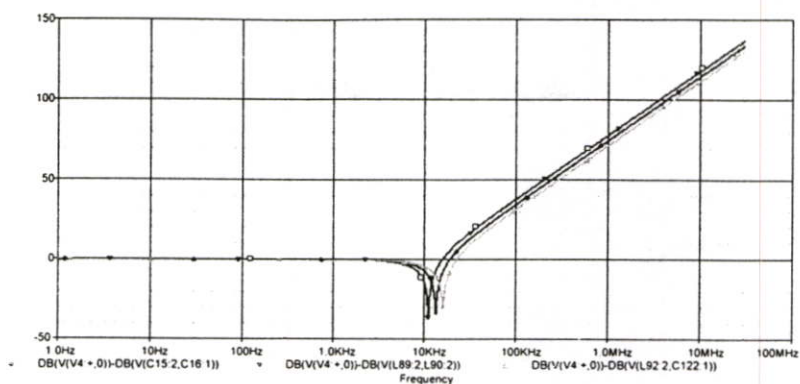


(ก) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ



(ข) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ

รูปที่ 6.45 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

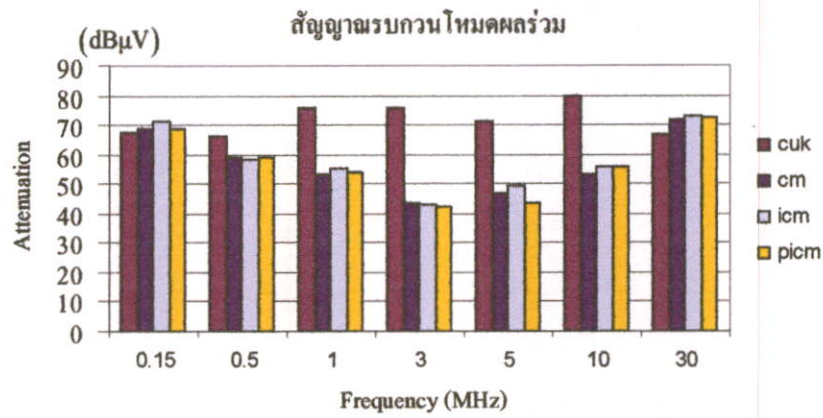


รูปที่ 6.46 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมของการจำลองทั้ง 3 แบบ

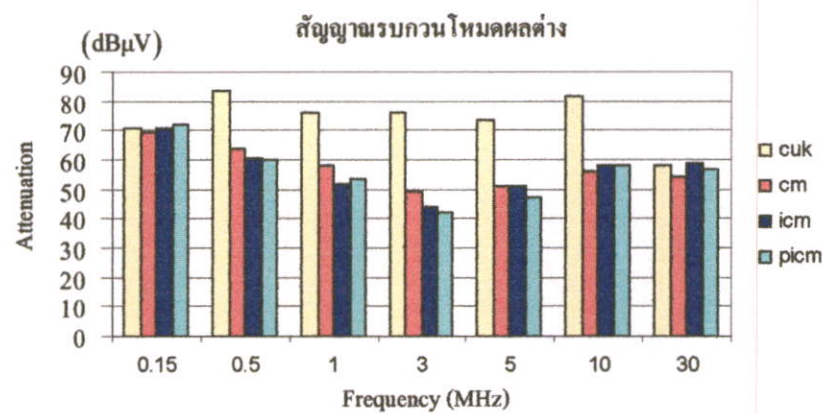
ตารางที่ 6.5 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในรูปแบบการพันต่างๆ ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 2

รูปแบบการพัน	การวัดสัญญาณรบกวน (dB)	ความถี่ (MHz)						
		0.15	0.5	1	3	5	10	30
การพันแบบ CM	CM	69.1	59.2	53.3	44.0	47.0	53.5	72.0
	DM	69.5	64.1	58.1	49.1	51.0	56.4	54.3
	Total	66.8	54.9	47.0	40.2	37.7	44.3	70.8
การพันแบบ ICM	CM	74.2	60.4	55.1	43.0	48.5	63.2	71.4
	DM	76.8	67.0	58.4	50.9	45.1	63.2	71.4
	Total	69.6	56.7	53.4	48.8	42.8	44.6	69.0
การพันแบบ PICM	CM	69.1	59.1	54.2	42.7	43.5	56.0	72.9
	DM	71.9	60.3	53.3	41.9	47.5	58.2	56.6
	Total	70.0	54.5	50.1	42.9	39.8	44.3	70.9

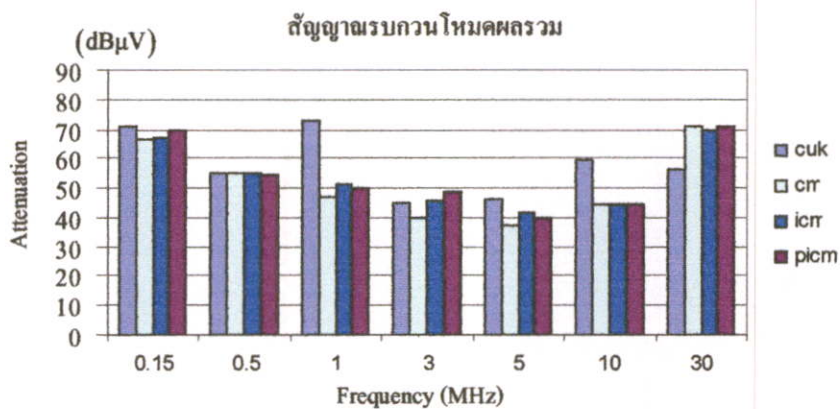
จากตารางที่ 6.5 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีวงจรรอกกับไม่มีวงจรรอกสัญญาณรบกวน ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 2 ซึ่งจะแสดงผลการทดสอบของสัญญาณรบกวนของทั้ง 3 โหมด คือ โหมดผลรวม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม และจากตารางจะแสดงค่าสัญญาณรบกวนทั้ง 3 โหมด ที่ความถี่ต่างๆ และสามารถพล็อตกราฟได้ดังในรูปที่ 6.47-6.49 และจากรูปจะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดต่างๆ ขณะมีวงจรรอกสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรรอกสัญญาณรบกวน



รูปที่ 6.47 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง



รูปที่ 6.48 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง



รูปที่ 6.49 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง

จากรูปที่ 6.47 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรรองสัญญาณรบกวน และจากการทดสอบ พบว่าวงจรรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบ สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากในย่านความถี่

1 MHz – 10 MHz ประมาณ 20 dB และสำหรับการพันแบบ PICM สามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนได้สูงที่สุด 33.2 dB ที่ความถี่ 3 MHz และจากรูปที่ 6.48 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะมีวงจรรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรรองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบแล้วพบว่าที่ความถี่ 500 kHz – 10 MHz จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากถึง 34.2 dB สำหรับการพันแบบ PICM

จากรูปที่ 6.49 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรรองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบพบว่าที่ความถี่ 1 MHz และความถี่ 10 MHz จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากถึง 26 dB สำหรับการพันแบบ CM

❖ สรุปผลการทดสอบและการวิเคราะห์ผลการทดสอบในเงื่อนไขที่ 2

- ผลการทดสอบเงื่อนไขที่ 2 ที่กำหนดให้ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเก็บประจุสูงสุดที่มาตรฐานยอมรับได้ คือ 3300 pF และจะทำการทดสอบเพื่อดูผลของตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} ที่มีค่าเหนี่ยวนำและรูปแบบการพันที่แตกต่างกันว่าจะมีผลอย่างไรต่อการทำงานในโหมดผลรวมสามารถสรุปได้ว่า การพันแบบ PICM นั้นสามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนได้สูงที่สุด 33.2 dB ที่ความถี่ 3 MHz เนื่องจากค่าเหนี่ยวนำ L_{CM} และผลของตัวเหนี่ยวนำ L_{DM} ที่เกิดจากรูปแบบการพันจะมีค่าเหนี่ยวนำจะมีค่ามากกว่าการพันทั้ง 2 แบบ ดังสมการที่ 4.43 และจากรูปที่ 4.15 ทำให้การพันแบบ PICM สามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนได้สูง

- เมื่อพิจารณาโหมดผลต่าง ผลจากการทดสอบวงจรรองสัญญาณรบกวนที่มีรูปแบบการพันแบบ PICM สามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนได้สูงที่สุดในย่านความถี่ 500 kHz - 10 MHz

- จากการทดสอบวงจรรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบ แม้ว่า จะกำหนดให้ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเก็บประจุสูงสุดที่มาตรฐานยอมรับได้ จะเห็นว่าที่ความถี่สูงตั้งแต่ 10 MHz - 30 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด เป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรหรือ เป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์

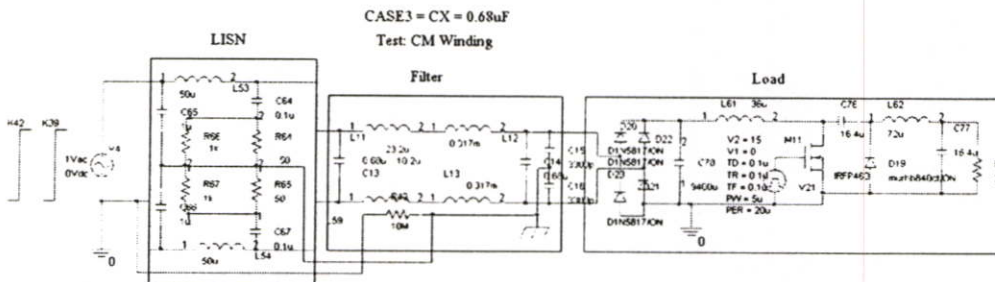
- จากการจำลองการทำงานของวงจรรองสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมทั้ง 3 แบบ จะเห็นว่าค่าความชันและอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมจะมีค่าเท่ากัน และเมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองยังมีความแตกต่างกันมาก เนื่องจากในการจำลองการทำงานยังไม่ได้รวมผลของค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรรองสัญญาณรบกวน และวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาทำการทดสอบ

6.1.3.3 การทดสอบที่ 3: กำหนดค่า C_X ให้มีค่าเท่ากับการออกแบบ ($C_X = 0.68 \mu F$)

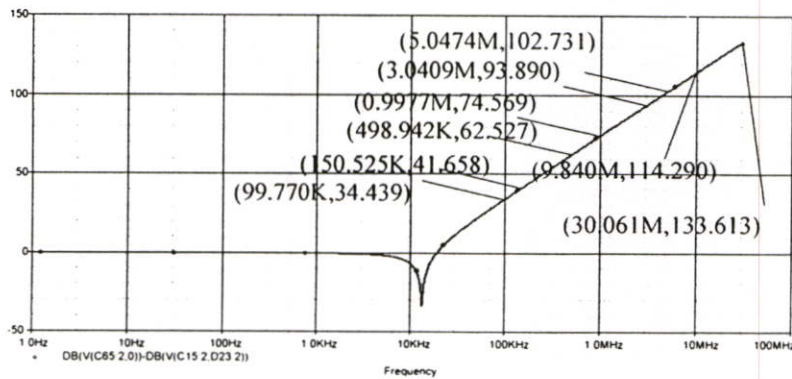
จากหัวข้อที่ 5.3.3 ในการทดสอบเงื่อนไขที่ 3 นี้จะทำการทดสอบเพื่อดูผลของตัวเหนี่ยวนำ L_{JM} ที่มีค่าเหนี่ยวนำแตกต่างกันเนื่องจากรูปแบบการพันนั้นว่าจะมีผลอย่างไรต่อการทำงานในโหมดผลต่าง ดังนั้นเงื่อนไข ในการทดสอบนี้จึงกำหนดให้ตัวเก็บประจุ C_X มีค่าเก็บประจุเท่ากับการออกแบบในบทที่ 4 และจากรูปแบบจะได้ค่าเก็บประจุ C_X จะมีค่าเท่ากับ $0.68 \mu F$ และในหัวข้อนี้จะแสดงผลการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 3

1. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM

ในรูปที่ 6.50 จะแสดงวิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM โดยที่การจำลองจะประกอบด้วย วงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN) และวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM ซึ่งในส่วนของตัวเหนี่ยวนำ L12 และ L13 จะมีลักษณะการทำงานเป็นแบบแกนเหล็กรวมกัน โดยพารามิเตอร์ K42 และ K39 จะแทนคุณลักษณะของแกนเหล็กที่ใช้ในการวิจัย และผลที่ได้จากการจำลองการทำงานจะมีค่าความชันเท่ากับ 40 dB/decade และอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 6.51

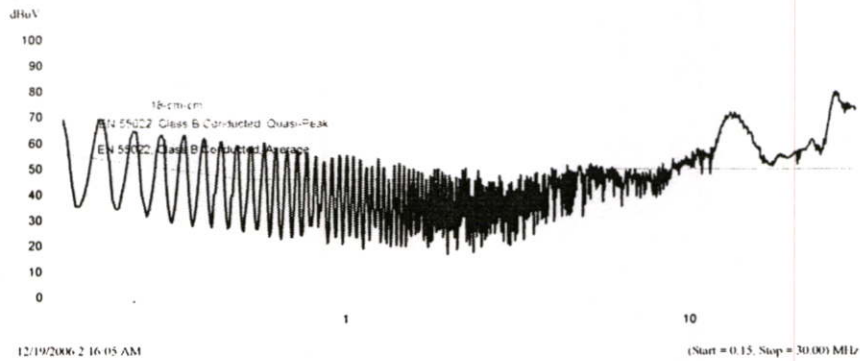


รูปที่ 6.50 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่มีการพันแบบ CM



รูปที่ 6.51 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่ความถี่ต่างๆ

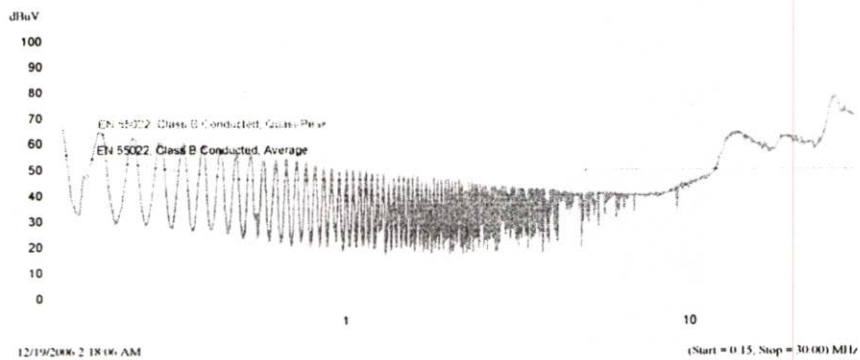
ในรูปที่ 6.52 จะแสดงผลการทดสอบวัดวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 3 โดยรูปที่ 6.52 (ก) และ (ข) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมและผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง จะเห็นว่าที่ความถี่ 150 kHz – 700 kHz และที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นจำกัดมาตรฐาน และในรูปที่ 6.52 (ค) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม จะเห็นว่าที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน



(ก) สัญญาณรบกวนโหมคผลรวม



(ข) สัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

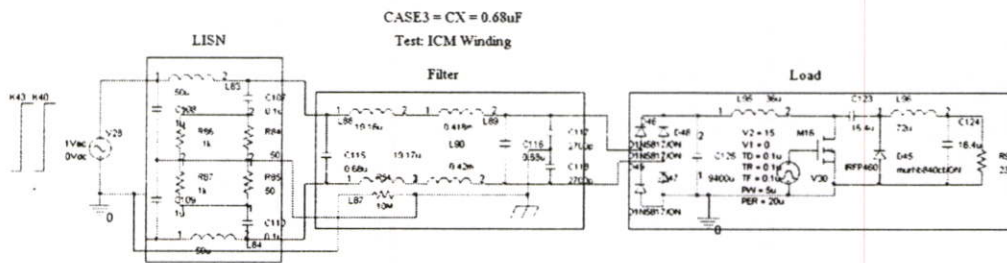


(ค) สัญญาณรบกวนโหมคผลรวม

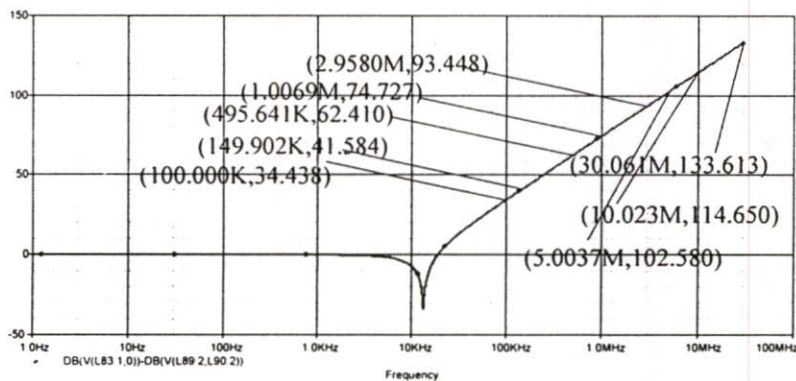
รูปที่ 6.52 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM

2. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM

ในรูปที่ 6.53 จะแสดงวิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM โดยที่การจำลองจะประกอบด้วย วงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN) และวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM ซึ่งในส่วนนี้ ตัวเหนี่ยวนำ L89 และ L90 จะมีลักษณะการทำงานเป็นแบบแกนเหล็กรวมกัน โดยพารามิเตอร์ K43 และ K40 จะแทนคุณลักษณะของแกนเหล็กที่ใช้ในการวิจัย และผลที่ได้จากการจำลองการทำงานจะมีค่าความชันเท่ากับ 40 dB/decade และอัตราราลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่ความถี่ต่างๆดังแสดงในรูปที่ 6.54

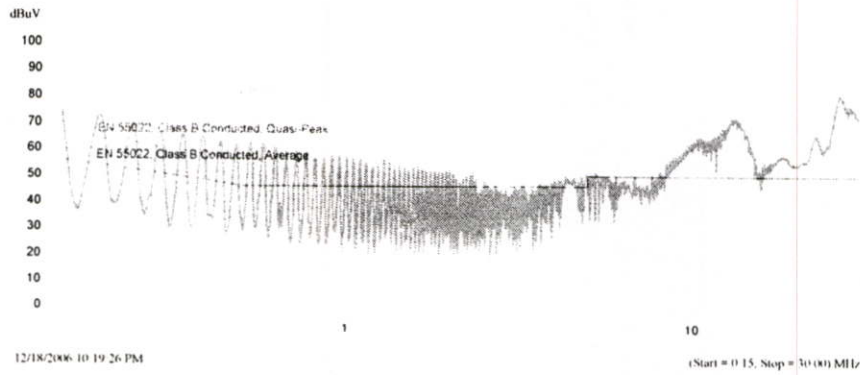


รูปที่ 6.53 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่มีการพันแบบ ICM

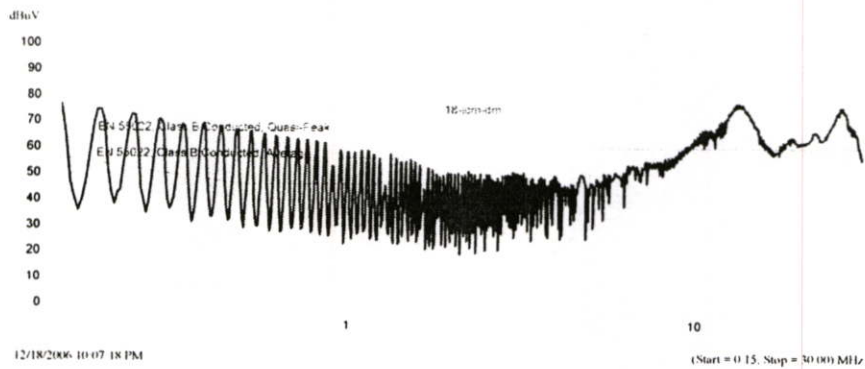


รูปที่ 6.54 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่ความถี่ต่างๆ

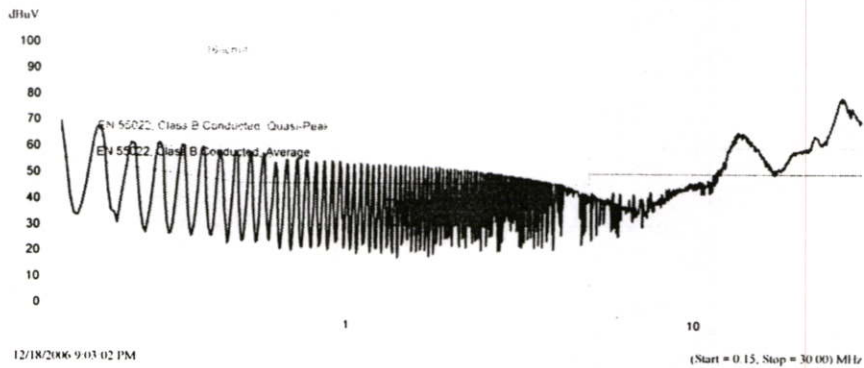
ในรูปที่ 6.55 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 3 โดยรูปที่ 6.55 (ก) และ (ข) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมและผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง จะเห็นว่าที่ความถี่ 150 kHz – 1 MHz และที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นจำกัดมาตรฐาน และในรูปที่ 6.55 (ค) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม โดยที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ผลของสัญญาณรบกวนสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน



(ก) สัญญาณรบกวนโหมคผลรวม



(ข) สัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง



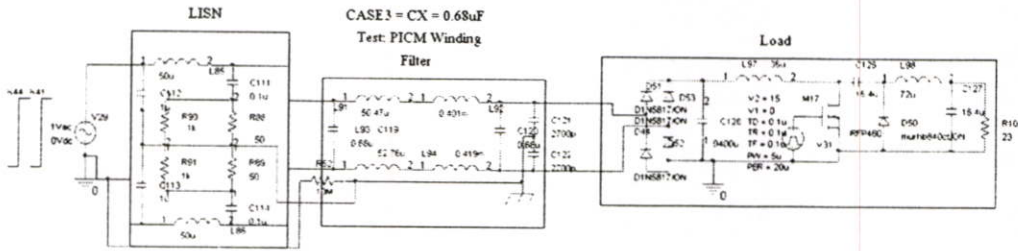
(ค) สัญญาณรบกวนโหมคผลรวม

รูปที่ 6.55 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM

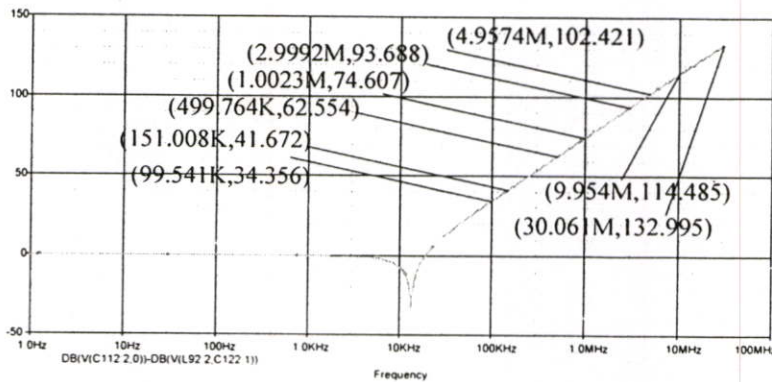
3. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM

ในรูปที่ 6.56 จะแสดงวิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM โดยที่การจำลองจะประกอบด้วย วงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN) และวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM ซึ่งในส่วนนี้ ตัวเหนี่ยวนำ L92 และ L94 จะมีลักษณะ

การทำงานเป็นแบบแกนเหล็กรวมกัน โดยมีพารามิเตอร์ K44 และ K41 จะมีลักษณะการทำงานเป็นแบบแกนเหล็กรวมกัน และผลที่ได้จากการจำลองการทำงานจะมีค่าความชันเท่ากับ 40 dB/decade และอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่ความถี่ต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 6.57

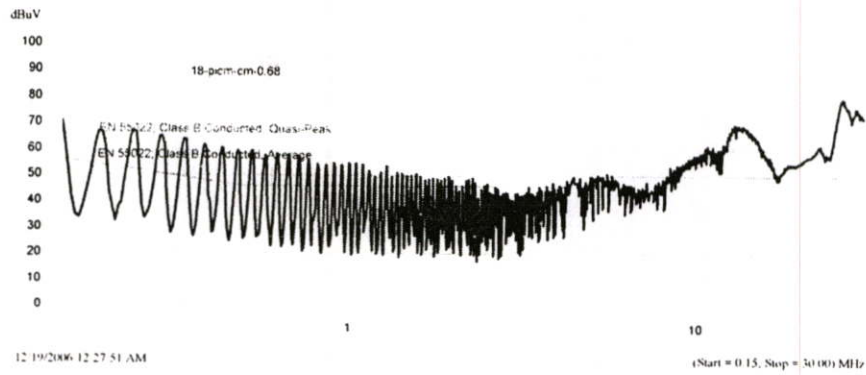


รูปที่ 6.56 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM

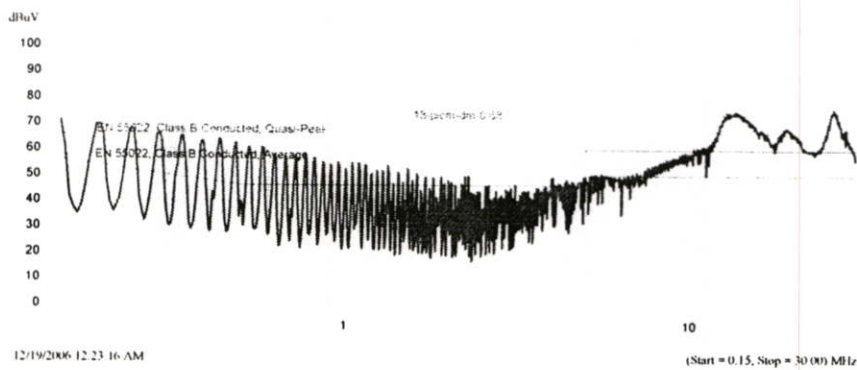


รูปที่ 6.57 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่ความถี่ต่างๆ

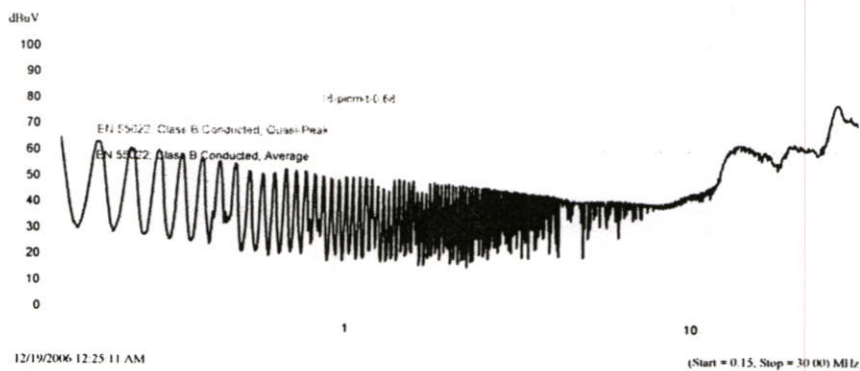
ในรูปที่ 6.58 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ PICM ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 3 โดยรูปที่ 6.58 (ก) และ (ข) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมและผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง จะเห็นว่าที่ความถี่ 150 kHz – 700 kHz และที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน และในรูปที่ 6.58 (ค) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม โดยที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ผลของสัญญาณรบกวนสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน



(ก) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม



(ข) สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง



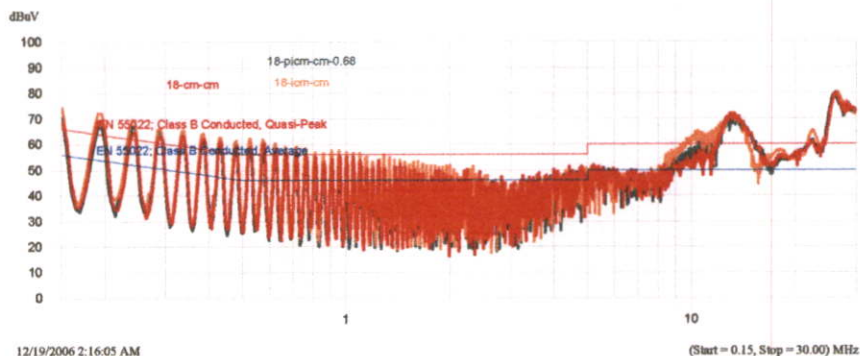
(ค) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

รูปที่ 6.58 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ ICM

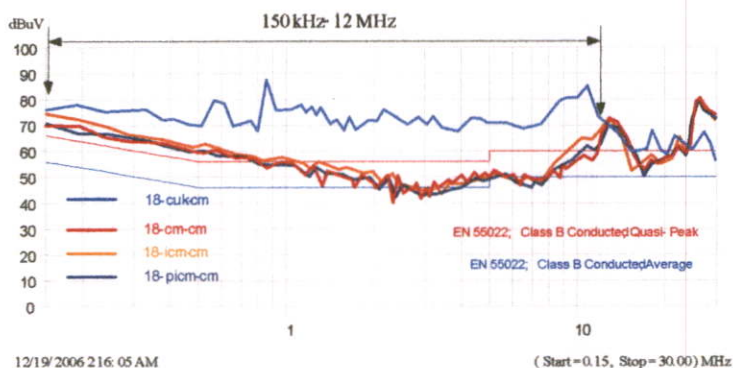
4. การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในเงื่อนไขการทดลองที่ 3

ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบการทำงานของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ ขณะที่มียังวงจรกรองสัญญาณรบกวน ในเงื่อนไขการทดลองที่ 3 และจากรูปที่ 6.59 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ ซึ่งจากรูปเห็นว่าเป็นการยากที่จะอธิบายผลการทดสอบ ดังนั้น จึงทำการพล็อตค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการพันทั้ง 3

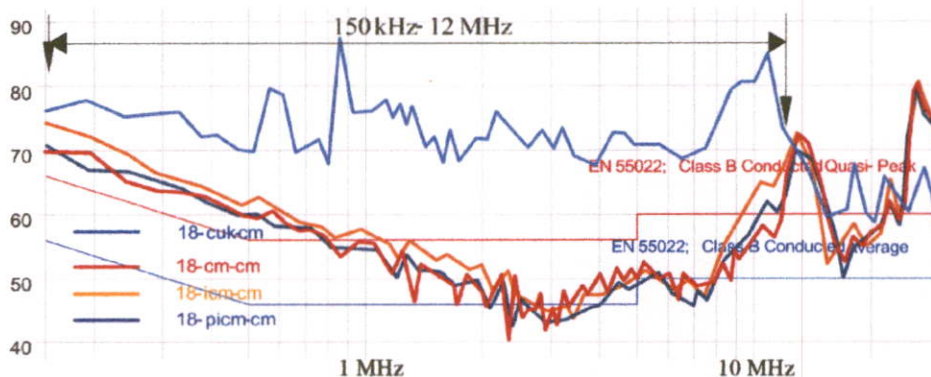
แบบดังแสดงในรูปที่ 6.60 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมที่สูงมาก และสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด และจากรูปที่ 6.60 เมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแล้ว จะเห็นว่าระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมจะมีค่าลดลงเกือบตลอดทั้งย่านการทำงาน และในย่านความถี่ 150 kHz-12 MHz นั้นสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มาก



รูปที่ 6.59 สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ

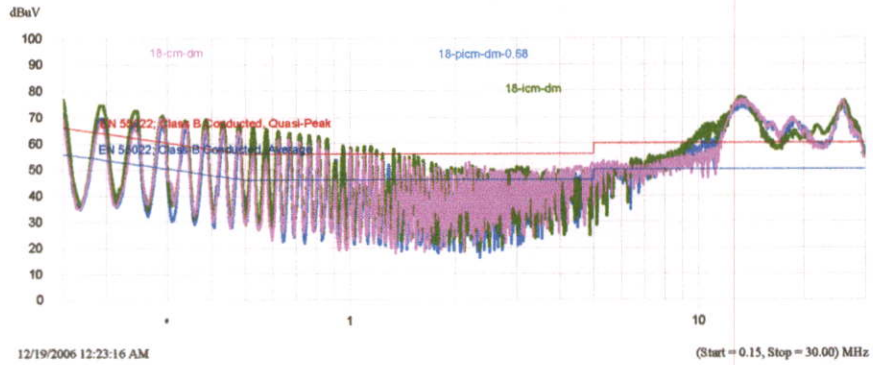


(ก) สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ

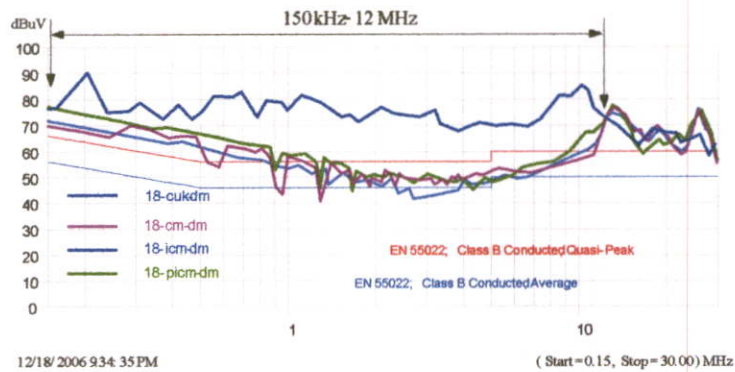


(ข) สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมของการพันทั้ง 3 แบบ

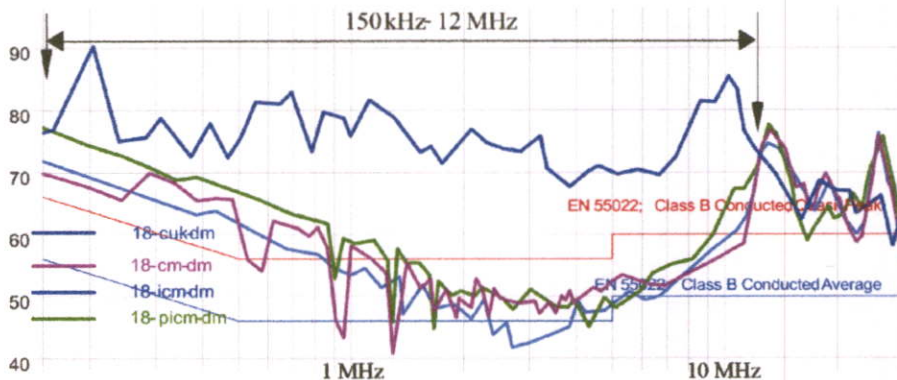
รูปที่ 6.60 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม



รูปที่ 6.61 สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ



(ก) สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ

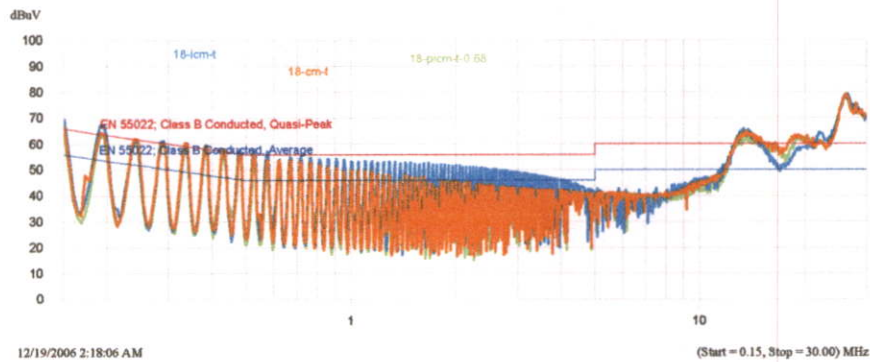


(ข) สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ

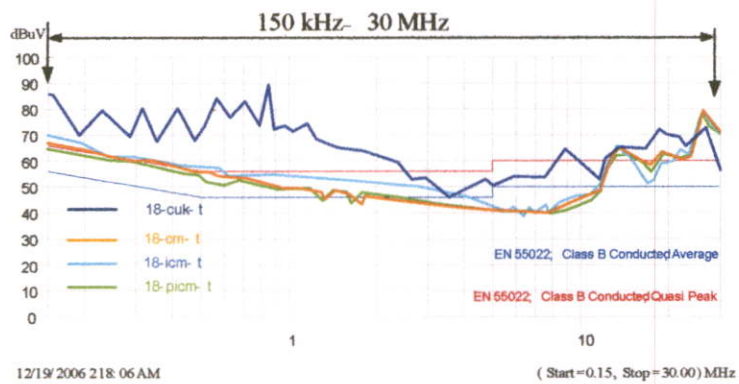
รูปที่ 6.62 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

จากรูปที่ 6.61 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ และจากรูป จะทำการพล็อตค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ดังแสดงในรูปที่ 6.62 จะเป็นการ เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ขณะที่ไม่ม้วงจรของสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะที่ไม่ม้วงจร

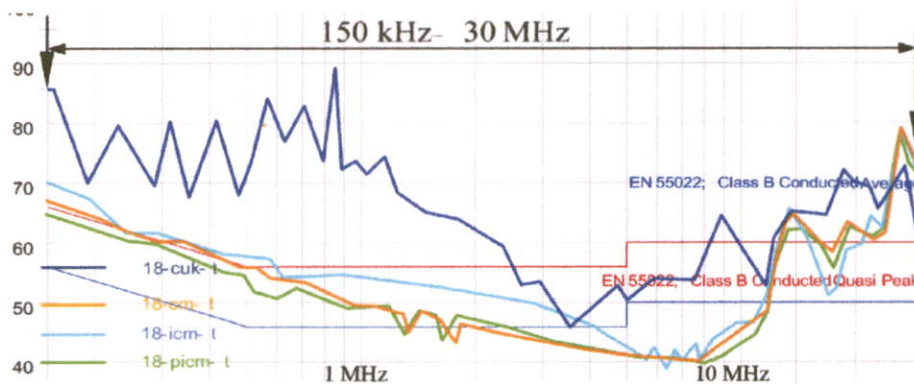
กรองสัญญาณรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างที่สูงมาก และสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด และเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแล้ว จะเห็นว่าระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง จะมีค่าลดลงเกือบตลอดทั้งย่านการทำงาน และในย่านความถี่ 150 kHz-12 MHz สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มาก



รูปที่ 6.63 สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ



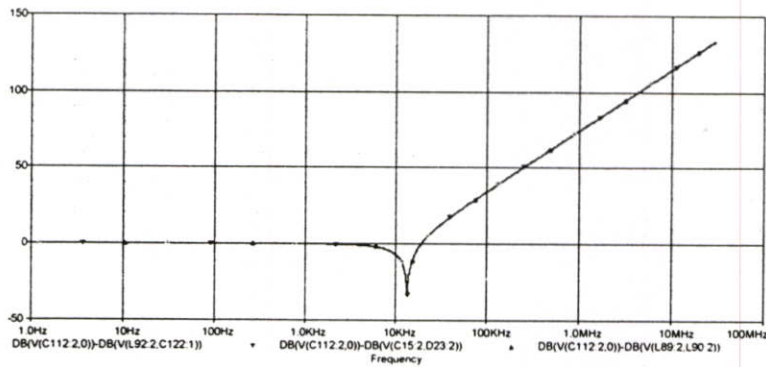
(ก) สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ



(ข) สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ

รูปที่ 6.64 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม

จากรูปที่ 6.63 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ และจากรูป จะทำการพล็อตค่าสูงสุดคั้งของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม ดังแสดงในรูปที่ 6.64 จะเป็นการ เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมของการพันทั้ง 3 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมค ผลรวมขณะที่ไม่มีวงจรรองสัญญาณรบกวน ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมขณะที่ ไม่มีวงจรรองสัญญาณรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่สูง และสูงกว่าเส้น ชิดจำกัดมาตรฐานกำหนด แต่เมื่อใส่วงจรรองสัญญาณรบกวนแล้ว จะเห็นว่าระดับสัญญาณ รบกวนโหมคผลรวม มีค่าลดลงตลอดทั้งย่านความถี่ 150 kHz- 30 MHz และจากรูปที่ 6.65 จะ แสดงการเปรียบเทียบอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบการจำลอง ซึ่งจะมีค่าความชัน เท่ากับ 40 dB/decade ทั้ง 3 แบบการจำลอง



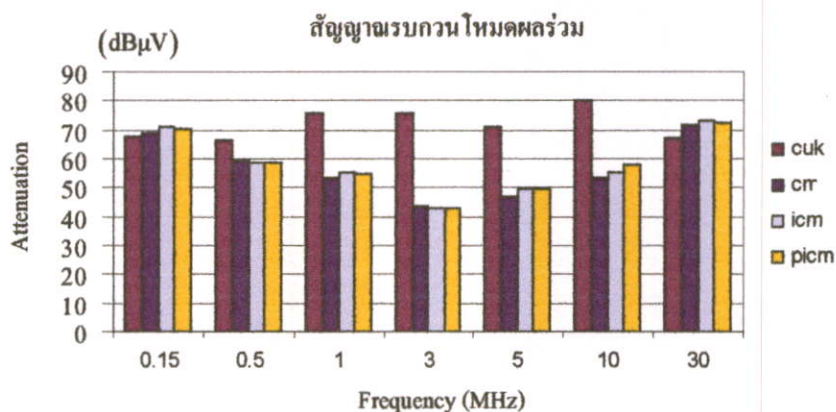
รูปที่ 6.65 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมทั้ง 3 แบบการจำลอง

ตารางที่ 6.6 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในรูปแบบการพันต่างๆ

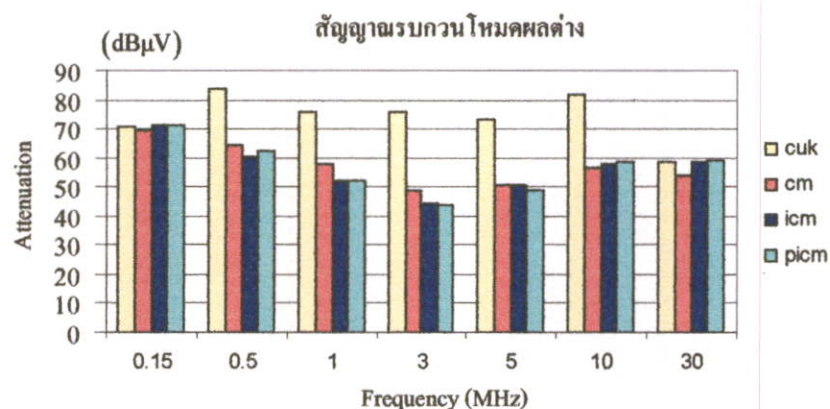
รูปแบบการ พัน	การวัดสัญญาณ รบกวน (dB)	ความถี่ (MHz)						
		0.15	0.5	1	3	5	10	30
การพันแบบ CM	CM	69.1	59.2	53.3	44.0	47.0	53.5	72.0
	DM	69.5	64.1	58.1	49.1	51.0	56.4	54.3
	Total	66.8	54.9	47.0	40.2	37.7	44.3	70.8
การพันแบบ ICM	CM	74.2	60.4	55.1	43.0	48.5	63.2	71.4
	DM	76.8	67.0	58.4	50.9	45.1	63.2	71.4
	Total	69.6	56.7	53.4	48.8	42.8	44.6	69.0
การพันแบบ PICM	CM	70.6	58.4	54.8	43.1	49.3	58.0	72.5
	DM	71.4	62.6	52.1	43.5	49.1	58.4	59.1
	Total	64.0	55.0	49.8	44.2	40.6	43.4	71.4

จากตารางที่ 6.6 จะแสดงผลการทดสอบวงจรรูทคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีวงจรรองกับไม่มี วงจรรองสัญญาณรบกวน ในเงื่อนไขการทดสอบที่ 3 ซึ่งจะแสดงผลของสัญญาณรบกวนทั้ง 3

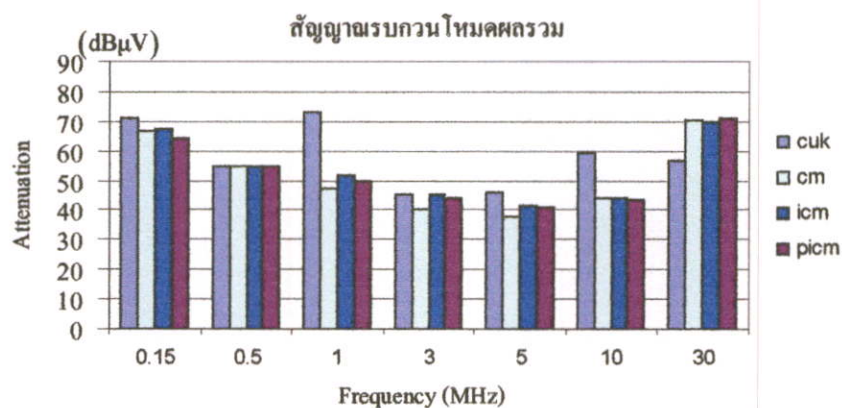
โหมค คือ โหมคผลรวม โหมคผลต่าง และโหมคผลรวม และจากตารางจะแสดงค่าสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่างๆ และสามารถพล็อตกราฟได้ดังในรูปที่ 6.66 - 6.68 จะแสดงการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคต่างๆ ขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรองสัญญาณรบกวน



รูปที่ 6.66 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง



รูปที่ 6.67 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง



รูปที่ 6.68 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมขณะมีวงจรรองกับไม่มีวงจรรอง

จากรูปที่ 6.66 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมขณะมีวงจรรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรรองสัญญาณรบกวน และจากการทดสอบพบว่าวงจรรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบ สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมได้มากในย่านความถี่ 500 kHz – 10 MHz ประมาณ 10 – 20 dB และสำหรับการพันแบบ PICM สามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนได้สูงที่สุด 32.8 dB ที่ความถี่ 3 MHz และจากรูปที่ 6.67 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง ขณะมีวงจรรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรรองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบแล้วพบว่าที่ความถี่ 500 kHz – 10 MHz จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างได้มากถึง 32.6 dB สำหรับการพันแบบ PICM

จากรูปที่ 6.68 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมขณะมีวงจรรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรรองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบแล้วพบว่าที่ความถี่ 1 MHz และความถี่ 10 MHz จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากถึง 26 dB สำหรับการพันแบบ CM แต่ที่ความถี่ 30 MHz ค่าสัญญาณรบกวนจากการทดสอบวงจรรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบ จะมีค่ามากขึ้น

❖ สรุปผลการทดสอบและการวิเคราะห์ผลการทดสอบในเงื่อนไขที่ 3

- ผลการทดสอบเงื่อนไขที่ 3 ที่กำหนดค่าตัวเก็บประจุ C_x ให้มีค่าเท่ากับการออกแบบ ($C_x = 0.68 \mu\text{F}$) ทดสอบเพื่อ จะดูผลของตัวเหนี่ยวนำ L_{IM} ที่มีค่าเหนี่ยวนำแตกต่างกัน เนื่องจากรูปแบบการพัน ว่าตัวเหนี่ยวนำ L_{IM} จะมีผลอย่างไรต่อการทำงานในโหมคผลต่าง สามารถสรุปได้ว่า การพันแบบ PICM นั้นสามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนได้สูงที่สุด 32.6 dB ที่ความถี่ 3 MHz เนื่องจากค่าเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{IM} และค่าเหนี่ยวนำรั่วไหล $L_{CM,leakage}$ ที่เกิดจากรูปแบบการพันจะมีค่าเหนี่ยวนำมากกว่าการพันทั้ง 2 แบบ

- เมื่อพิจารณาโหมคผลร่วม ผลจากการทดสอบวงจรรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบสามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากในย่านความถี่ 1 MHz - 10 MHz ดังในรูปที่ 6.67

- จากการทดสอบวงจรรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบ แม้ว่า จะกำหนดค่าตัวเก็บประจุ C_x ให้มีค่าเท่ากับการออกแบบ จะเห็นว่าที่ความถี่สูงตั้งแต่ 10 MHz - 30 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด เป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรรองหรือ เป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์

- จากการจำลองการทำงานของวงจรรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ จะเห็นว่าค่าความชันของของอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมคผลต่างจะมีค่าเท่ากัน และเมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองยังมีความแตกต่างกันมาก เนื่องจากการจำลองการทำงานยังไม่ได้รวมผลของค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรรองสัญญาณรบกวน และวงจรรูทคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาทำการทดสอบ

6.2 การเปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

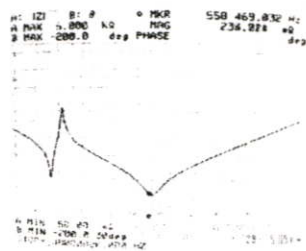
ในส่วนนี้เป็นการนำผลการทดสอบที่ได้จากการวัดมาทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบ เพื่อแสดงให้เห็นว่ามีความแตกต่างที่เกิดขึ้น โดยประเด็นที่มีการเปรียบเทียบนั้นสามารถสรุปได้ดังนี้

1. เปรียบเทียบรูปแบบการพันและโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า
2. เปรียบเทียบอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรกรองสัญญาณรบกวนขณะใส่กับไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน

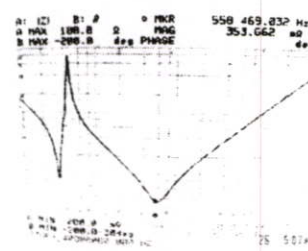
เมื่อทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบในแต่ละหัวข้อแล้วจะทำการสรุปและวิเคราะห์ผลการทดสอบ เพื่อให้เกิดความเข้าใจในแต่ละประเด็น และในแต่ละเงื่อนไขที่ได้ทำการทดสอบโดยเริ่มจากการเปรียบเทียบรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง จากนั้นทำการเปรียบเทียบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในแต่ละแบบ

6.2.1 การเปรียบเทียบรูปแบบการพันและโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

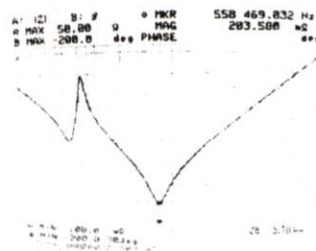
ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบรูปแบบการพัน และโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับการทดสอบและวิเคราะห์รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างได้ทำการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ 6.1.2



(ก) วงจรกรองสัญญาณรบกวนแบบ CM



(ข) วงจรกรองสัญญาณรบกวนแบบ ICM



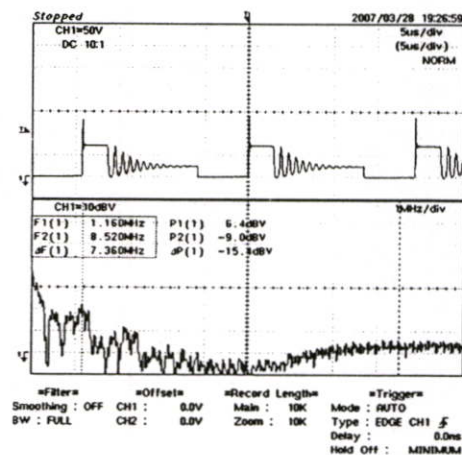
(ค) วงจรกรองสัญญาณรบกวนแบบ PICM

รูปที่ 6.69 ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ

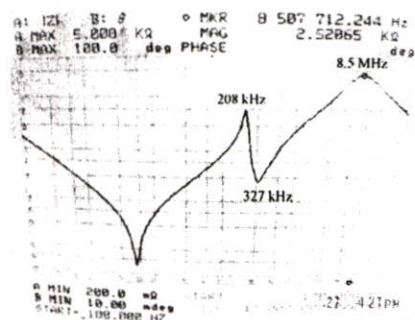
จากรูปที่ 6.69 จะเป็นผลการทดสอบหาค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ และจากการทดสอบแล้วพบว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบจะมีค่าใกล้เคียงกันประมาณ 558 kHz

6.2.2 การเปรียบเทียบอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรกรองสัญญาณรบกวนขณะใส่กับไม้อัดวงจรกรองสัญญาณรบกวน

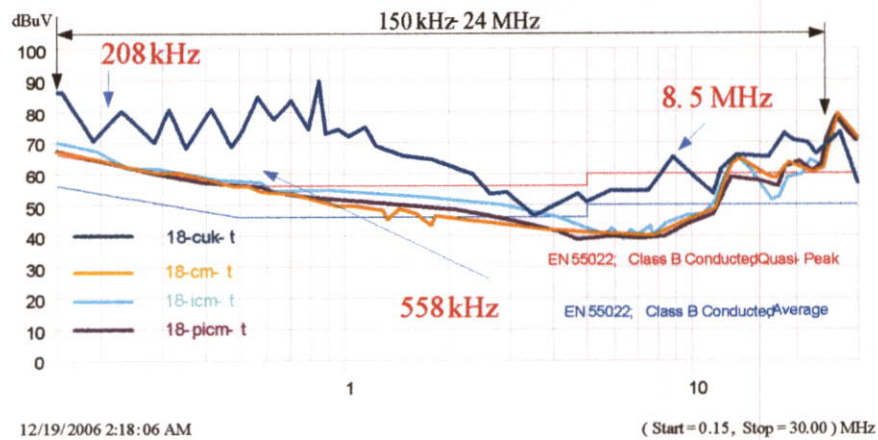
ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบผลของการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าขณะใส่กับไม้อัดวงจรกรองสัญญาณรบกวน โดยจะเริ่มจากการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ และจากรูปที่ 6.70 จะเป็นการวัดแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต แล้วทำการแตกฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์มอสเฟต และผลจากการวัดจะเห็นว่าจะมีค่าสูงที่ความถี่ 1.16 MHz และ 8.52 MHz ที่เกิดจากการสวิตช์ของมอสเฟต



รูปที่ 6.70 แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์และฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์



รูปที่ 6.71 ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 6.72 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน

จากรูปที่ 6.71 จะเป็นการนำวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นจริงมาทำการทดสอบหาค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ และเมื่อพิจารณาในย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz จะเห็นว่าจะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงที่ความถี่ 208 kHz กับ 8.5 MHz และเมื่อนำวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์มาทำการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมแล้วพบว่าจะมีสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่เกินกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด และจะมีค่าสูงที่ความถี่ประมาณ 850 kHz และที่ความถี่ประมาณ 8.5 MHz และเมื่อวิเคราะห์ผลการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม พบว่าที่ความถี่ 850 kHz นั้นอาจเกิดจากการสวิตช์ของมอเตอร์ และที่ความถี่ 8.5 MHz นั้นอาจเกิดจากการสวิตช์ของมอเตอร์หรือค่าเรโซแนนซ์ของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ แล้วจากรูปจะแสดงผลสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ พบว่าวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่ใช้จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้เกือบตลอดย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz

6.3 สรุปผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ในบทนี้จะเป็นการทดสอบทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยเริ่มจากการทดสอบตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่างที่นำเสนอทั้ง 3 แบบ ว่าการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่างทั้ง 3 แบบสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือวงจรไฟฟ้าได้มากหรือน้อยและผลจากการทดสอบได้สรุปและวิเคราะห์ไว้แล้วในหัวข้อที่ 6.1.2 แล้วจากนั้นได้นำตัวเหนี่ยวนำโหมคผลรวมและโหมคผลต่างที่นำเสนอทั้ง 3 แบบมาใส่ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า แล้วทำการจำลองและทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ และผลจากการทดสอบได้สรุปและวิเคราะห์ไว้แล้วในหัวข้อที่ 6.1.3

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่แตกต่างกัน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ได้นำเทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างมาประยุกต์ใช้ และพัฒนาตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างให้มีความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้สูง เมื่อใช้ปริมาตรเท่ากับขนาดของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมเพียงตัวเดียวเท่านั้น โดยวิทยานิพนธ์จะทำการจำลองและทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมคการทำงานต่างๆ และทำการวิเคราะห์ผลการทดสอบและหลักการทางทฤษฎีของสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง ว่าทำไมวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำเสนอจึงให้ผลที่ดีกว่าแบบทั่วไป

สำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำเสนอทั้ง 3 แบบ คือ

- 1 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบทั่วไป (การพันแบบ CM)
- 2 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ ICM (การพันแบบ ICM)
- 3 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง แบบ PICM (การพันแบบ PICM)

7.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้จะสามารถสรุปผลการวิจัยแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อ คือหัวข้อที่ 7.1.1 จะเป็นการสรุปผลการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างของทั้ง 3 แบบ หัวข้อที่ 7.1.2 จะเป็นการสรุปผลในเงื่อนไขการทดสอบ และหัวข้อสุดท้ายจะเป็นการสรุปงานวิจัยในด้านอื่นๆ ดังต่อไปนี้

7.1.1 สรุปผลการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง

จากการทดสอบตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ สามารถสรุปได้ดังนี้

- การใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างของการพันทั้ง 3 แบบ ที่นำเสนอ จะไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ตลอดย่านความถี่ แต่สามารถลดทอนได้ในระดับหนึ่ง และยิ่งสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด ดังในรูปที่ 6.6
- วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่การพันแบบ PICM จะเหมาะสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์หรือผลิตภัณฑ์ที่มีสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างสูง เนื่องจากรูปแบบการพัน

แบบ PICM จะมีค่าเหนี่ยวนำรั่วไหล $L_{CM, Leakage}$ ที่เกิดจากรูปแบบการพันสูง ทำให้สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างได้

- สำหรับการพันแบบ PICM ควรจะเลือกเลือกแกนเหล็กชนิดผงโลหะให้มีค่าความซาบซึมสูงๆ เพื่อที่จะให้มีค่าเหนี่ยวนำโหมดผลต่างมีค่ามากเมื่อเทียบกับปริมาตรที่เท่ากัน

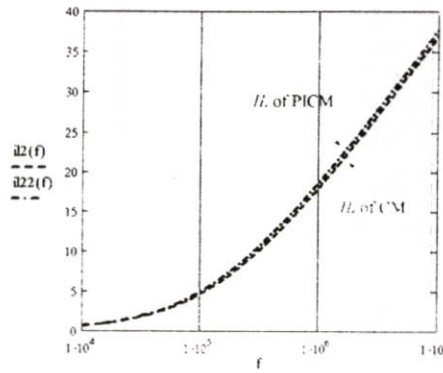
- ในการเลือกแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์สำหรับตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม ควรจะเลือกแกนเหล็กที่มีค่าความซาบซึมต่อความถี่สูงๆ และ ในการเลือกแกนเหล็กชนิดผงโลหะสำหรับตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง ควรจะเลือกเนื้อสารแกนเหล็กให้เหมาะกับการใช้งาน

วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแตกต่างกันสามารถสรุปโครงสร้างการพัน และรายละเอียดของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังตารางที่ 7.1 เพื่อเป็นแนวทางในการเลือกรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

ตารางที่ 7.1 โครงสร้างการพันและวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

	การพันของทั้ง 3 แบบ		
	แบบ CM	แบบ ICM	แบบ PICM
ลักษณะการพัน	ง่าย	ง่าย	ยาก
L_{DM} ที่เกิดขึ้นจากการพัน	เท่ากับ ออกแบบ	น้อยกว่าการ ออกแบบ	มากกว่าการ ออกแบบ
L_{CM} ที่เกิดขึ้นจากการพัน	เท่ากับ ออกแบบ	มากกว่าการ ออกแบบ	มากกว่าการ ออกแบบ
C_x จากการออกแบบ	เท่ากับ ออกแบบ	มาก	น้อย
C_y จากการออกแบบ	เท่ากับ ออกแบบ	น้อย	น้อย

จากรูปที่ 7.1 จะเป็นการเปรียบเทียบค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนของเหนี่ยวนำที่ได้จากสมการที่ 4.37 และ 4.43 โดยใช้โปรแกรม Mathcad จำลองการหาค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวน และจากสมการที่ 4.37 จะแสดงค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำที่มีการพันแบบ CM และสมการที่ 4.43 จะแสดงค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำที่มีการพันแบบ PICM และผลจากการจำลองจะเห็นว่าค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนจะมีค่าใกล้เคียงกัน



รูปที่ 7.1 การเปรียบเทียบค่าความชันในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จากสมการที่ 4.37 และ 4.43

7.1.2 สรุปผลในเงื่อนไขการทดสอบ

จากเงื่อนไขการทดสอบทั้งหมด 3 เงื่อนไข สามารถสรุปได้ดังนี้

7.1.2.1 ที่จุดเปลี่ยนความถี่ (cut-off frequency) เดียวกัน

- ที่จุดเปลี่ยนความถี่เดียวกันการพันแบบ PICM จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด ถึง 33 dB เมื่อพิจารณาโหมดผลรวมที่ความถี่ 821 kHz เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} และตัวเก็บประจุ C_Y และตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล $L_{CM, leakage}$ ที่เกิดจากการพันช่วยในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมได้มากกว่าการพันทั้ง 2 แบบ และเมื่อพิจารณาโหมดผลต่าง ที่จุดเปลี่ยนความถี่ ที่ความถี่ 224 kHz การพันแบบ CM จะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด ถึง 32.7 dB

- จากการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ จะเห็นว่าที่ความถี่สูงตั้งแต่ 10 MHz - 30 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด เป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรหรือ เป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์

- ในการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนเพื่อให้ได้ผลการจำลองให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริง ควรจะนำวงจรที่สร้างขึ้นจริงมาทำการวัดหาค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจร แล้วเวลาจำลองการทำงานควรจะนำค่าพารามิเตอร์แฝงที่ได้จากการวัดมาใส่ในวงจรที่จะจำลองการทำงาน

7.1.2.2 กำหนดค่ากระแสรั่วไหลสูงสุด ($C_Y = 3300$ pF)

- ในเงื่อนไขนี้จะเป็นการพิจารณาโหมดรวม เนื่องจากการกำหนดค่าตัวเก็บประจุ C_Y มีค่าเก็บประจุสูงสุดตามที่มาตรฐานยอมรับได้ เพราะการทำงานในโหมดผลรวมจะมีตัวเหนี่ยวนำ L_{CM} และตัวเก็บประจุ C_Y ช่วยในการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม และจากการทดสอบ

การพันแบบ PICM สามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนได้สูงที่สุด ดังในรูปที่ 6.47 เนื่องจากค่าเหนี่ยวนำที่เกิดจากรูปแบบการพัน และตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล $L_{CM,leakage}$ จะมีค่าเหนี่ยวนำมากกว่าการพันทั้ง 2 แบบ ดังสมการที่ 4.43

- จากการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ แม้ว่า จะกำหนดให้ตัวเก็บประจุ C_x มีค่าเก็บประจุสูงสุดตามที่มาตรฐานยอมรับได้ จะเห็นว่าที่ความถี่สูงตั้งแต่ 10 MHz - 30 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด

7.1.2.3 กำหนดค่า C_x ให้มีค่าเท่ากับการออกแบบ ($C_x = 0.68 \mu\text{F}$)

- จากการที่กำหนดค่าตัวเก็บประจุ C_x ให้มีค่าเท่ากับการออกแบบ ทดสอบเพื่อ จะดูผลของตัวเหนี่ยวนำ L_{IM} ที่มีค่าเหนี่ยวนำแตกต่างกัน ที่เกิดจากรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำว่าจะมีผลอย่างไรต่อการทำงานในโหมดผลต่าง สามารถสรุปได้ว่า การพันแบบ PICM นั้นสามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนได้สูงที่สุด 32.6 dB ที่ความถี่ 3 MHz เนื่องจากค่าเหนี่ยวนำโหมดผลต่างที่เกิดจากรูปแบบการพันจะมีค่าเหนี่ยวนำมากกว่าการพันทั้ง 2 แบบ

- จากการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ แม้ว่า จะกำหนดค่าตัวเก็บประจุ C_x ให้มีค่าเท่ากับการออกแบบ จะเห็นว่าที่ความถี่สูงตั้งแต่ 10 MHz - 30 MHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด เป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรหรือ เป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์

จากการทดสอบการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนในบทที่ 6 สามารถสรุปผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของการพันทั้ง 3 แบบ ที่ทำงานในโหมดการทำงานต่างๆ ได้ดังตารางที่ 7.2

ตารางที่ 7.2 ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของการพันทั้ง 3 แบบ

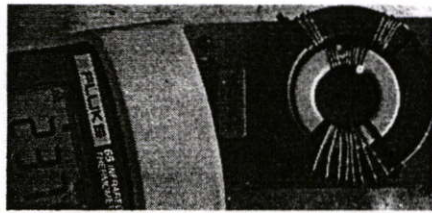
	สัญญาณรบกวน	วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของทั้ง 3 แบบ		
		แบบ CM	แบบ ICM	แบบ PICM
เงื่อนไขที่ 1	CM	✓✓✓	✓✓	✓✓✓
	DM	✓✓	✓	✓✓✓
	Total	✓✓✓	✓	✓✓
เงื่อนไขที่ 2	CM	✓✓✓	✓✓✓	✓✓✓
	DM	✓✓	✓✓✓	✓✓✓
	Total	✓✓✓	✓✓✓	✓✓✓
เงื่อนไขที่ 3	CM	✓✓✓	✓✓	✓✓✓
	DM	✓✓	✓✓✓	✓✓✓
	Total	✓✓✓	✓✓	✓✓

เงื่อนไข

- ✓✓✓ คือ ความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด
- ✓✓ คือ ความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนได้ปานกลาง
- ✓ คือ ความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนได้น้อยที่สุด

7.1.3 การสรุปงานวิจัยในด้านอื่นๆ

- อุณหภูมิที่เกิดขึ้นจากการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง สามแบบ จะมีอุณหภูมิที่ต่ำประมาณ 23.7°C เนื่องจากแกนเหล็กที่ใช้ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบ มีพิภักการใช้งานที่สูง และวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนมีพิภักกำลังไฟฟ้าต่ำ



รูปที่ 7.2 การวัดอุณหภูมิของขดลวดที่เกิดจากพันแบบ PICM

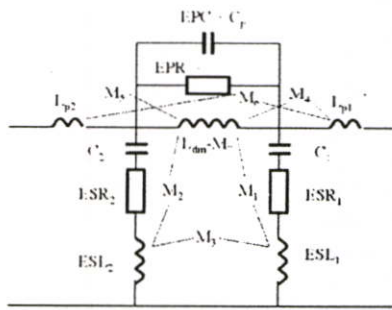
- จากรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างแบบ PICM จะมีความยุ่งยากในการพันมาก เนื่องจากการพันแบบ PICM จะต้องพันขดลวดตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{IM} ให้มีทิศทางของฟลักซ์ไปในทิศทางเดียวกันทั้งสองขดลวด แต่ถ้าพันขดลวดตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{IM} ให้มีทิศทางของฟลักซ์หักล้างกันทำให้การพันแบบ PICM จะไม่มีผลของตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง L_{IM} เลย

7.2 ข้อเสนอแนะ

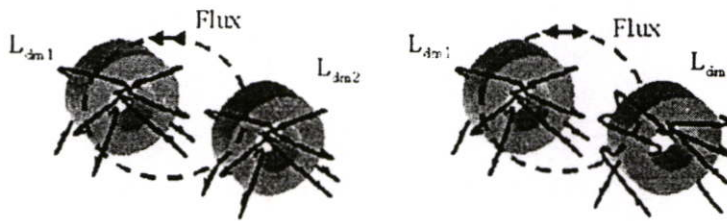
จากการศึกษาของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า พบว่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ายังมีความยุ่งยาก และมีเงื่อนไขการทำงานมาก และในวิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอวิธีการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าวิธีหนึ่ง ที่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ และผลจากการทดสอบจะพบปัญหาว่า ที่ย่านความถี่สูง ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่เกินกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด และจากการศึกษาพบว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูงนั้น เกิดจากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรหรือ เป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์ จึงทำให้มีงานวิจัยมากมายที่ให้ความสำคัญกับเรื่องนี้ จากบทความเรื่อง Effect of Parasitic Parameters on EMI Filter Performance [23] และบทความเรื่อง Inductor Winding Capacitance Cancellation Using Mutual Capacitance Concept for Noise Reduction

Application [24] และจากบทความเรื่อง Analysis the Inductive Coupling Effects on the Differential Mode EMI in Power Converter [25] ได้นำเสนอรูปแบบการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และจากรูปที่ 7.3 ได้นำเสนอการหาค่าพารามิเตอร์แฝงที่เกิดขึ้นในของวงจรกรองสัญญาณรบกวน และค่าพารามิเตอร์ที่เกิดจากการเชื่อมโยงของตัวอุปกรณ์ภายในวงจรสัญญาณรบกวน ดังในรูปที่ 7.4 และรูปที่ 7.5 โดยค่าพารามิเตอร์แฝง และค่าพารามิเตอร์ที่เกิดจากการเชื่อมโยงของตัวอุปกรณ์ภายในวงจรสัญญาณรบกวนนี้ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในย่านความถี่สูง

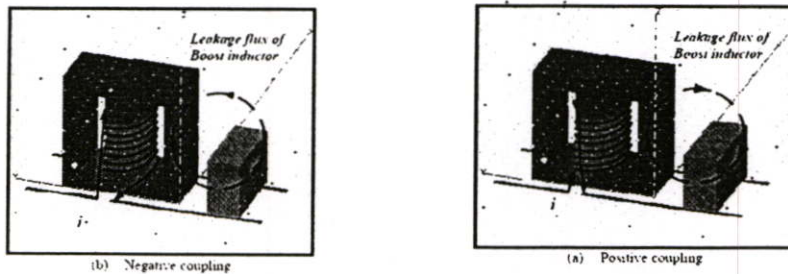
สำหรับงานวิจัยที่น่าจะทำต่อในอนาคตก็คือ การศึกษาค่าพารามิเตอร์แฝง และการเชื่อมโยงต่างๆ ที่เกิดขึ้นในของวงจรกรองสัญญาณรบกวนในย่านความถี่สูง เพื่อที่จะสามารถครอบคลุมการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในย่านความถี่สูง



รูปที่ 7.3 รูปแบบการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า [23]



รูปที่ 7.4 รูปแบบการวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า [23]



รูปที่ 7.5 การเชื่อมโยงของฟลักซ์ของตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุของวงจรสัญญาณรบกวน [25]

บรรณานุกรม

- [1] Richard Frederick, "Integrated electromagnetic interference filter", U.S. Patent 5 083 101, Jan 21, 1992.
- [2] Fu-Yuan shih, Dan Y. chan, Yan-pei wu and Yie -tone Chen, "A Procedure for Designing EMI Filter for AC Line Applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, No.1, January 1996.
- [3] Anand K. Upadhyay, "Integrated common mode and differential mode inductor device", U.S. Patent 5 313 176, May 17, 1994.
- [4] Kouichi Yamaguchi, "Choke coil for eliminating common mode noise and differential mode noise", U.S. Patent 5 581 224, Dec 3, 1996.
- [5] วีระเชษฐ์ ชันเงิน, วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพมหานคร: โรงพิมพ์ ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ.พรินติ้ง. 2547
- [6] Tihanyi, László., "Electromagnetic Compatibility in Power Electronics", IEEE Press, 1995.
- [7] Kodali, V.Prasad., "Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, and Technologies", IEEE Press, 1996.
- [8] Dongbin Zhang and Dan Y. Chen, "Non-intrinsic differential mode noise in switching power supplies" *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 1998, pp. 1131-1133.
- [9] J. C. Fluke, Sr. Controlling Conducted Emissions by Design. New York: Van Nostrand Teinhold, 1991.
- [10] H.Y. Lu, J.G. Zhu, S.Y.R. Hui, V.S. Ramsden, "Comparison of Experimental Techiques for Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers", IEEE, 2000, pp.1645-1650.
- [11] D. Morgan, A handbook for EMC testing and measurement, Peter Peregrinus Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1994
- [12] Clayton R. Paul "Introduction to Electromagnetic Compatibility". John Wiley & Sons, Inc 1992
- [13] Tim Williams, "EMC for Product Designers", Newnes, 2nd edition, 1998.
- [14] Mark J. Nave, "Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies", VNR, 1991.
- [15] Richard Lee Ozenbaugh, "EMI Filter Design", Marcel Dekker, 1996.

- [16] Ott, H.W., "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems", John Wiley & Sons, 2nd edition, 1988.
- [17] Dongbin Zhang and Dan Y. Chen, "Non-intrinsic differential mode noise in switching power supplies" *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 1998, pp. 1131-1133.
- [18] Wu Xin, C.M. Lee, M. H. Pong and Z. M. Qian, "A study of Common Mode Noise in Switching Power Supply from a Current Balancing Viewpoint", PEDS, 1999.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] Shuo Wang, Fred. C. Lee, Dan. Y. Chen and Willem Gerhardus Odendaal, "Effect of Parasitic Parameters on EMI Filter Performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 3, May 2004.
- [24] Shuo Wang, Fred. C. Lee and Jacobus Daniel van Wyk, "Inductor Winding Capacitance Cancellation Using Mutual Capacitance Concept for Noise Reduction Application," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 48, No. 2, May 2006.
- [25] Wei Chen, Limin Feng, Henglin chen and Zhaoming Qian, "Analysis the Inductive Coupling Effects on the Differential Mode EMI in Power Converter," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*.

ภาคผนวก ก

คุณลักษณะของแกนแม่เหล็กความถี่สูงและตัวเก็บประจุ
และการตรวจสอบการอิมิตัวของแกนแม่เหล็ก

(ข้อมูลการออกแบบและการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า)

คุณลักษณะของแกนแม่เหล็กความถี่สูง

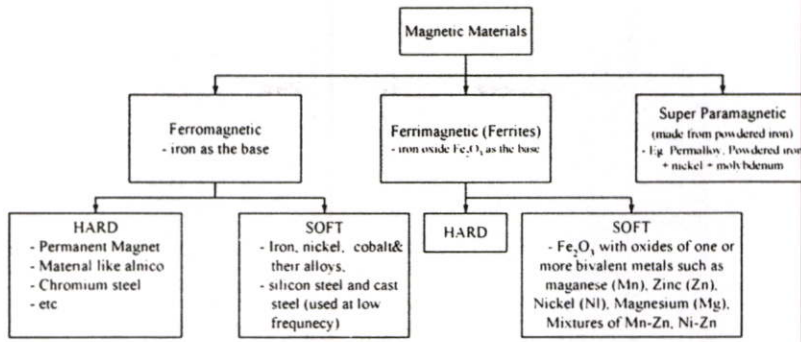
แกนแม่เหล็กมีหน้าที่หลักคือ เป็นเส้นทางเดินหลักสำหรับเส้นแรงแม่เหล็กในการเชื่อมโยงระหว่างอุปกรณ์แม่เหล็ก หรืออาจจะกล่าวได้ว่าทำหน้าที่เป็นเส้นทางเชื่อมต่อระหว่างแหล่งจ่ายพลังงานแม่เหล็กกับโหลดทางแม่เหล็กนั่นเอง เช่น สำหรับในกรณีหม้อแปลงไฟฟ้า แหล่งจ่ายพลังงานแม่เหล็กจะได้แก่ขดลวดทองแดงทางด้านปฐมภูมิ ซึ่งหมายรวมถึงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ และ โหลดทางแม่เหล็กจะได้แก่ขดลวดทองแดงทางด้านทุติยภูมิ

สารแม่เหล็กที่ใช้ทำเป็นแกนแม่เหล็กในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะต้องมีคุณสมบัติที่มีค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์สูงๆ ดังแสดงแผนผังในรูปที่ 1 แสดงสารแม่เหล็กที่นิยมใช้ทำเป็นแกนแม่เหล็กชนิดต่างๆ ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งแบ่งออกได้เป็น 3 ชนิดด้วยกันได้แก่

เฟอร์โรแมกเนติกหรืออาจจะเรียกได้ว่าโลหะแม่เหล็ก (magnetic metals) จะแบ่งออกเป็นสองแบบ ได้แก่ แบบแข็ง (hard materials) ซึ่งนิยมใช้ทำแม่เหล็กถาวร และแบบอ่อน (soft materials) ซึ่งจะนิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าและตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยเฟอร์โรแมกเนติกจะมีคุณสมบัติได้แก่ มีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวสูง (7,000 ~ 23,000 เกาส์: โดยที่ 1 เกาส์ เท่ากับ 10^{-4} เทสลา) และมีค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์สูง (1,000 ~ 200,000) ค่าความนำไฟฟ้าก็มีค่าสูงด้วย จึงจำเป็นต้องทำให้เป็นแผ่นบางๆ ประกอบกัน (laminated or tape form) เพื่อลดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวน และด้วยคุณสมบัติที่มีค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัวสูง จึงเป็นที่นิยมใช้ในอุปกรณ์แม่เหล็กที่ใช้กับความถี่สาย (50 ~ 400 Hz) อย่างไรก็ตาม เนื่องจากปัญหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องกระแสวน ทำให้ไม่สามารถใช้งานความถี่สูงได้ (≤ 200 kHz)

เฟอร์ไรต์จะสามารถแบ่งออกได้เป็นแบบแข็งซึ่งนิยมใช้ทำแม่เหล็กถาวร และแบบอ่อนซึ่งจะนิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าและตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า เหมือนกับกรณีเฟอร์โรแมกเนติก อย่างไรก็ตาม ด้วยกรรมวิธีการผลิตแกนเฟอร์ไรต์ ที่ทำให้มีความต้านทานไฟฟ้าสูง (10^4 - $10^9 \Omega\cdot\text{m}$) และด้วยคุณสมบัติดังกล่าวทำให้เฟอร์ไรต์จะมีค่ากระแสวนภายในต่ำที่ความถี่สูง

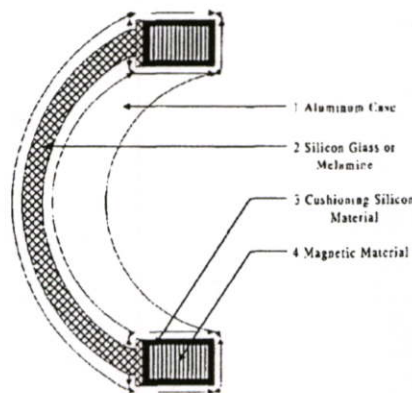
ซูเปอร์พาราแมกเนติก (super paramagnetic) หรืออาจจะเรียกได้ว่า ผงโลหะอัด (powdered metal) ด้วยกรรมวิธีการผลิตจะทำให้มีค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ต่ำ (8 ~ 80 ยกเว้นกรณี ผงโลหะอัดชนิดโมลิเพอมาลอยด์ (MolyPermalloy Powder core: MPP) ที่มีค่าสูงถึง 550) และใช้กับไฟฟ้ากระแสตรงได้ จึงนิยมประยุกต์ใช้งานเป็นตัวเหนี่ยวนำของวงจรกรองในย่านความถี่ประมาณ 1 kHz – 100 kHz ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัวจะอยู่ระหว่าง 5,000 – 10,000 เกาส์



รูปที่ 1 การแบ่งประเภทของสารแม่เหล็กที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

1 แกนแม่เหล็กชนิดพันเป็นแถบ

แกนแม่เหล็กชนิดพันเป็นแถบ (Tape Wound Core หรือ metal alloy tape-wound cores) ซึ่งจะนิยมเรียกย่อๆว่า TWC จัดว่าเป็นเฟอร์โรแมกเนติกแบบอ่อน (soft ferromagnetic) โดยเกิดจากการใช้อัลลอยด์ (alloy) เช่น เพอมาลลอยด์ (permalloy) ซึ่งแกนแม่เหล็กที่ทำจากสารดังกล่าว จะมีการพลาคุณสมบัติของ ความหนาแน่นต่อความเข้มสนามแม่เหล็กใกล้เคียงอุดมคติคือเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยม ค่าความซาบซึมแม่เหล็กและความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงที่สุดมีค่าสูง อย่างไรก็ตาม ความต้านทานไฟฟ้าภายในแกนแม่เหล็กจะมีค่าต่ำ จึงเป็นที่มาของการแบ่ง TWC ออกเป็นแผ่นบางๆเพื่อลดค่าความสูญเสียเนื่องจากกระแสวน ภายในแกนแม่เหล็ก โดยส่วนใหญ่แล้ว TWC จะนิยมใช้กับความถี่กำลัง เช่น 50, 60 และ 400 Hz เป็นต้น แต่ TWC จะไม่นิยมใช้เป็นหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ เพราะแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ซึ่งจะทำงานที่ความถี่สูง (ประมาณมากกว่าหรือเท่ากับ 70 kHz) เป็นผลทำให้ ถ้าใช้แกนแม่เหล็กดังกล่าวจะทำให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากกระแสวนมีค่านั่นเอง



รูปที่ 2 ภาพตัดของ TWC

อย่างไรก็ตาม สารโลหะผสมชนิดอะมอर्फัส (amorphous metal alloys) เป็นสารแม่เหล็กอัลลอยด์ชนิดใหม่ ที่ได้มีการพัฒนาค้นคว้ามาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1970 โดยมีคุณสมบัติที่สำคัญคือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียต่ำและนิยมใช้ในแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ซึ่งที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งประมาณ 100-200 kHz และโดยมากจะใช้เป็นวงจรรขยายแบบแม่เหล็ก (magnetic amplifier) ในแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ดังกล่าว

2 แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัด



รูปที่ 3 แกนแม่เหล็กแบบทอรรอยด์

กรรมวิธีการผลิตผงโลหะอัด จะเกิดจากสารอัลลอยด์ (alloy material) เป็นหลักในการทำเป็นผงแป้งละเอียด (fine powder) จากนั้นนำผงแป้งดังกล่าวผสมกับสารที่มีคุณสมบัติเป็นฉนวน ซึ่งทำหน้าที่ในการแยกอนุภาค (particle) ต่างๆออกจากกัน ซึ่งจะเปรียบเสมือนกับการเพิ่มค่าความต้านทานไฟฟ้านั่นเอง จากนั้นจะนำมาขึ้นรูปแกนแม่เหล็ก ซึ่งโดยมากรูปทรงของแกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัด มักจะอยู่ในรูปทรงทอรรอยด์ (toroidal shape) เป็นส่วนใหญ่ นอกจากนั้นแกนแม่เหล็กแบบผงโลหะอัด จะมีคุณสมบัติในการสะสมพลังงานได้ดีจึงนิยมใช้ทำเป็นตัวเหนี่ยวนำ และหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็ก อย่างไรก็ตาม พลังงานไม่ได้สะสมอยู่ในส่วนที่มีค่าความซาบซึมได้สูงๆ แต่จะสะสมอยู่ในย่านที่ไม่เป็นแม่เหล็ก (non-magnetic) หรือในย่านที่มีค่าความซาบซึมได้ต่ำๆ ซึ่งกระจายอยู่ทั่วไปภายในแกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัด โดยที่การแบ่งประเภทของแกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดจะแบ่งออกตามค่าความซาบซึมได้ซึ่งจะอยู่ในย่าน $\mu_r = 15-200$ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับเปลี่ยนแปลงขนาดของอนุภาคหรือส่วนผสมต่างๆ นอกจากนั้นแกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัด ยังไม่นิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (หม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็กจริงๆแล้วจัดได้ว่าเป็นตัวเหนี่ยวนำ) เพราะมีค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ต่ำ เป็นผลทำให้ค่ากระแสทำแม่เหล็กจะมีค่าสูงและมีคุณสมบัติในการสะสมพลังงาน

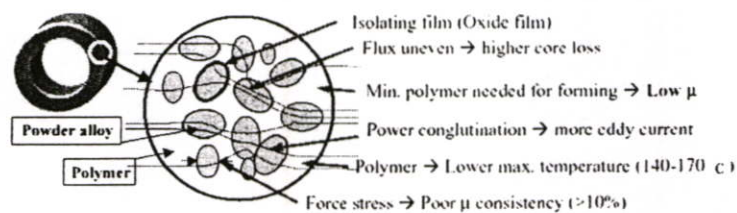
(energy storage) ซึ่งหม้อแปลงไฟฟ้าไม่ต้องการคุณสมบัติดังกล่าว เพราะเมื่อค่ากระแสทำแม่เหล็กสูงหมายถึงกำลังไฟฟ้าสูญเสียจะมีค่าสูง และหน้าที่หลักของหม้อแปลงไฟฟ้าคือถ่ายเทพลังงาน (energy transfer) ไม่ใช่สะสมพลังงาน

แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดจะแบ่งออกเป็นสามชนิด ได้แก่ Molypermalloy, High Flux และ Kool Mu* ซึ่งรายละเอียดของทั้งสามแบบแสดงได้ดังต่อไปนี้

ก) แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดโมลิเพอมาลอยด์ (MolyPermalloy Powder (MPP) Core)

MPP จะเกิดจากเพอมาลอยด์เป็นส่วนผสม ในทำนองเดียวกันกับของกรณี TWC เพียงแต่ว่า MPP จะมีค่าความซาบซึมได้น้อยกว่า โดยจะมีให้เลือกทั้งหมด 10 ค่า ตั้งแต่ 14 ถึงประมาณ 550 ซึ่งจะแตกต่างจากสาร โลหะเพอมาลอยด์ (permalloy metal) ทั่วไปที่จะมีค่าความซาบซึมได้ประมาณตั้งแต่ 10,000 ถึงประมาณ 200,000 ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขในการทดสอบ สาเหตุที่ MPP มีค่าความซาบซึมได้ลดลงก็เพราะเกิดจากการแยกองค์ประกอบของเพอมาลอยด์ ด้วยสารที่มีคุณสมบัติเป็นฉนวน (insulating medium) ซึ่งจะทำให้เกิดช่องอากาศกระจายอยู่ภายในแกน MPP ดังกล่าว และด้วยช่องอากาศที่กระจายอยู่ภายในแกนดังกล่าวเป็นผลทำให้ ผงโลหะอัดเพอมาลอยด์ (permalloy powder) สามารถใช้ได้ดีกับไฟฟ้ากระแสตรงได้ดี

คุณสมบัติเด่นของแกนแม่เหล็กชนิด MPP ก็คือ กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะมีค่าต่ำมาก และสะสมพลังงานได้สูง ทำให้เป็นที่นิยมใช้ทำเป็นตัวเหนี่ยวนำในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังความถี่สูง



รูปที่ 4 ตัวอย่างสารประกอบภายในแกนผงโลหะอัด

ข) แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดไฮฟลักซ์ (High Flux powder Powder Core)

เรียกย่อๆว่า ไฮฟลักซ์ (High Flux) จะเกิดจากการใช้สารที่คล้ายกับ Orthonol (50Ni – 50Fe) เป็นส่วนผสมแทนเพอมาลอยด์ เป็นผลทำให้ได้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดมีค่าสูงขึ้นกว่ากรณีเพอมาลอยด์ จึงเป็นที่มาของชื่อ “ไฮฟลักซ์” นอกจากนั้นคุณสมบัติก็จะคล้ายกับกรณีเพอมาลอยด์ คือ สะสมพลังงานได้สูงและสามารถใช้ได้ดีกับไฟฟ้ากระแสตรงได้ดี และข้อเด่น

ของ ไฮฟลักซ์ที่เหนือกว่าเพอมาลอยด์ ก็คือมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา อย่างไรก็ตาม กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะมีค่าสูงกว่ากรณีเพอมาลอยด์

ก) แกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดคูลมิว (Kool Mu Powder Core)

เรียกย่อๆว่า “คูลมิว” (Kool Mu) จะเกิดจากการใช้สารเฟอร์รัสอัลลอยด์ (ferrous alloy) เป็นส่วนผสม โดยกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะมีค่าสูงกว่า MPP แต่จะมีราคาถูกกว่า ในขณะที่พลังงานสะสมมีค่าเท่ากัน อย่างไรก็ตาม คูลมิวจะมีค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนต่ำกว่ากรณี iron powder cores นอกจากนี้ คุณสมบัติของ คูลมิวยังนิยมใช้ทำเป็นวงจรกรองสัญญาณรบกวน (In-line noise filter) ซึ่งตัวเหนี่ยวนำภายในวงจรดังกล่าวจะต้องรองรับไฟฟ้ากระแสสลับค่าสูงๆ โดยที่แกนแม่เหล็กต้องไม่เกิดการอิ่มตัว ซึ่งตัวเหนี่ยวนำที่ได้จะมีขนาดเล็กและใช้จำนวนรอบในการพันน้อยกว่าเมื่อเทียบกับกรณีใช้แกนเฟอร์ไรต์ คุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่งของคูลมิวก็คือมีค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง (10,000 เกาส์) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนต่ำ เป็นผลทำให้คูลมิว นิยมใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเพียงหนึ่งทิศทาง (unidirectional drive application) และ หม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรหลายเบ็ค เป็นต้น

ดังนั้นสามารถสรุปการเลือกใช้สารแกนแม่เหล็กชนิดผงโลหะอัดในตารางที่ 1 สำหรับการออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็กในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังได้ดังนี้ เลือกใช้ MPP ในการออกแบบที่ต้องการประสิทธิภาพสูง และเลือกใช้ “ไฮฟลักซ์” ในการออกแบบที่มีจำกัดเรื่องขนาด ในขณะที่ “คูลมิว” จะเลือกใช้เมื่อต้องการออกแบบโดยเน้นในเรื่องของราคา

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบ powder core แบบต่างๆ

	MPP	High Flux	Kool Mu
ค่าความสูญเสียในแกน	ต่ำที่สุด	ปานกลาง	ต่ำ
ความซาบซึมได้และไบอัสกระแสดตรง	สูงมาก	สูงที่สุด	สูง
ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (เกาส์)	7,500	15,000	10,500
ส่วนประกอบนิเกิล	80%	50%	0%
ราคา	สูง	ปานกลาง	ต่ำ

3 แกนเฟอร์ไรต์ (ferrite cores)

กรรมวิธีการผลิตเฟอร์ไรต์จะมีความแตกต่างจากสารแม่เหล็กชนิดอื่นๆ เพราะวัตถุดิบที่ใช้ (raw materials) จะมาจากออกไซด์ของโลหะชนิดต่างๆ (oxides of various metals) เช่น เหล็ก (iron)

แมงกานีส (manganese) สังกะสี (Zinc) ซึ่งโดยทั่วไป ออกไซด์จะทำหน้าที่เป็นฉนวน เป็นผลทำให้เฟอร์ไรต์มีค่าความต้านทานไฟฟ้าสูงกว่ากรณีใช้อัลลอยด์ (magnetic alloys) ทำให้เหมาะกับงานที่ใช้กับความถี่สูงๆ จนกระทั่งถึงย่านเมกะเฮิรตซ์ และด้วยกรรมวิธีการผลิตโดยการเผาส่วนผสมจากออกไซด์ของเหล็ก (iron oxide) ร่วมกับออกไซด์หรือคาร์บอนเตของแมงกานีสและสังกะสี หรืออาจจะร่วมกับออกไซด์หรือคาร์บอนเตของนิกเกิลและสังกะสี เป็นต้น ทำให้แกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นสารเซรามิก (ceramic material) โดยที่ MnZn Ferrite จะใช้กับงานที่มีความถี่ใช้งานสูงถึง 1-2 MHz ซึ่งหมายรวมถึง power ferrite materials ที่นิยมใช้ในแหล่งจ่ายกำลังสวิตซ์ ในขณะที่ NiZn Ferrite ซึ่งจะมีค่าความซาบซึมได้ต่ำและมีค่าความต้านทานไฟฟ้าสูง ทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนต่ำ ซึ่งนิยมใช้ตั้งแต่ความถี่ 1 MHz จนกระทั่งถึงหลายร้อยเมกะเฮิรตซ์ โดยทั่วไปค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ของเฟอร์ไรต์ จะมีค่าอยู่ระหว่าง 1,500 - 3,000 นอกจากนี้ แกนเฟอร์ไรต์ยังสามารถประยุกต์ใช้งานเป็นได้ทั้งตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงไฟฟ้า เหตุผลที่ แกนเฟอร์ไรต์เป็นที่นิยมใช้งาน ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังก็เพราะว่า มีราคาถูก กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะมีค่าต่ำกว่าแกนที่ทำจากสารแม่เหล็กชนิดอื่นๆ

อย่างไรก็ตามข้อเสียหลักของแกนเฟอร์ไรต์คือการเป็นเซรามิก นั่นก็หมายถึงโครงสร้างของแกนเฟอร์ไรต์จะเปราะและแตกหักง่าย และความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัวมีค่าต่ำกว่าแกนแม่เหล็กชนิดอื่นๆ โดยเมื่อเปรียบเทียบ powder cores กับเฟอร์ไรต์จะเห็นได้ว่าค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดของ powder cores (0.8 เทสลา) จะมีค่าสูงกว่าของเฟอร์ไรต์ (0.3 เทสลา) ซึ่งทำให้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่ได้จากแกน powder cores จะมีขนาดเล็กกว่าแกนเฟอร์ไรต์ อย่างไรก็ตาม ตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ใช้งานสูงกว่า 100 kHz จะนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากกว่าแกนแม่เหล็กชนิดอื่นๆ เพราะปัญหาเรื่องความสูญเสียในแกน powder cores จะมีค่าสูงมากเมื่อความถี่ที่ใช้มีค่าสูงกว่า 100 kHz และปัญหาในเรื่องการพันขดลวดทองแดง

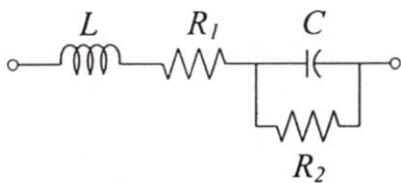


รูปที่ 4 แกนแม่เหล็กแบบเฟอร์ไรต์

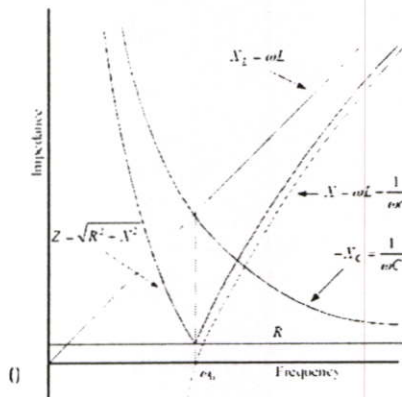
คุณลักษณะของตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ

ตัวเก็บประจุที่ใช้อยู่ในปัจจุบันจะมีหลายชนิดและมีคุณลักษณะที่แตกต่างกัน ทำให้สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุได้ตามความเหมาะสม แต่จะไม่สามารถใช้งานได้ครอบคลุมทุกความต้องการ เนื่องจากเนื้อสารที่ทำฉนวนมีความแตกต่างกัน และในความเป็นจริงตัวเก็บประจุที่ใช้ นั้นจะประกอบไปด้วยตัวต้านทาน 2 ตัว และตัวเหนี่ยวนำ 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 5 จะแสดงวงจรสมมูลของตัวเก็บประจุ โดยที่ค่าเหนี่ยวนำ L เกิดจากสายตัวนำและโครงสร้างของตัวเก็บประจุ และค่าความต้านทาน R_1 เกิดจากการค่าความต้านทานของเนื้อสารที่ทำฉนวน และค่าความต้านทาน R_2 เกิดจากการค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ

ความถี่ใช้งานจะมีความสำคัญมาก เพราะจะเป็นตัวแบ่งประเภทและเลือกชนิดของตัวเก็บประจุ โดยที่ค่าสูงสุดของความถี่จะเป็นผลจากขีดจำกัดการใช้งานของตัวเก็บประจุ ที่เกิดจากค่าเหนี่ยวนำของตัวเก็บประจุ และสายตัวนำที่ใช้ และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ตัวเก็บประจุจะมีค่าอิมพีแดนซ์ลดลง ซึ่งเกิดจากค่าเหนี่ยวนำในตัวเก็บประจุเอง เป็นผลทำให้ถึงจุด ω_0 คือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุเอง (self-resonant frequency) ซึ่งในจุดนี้เกิดค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าต่ำที่สุด และที่ความถี่ที่สูงกว่าค่าความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุ จะเป็นผลมาจากค่าเหนี่ยวนำของตัวเก็บประจุเองโดยคุณลักษณะของตัวเหนี่ยวนำนั้น เมื่อความถี่สูงขึ้นทำให้อิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำมีค่ามากขึ้น ดังในรูปที่ 5 [15]



(ก) วงจรสมมูลของตัวเก็บประจุ



(ข) ผลของความถี่ที่มีต่ออิมพีแดนซ์

รูปที่ 5 คุณลักษณะของตัวเก็บประจุ

จากรูปที่ 6 จะแสดงตัวเก็บประจุชนิดต่างๆที่ใช้จริงและจากรูปที่ 7 แสดงการประมาณย่านความถี่ใช้งานของตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ สำหรับเส้นขีดจำกัดความถี่สูงจะถูกกำหนดจากค่าเรโซแนนซ์ของตัวอุปกรณ์ หรือค่าที่เพิ่มขึ้นของอัตราการแพร่กระจายของตัวอุปกรณ์ที่ความถี่สูง

และเส้นขีดจำกัดความถี่ต่ำจะกำหนดจากขนาดของค่าเก็บประจุ และจากรูปสามารถสรุปการใช้งานของตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ ได้ดังนี้ [15]

ตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ ที่ใช้จริงสามารถสรุปการใช้งานของตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ ได้ดังนี้

1 ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก (electrolytic capacitor) และตัวเก็บประจุแบบอลูมิเนียม อิเล็กโทรไลติก (aluminum electrolytic capacitor) ตัวเก็บประจุชนิดนี้จะมีขนาดใหญ่ และมีค่าเก็บประจุที่มาก ประมาณ $0.1 \mu\text{F}$ - 1.6 F อย่างไรก็ตาม ตัวเก็บประจุชนิดนี้จะมีค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมอยู่ประมาณ 1Ω ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะประมาณ 0.1Ω และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมมีค่าเพิ่มขึ้นตามจึงทำให้เกิดความสูญเสียที่ฉนวนของตัวเก็บประจุ และอุณหภูมิ อย่างไรก็ตาม ตัวเก็บประจุแบบอลูมิเนียม อิเล็กโทรไลติก จึงเหมาะสำหรับใช้งานในย่านความถี่ต่ำ และไม่ควรจะใช้งานในย่านความถี่ที่สูงกว่า 25 kHz รวมทั้งประเภทการใช้งานในด้านความถี่ต่ำ วงจรรองความถี่ bypassing และ coupling ส่วนในย่านความถี่สูง ใช้สำหรับ bypassing ที่มีค่าเก็บประจุต่ำๆ

2 ตัวเก็บประจุแบบโซลิด แทนทาลัม อิเล็กโทรไลติก (solid tantalum electrolytic capacitor) จะมีค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมน้อย และมีค่าเก็บประจุมากกว่าและตัวเก็บประจุแบบอลูมิเนียม อิเล็กโทรไลติก ส่วนตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่จะมีค่าน้อยทำให้สามารถใช้งานในย่านความถี่ที่สูงกว่าแบบตัวเก็บประจุแบบอลูมิเนียม อิเล็กโทรไลติก โดยทั่วไปแล้วตัวเก็บประจุแบบโซลิด แทนทาลัม อิเล็กโทรไลติก จะมีเสถียรภาพ อุณหภูมิการใช้งาน มากกว่าแบบอลูมิเนียม อิเล็กโทรไลติก

3 ตัวเก็บประจุแบบเปเปอร์และไมลาร์ (paper and mylar capacitors) ตัวเก็บประจุชนิดนี้เมื่อพิจารณาค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมจะมีค่าสูญเสียน้อยกว่าตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก แต่จะมีค่าเหนี่ยวนำสูงและตัวเก็บประจุแบบเปเปอร์และไมลาร์จะมีค่าอัตราส่วนการสูญเสียย่อย และในทางปฏิบัติตัวเก็บประจุแบบเปเปอร์และไมลาร์จะมีหน่วยเป็นไมโครฟาร์ด และในการใช้งานจะอยู่ในย่านความถี่ 1 kHz - 1.25 MHz และประเภทการใช้งานจะใช้สำหรับ filtering bypassing coupling timing และในการลดสัญญาณรบกวน

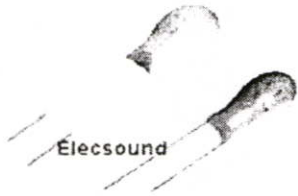
4 ตัวเก็บประจุแบบทิวบูลาร์ (tubular capacitor) ตัวเก็บประจุชนิดนี้จะมีคุณลักษณะเหมือนกับตัวเก็บประจุแบบเปเปอร์และไมลาร์ แต่ตัวเก็บประจุแบบทิวบูลาร์ จะมีขั้วการต่อโดยจะต้องต่อด้านแทบสีของตัวเก็บประจุแบบทิวบูลาร์ลงสายกราวด์เท่านั้น

5 ตัวเก็บประจุแบบไมกาและเซรามิก (mica and ceramic capacitors) ตัวเก็บประจุทั้งสองนี้จะมีค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมและค่าเหนี่ยวนำที่ต่ำมาก และสามารถใช้งานได้ทั้งในย่านความถี่

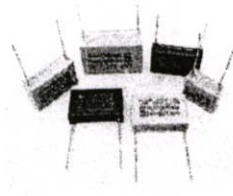
สูง ส่วนงานที่ใช้ตัวเก็บประจุแบบไมคาและเซรามิกจะงานในย่านความถี่สูง เช่น filtering bypassing coupling และ timing

6 ตัวเก็บประจุแบบ High K เซรามิก (High K ceramic capacitor) ตัวเก็บประจุชนิดนี้จะสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 1 kHz-100 MHz แต่ตัวเก็บประจุแบบ High K เซรามิก จะไม่มีเสถียรภาพในการทำงานมากเมื่อเปรียบเทียบกับตัวเก็บประจุแบบเซรามิก ส่วนงานที่ใช้ตัวเก็บประจุแบบ High K เซรามิก จะใช้งานในด้าน bypassing coupling และ blocking และข้อเสียของตัวเก็บประจุแบบ High K เซรามิก คือจะมีค่าแรงดันกระเพื่อมสูง

7 ตัวเก็บประจุแบบโพลีสทีรีน (polystyrene capacitor) ตัวเก็บประจุชนิดนี้จะมีค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมและตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออยู่จะมีค่าน้อยมากๆ โดยทั่วไปแล้วตัวเก็บประจุแบบโพลีสทีรีน จะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ใกล้เคียงอุดมคติมาก ส่วนงานที่ใช้ตัวเก็บประจุแบบโพลีสทีรีนจะใช้งานใน filtering bypassing coupling timing และในการลดสัญญาณรบกวน



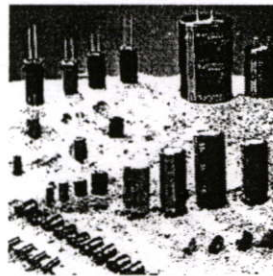
(ก) ตัวเก็บประจุแบบแทนทาลัม



(ข) ตัวเก็บประจุแบบโพลีสทีรีน

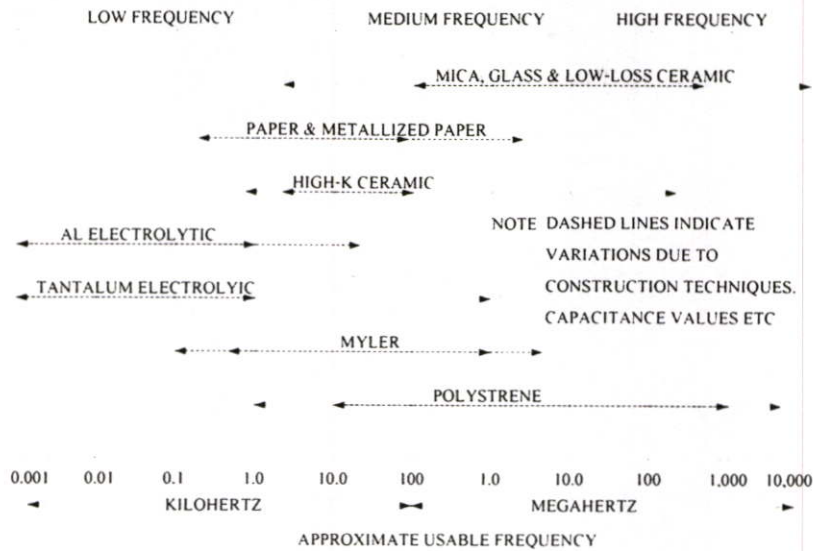


(ค) ตัวเก็บประจุแบบไมลาร์ โพลีสเตอร์



(ง) ตัวเก็บประจุแบบอลูมิเนียม อิเล็กโตรไลติก

รูปที่ 6 ตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ



รูปที่ 7 การประมาณย่านความถี่ใช้งานของตัวเก็บประจุชนิดต่างๆ

การออกแบบความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเพื่อตรวจสอบการอิ่มตัวของแกนแม่เหล็ก

ในขั้นตอนนี้จะเป็นการออกแบบความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (magnetic flux density: B) เพื่อตรวจสอบการอิ่มตัวของแกนแม่เหล็กที่ใช้ในงานวิจัย โดยในงานวิจัยนี้จะมีการใช้แกนแม่เหล็ก 2 ชนิด คือแกนแม่เหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ และแกนแม่เหล็กชนิดผลโลหะ ซึ่งวิธีในการหาค่าการอิ่มตัวของแกนแม่เหล็กของทั้งสองแกนแม่เหล็กจะมีวิธีเหมือนกัน

ในการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด B_{max} ในแกนแม่เหล็กนั้น เกิดขึ้นจากผลรวมของค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก B_{DC} , B_{AC} และ B_r ได้ดังสมการที่ (1)

$$B_{max} = B_{DC} + B_{AC} + B_{rg} < B_{Sat} \quad (1)$$

เมื่อ B_{Sat} คือ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัวของแกนแม่เหล็กซึ่งจะต้องมีค่าสูงกว่า B_{max} ซึ่งเป็นค่าสูงสุดที่ใช้งาน

B_{DC} คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสตรง I_{pa}

B_{AC} คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงในช่วง ΔI_{pp}

B_r คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเมื่อค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก H มีค่าเป็นศูนย์ (remnant flux density: B_r) โดยที่ B_r จะดูจากข้อมูลที่ผู้ผลิต

สมการที่ (1) จะแสดงเงื่อนไขสำคัญในการออกแบบเพื่อหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด ซึ่งค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดในแกนต่างๆ จะต้องไม่เกินค่า B_{Sat} ที่

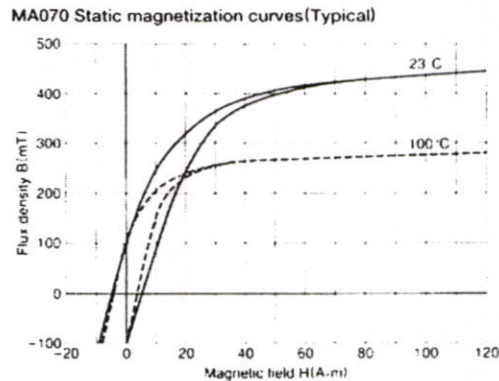
จุดอิ่มตัว เนื่องจากที่จุดนี้ไม่ว่าจะเพิ่มกระแสไฟฟ้า I_{Lm} มากเท่าไรก็จะไม่ทำให้ค่า B เพิ่มขึ้นอีก ทำให้พลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรแม่เหล็กจะมีแต่ความสูญเสีย โดยที่ค่า B_{Sat} และ B_r นี้ ผู้ผลิตแกนแม่เหล็กจะให้มาดังในรูปที่ 8 และดังใน (ผนวก ข) ในขณะที่ค่า B_{DC} และ B_{AC} จะคำนวณได้จากสมการที่ (2) และ (3) ในขณะที่ค่า B_{Fe} จะมีค่าต่ำลงเมื่อมีระยะความกว้างของช่องว่างอากาศเพิ่มขึ้น ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณจะใช้ค่า B_r ที่ผู้ผลิตให้มา ถ้าค่า B_r ที่ใช้ในการคำนวณหา ค่า B_{max} นั้น ไม่ทำให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเกินค่าของ B_{Sat} ดังแสดงในสมการที่ (1) ก็จะสามารถ กล่าวได้ว่าแกนสารแม่เหล็กนั้นไม่เกิดการอิ่มตัว

การหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับ จะหาได้จากสมการที่ (2) และในการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสตรง จะหาได้จากสมการที่ (3)

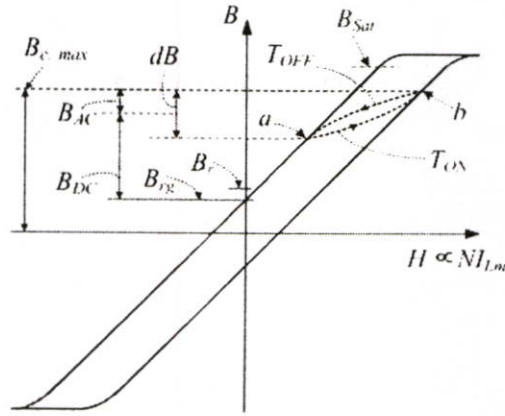
$$B_{AC} = \frac{V_{in} I_{on}}{N_p A_c} \quad (2)$$

$$B_{DC} = \frac{\mu_o N_p I_{in}}{l_g} \quad (3)$$

เมื่อ A_c คือ พื้นที่ของแกนแม่เหล็ก (มม.²) สามารถดูได้จากข้อมูลจากผู้ผลิต
 l_g คือ ระยะช่องอากาศน้อยที่สุดที่แกนไม่อยู่ในสภาวะอิ่มตัว



รูปที่ 8 กราฟ B-H จริงจากผู้ผลิตแกนเหล็กใน (ผนวก ก)



รูปที่ 9 กราฟ B-H เมื่อมีช่องว่างอากาศ

จากรูปที่ 9 จะแสดงกราฟ B-H เมื่อใส่ช่องว่างอากาศ ในการใส่ช่องว่างอากาศนั้นจะทำให้ค่าความซึมซาบแม่เหล็กมีค่าลดลง และค่า B_r ลดลงด้วย โดย B_r ก็คือ ค่าเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างเมื่อใส่ช่องว่างอากาศ ในขณะที่การทำงานในสถานะอยู่ตัวของแกนสารแม่เหล็กในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง อธิบายได้ว่า เมื่อสวิตช์นำกระแสไฟฟ้าค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กจะมีค่า B_r (ค่าที่จุด a) ดังรูปที่ 9 และค่า B จะเพิ่มขึ้นจากจุด a ไปยังจุด b เนื่องจากการเก็บพลังงานในแกนเหล็กและค่า B จะมีค่าสูงสุดที่ B_{max} จากนั้นเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสไฟฟ้าค่า B_{max} จะลดลงมาอยู่ที่ค่า B_r หรือจากตำแหน่ง b กลับมาที่จุด a ตามเดิมเนื่องจากช่วงนี้แกนเหล็กมีการคายพลังงาน และจะเห็นได้ว่ายังคงมีค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอยู่ในแกน เนื่องจากผลขององค์ประกอบไฟตรง ซึ่งเป็นลักษณะของวงจรในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง ดังรูป

ภาคผนวก ข

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

- 1 P.Boonma, V.Tarateeraseth, W.Khan-ngern, and S.Nitta, "The EMI study of Self-resonant Frequency Effect on a Cuk Converter", 2004 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Sendai (EMC'04/Sendai), June 1-4, 2004.
- 2 ปฎิวัติ บุญมา, วุฒิพล ธาราธีรเศรษฐ์ และ วีระเชษฐ ชันเงิน, "เทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำแบบใหม่สำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON 27), 11-12 พฤศจิกายน 2547
- 3 P. Boonma, Vuttipon Tarateeraseth, Werachet Khan-ngern, "A study of integrated choke characteristic for EMI filter Design", The 2nd International Conference on Electromagnetic Compatibility, ICEMC 2005, 27-29 July 2005.
- 4 P. Boonma, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern, "A New Technique of Integrated EMI Inductor Using Optimizing Inductor-Volume Approach", International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2005), April 4 – 8, 2005.

2004 International Symposium on Electromagnetic Compatibility

EMC'04 Sendai

June 1-4, 2004, Sendai International Center,
Sendai, JAPAN

SPONSORED BY



The Institute of Electronics, Information
and Communication Engineers,
Communications Society (IEICE-CS)



Cosponsored by

Intelligent Cosmos Academic Foundation, Sendai



In cooperation with

The Institute of Electrical Engineers of Japan,
Technical Committee on EMC (IEEJ TC-EMC)



IEEE EMC Society (IEEE EMC-S)
IEEE Sendai Section
IEEE EMC-S Japan and Sendai Chapters

Volume 2

The EMI study of Self-resonant Frequency Effect on a Ćuk Converter

P. Boonma* V. Tarateeraseth* W. Khan-ngern* S. Nitta**

*Faculty of Engineering, Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, 10520, Thailand. Phone/Fax: +662 737-3000 Ext. 3322, E-mail: kwerachet@hotmail.com, u_lain2@yahoo.com

** Salesian Polytechnic, 2-35-11 Igusa Sugunami, Japan, E-mail: nitta@cc.tuat.ac.jp

Abstract: This paper presents the effect of self-resonant frequency (SRF) of input inductor on a Ćuk converter. The effect of SRF via conducted EMI observes by fixing the input inductance but the structure can be modified from single input inductor to parallel input inductors. The 100 W a Ćuk converter in discontinuous mode and opened loop control is presented. The simulated results are compared based on the equal of input inductance between single inductor and parallel inductors. The measured results to confirm the SRF effect.

1. Introduction

In theoretical, the conducted EMI composes of common mode and differential mode noise. Normally, the differential mode noise is dominant at frequency range less than 2 MHz and common mode noise is dominant at frequency range greater than 2 MHz until 30 MHz. Generally, the common mode noise in SMPS is affected by component resonances at frequency range between 2 MHz until 10 MHz and printed circuit layout resonances at frequency range between 10 MHz until 30 MHz [1]. Therefore, the component resonance or SRF of electronic components directly affect to conducted EMI. Switched mode power supplies (SMPS) are the main source of EMI emission. Thus, this paper focuses on Ćuk converter. The relation between SRF of circuit component and conducted EMI of Ćuk converter is presented. The effect of input inductor via conducted EMI is verified by simulation and experiment. The results of conducted EMI emission are compared based on the equal of inductance between single input inductor and parallel input inductors.

2. Theory

2.1 Ćuk converter circuit

Fig. 1 shows the Ćuk converter circuit, while the input voltage 24 V_{dc}, output voltage 48 V_{dc}, switching frequency (f_{sw}) 50 kHz, resistance load, power output 100 W in discontinuous mode and opened loop control.

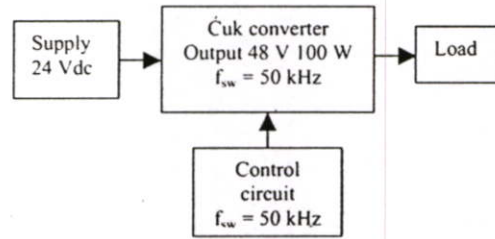


Fig. 1. Circuit diagram of the implement

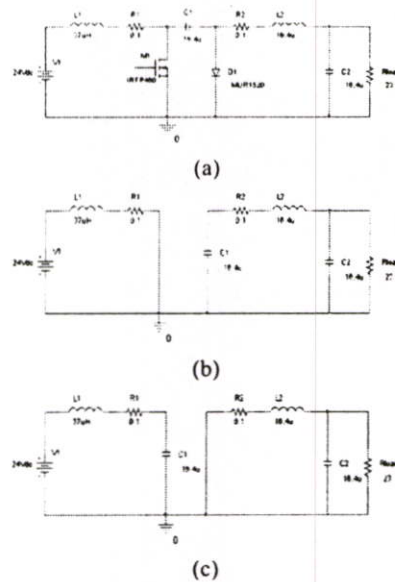


Fig. 2. (a) Ćuk converter (b) switch on (c) switch off

Fig. 2(a) shows the circuit diagram of a Ćuk converter. The capacitor C_1 and inductor L_1 are directly connected to the input voltage source, the capacitor C_1 is stored the energy while the switch is turned off as shown in Fig. 2 (b). When the switch is turned on, this energy is released through L_2 to the load as shown in Fig. 2(c).

3D2-3

2.2 Parasitic of circuit components

In high switching frequency operation, the components are not ideal because the impedance of components are varied with switching frequency. At the frequency that impedance changing the behavior is called the self-resonant frequency (SRF) of the component. The effect of SRF via the impedance characteristic of capacitor and inductor is shown in Figs. 3 and 4, respectively.

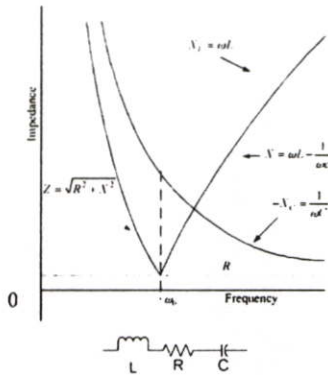


Fig. 3. Impedance curve and capacitor modeling at high frequency

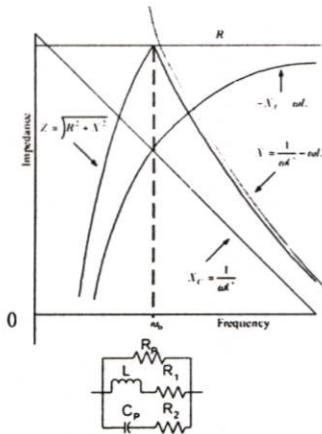


Fig. 4. Impedance curve and inductor modeling at high frequency

3. Experimental conditions

The experiment method is divided in two cases. All of the experiments fix the value of inductor. The L1 and L2 are always equal to 36 μ H and 72 μ H, respectively. In case 1, the SRF of L1 and L2 is different. In case 2,

the SRF of L1 is equal to L2. Furthermore, in case 2, the structure of input inductor (L1) can be changed from where those parameters are shown in Figs. (5) and (7). Figs. (6) and (8) show their structures in single input inductor to parallel input inductors.

Case 1: SRF of input inductor (L1) is not equal to SRF of inductor (L2).

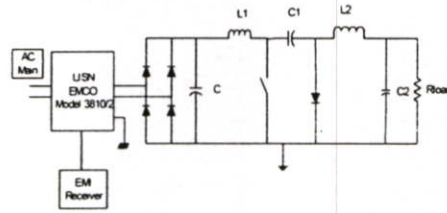


Fig. 5. The circuit diagram of case 1

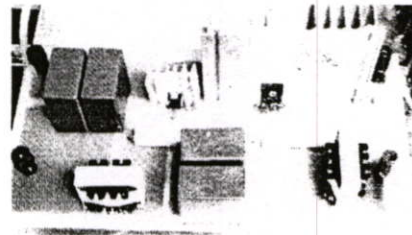


Fig. 6. Ćuk converter for case 1

Case 2: SRF of parallel inductors (L1) are equal to SRF of inductor (L2).

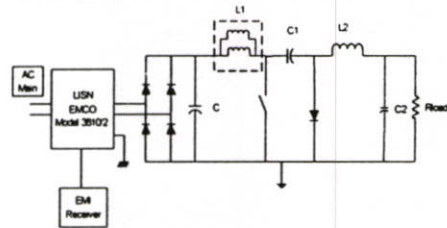


Fig. 7. The circuit diagram of case 2

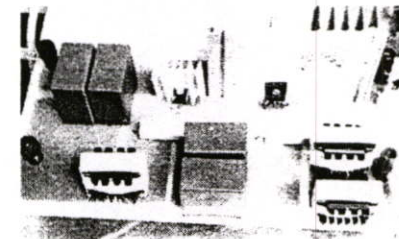


Fig. 8. Ćuk converter for case 2

4. Simulation and Experiments

The effect of SRF of input inductor (L1) in case 1 and case 2 via conducted EMI on Ćuk converter are compared between simulation and experiments. Table 1 shows the SRF of parameters of Ćuk converter for 2 cases.

Table 1: The SRF of Ćuk converter for two cases

Condition	Component	SRF of measurement	SRF of simulation
Case 1: SRF of L1 ≠ L2	L1 = 36 μH	14.95 MHz	14.21 MHz
	L2 = 72 μH	15.2 MHz	14.67 MHz
	C1=C2=16 μF	128 kHz	115 kHz
Case 2: SRF of L1= L2	L1(1)= 72μH	13.20 MHz	12.58 MHz
	L1(2)= 72μH	14.10 MHz	14.07 MHz
	L2 = 72 μH	15.20 MHz	14.67 MHz
	C1=C2=16 μF	128 kHz	115 kHz

Table 1: Self-resonant frequency of components

4.1 Case 1: single input inductor (L1)

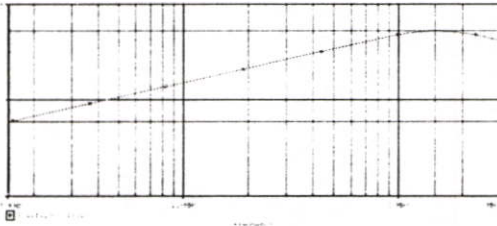


Fig. 9. Impedance curve of single input inductor for case 1



Fig. 10. Simulation conducted EMI of Ćuk converter for case 1

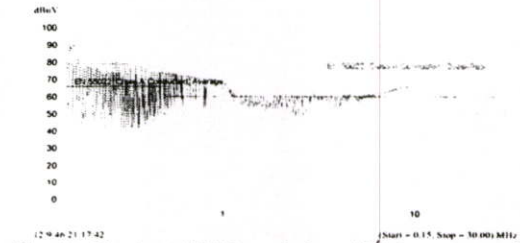


Fig. 11. Conducted EMI emission of Ćuk converter for case 1

Fig. 9 shows the simulated result of impedance curve of single input inductor which equals to 14.21 MHz. Figs. 16 and 10 show the simulation circuit and simulated result of conducted EMI emission for case 1, respectively. Fig. 11 shows the experimental result of conducted EMI in case 1.

4.2 Case 2: parallel input inductors (L1)

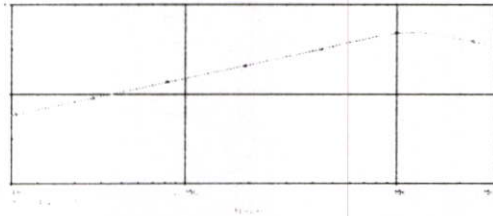


Fig. 12. Impedance curve of parallel input inductors for case 2



Fig. 13. Simulation conducted EMI of Ćuk converter for case 2

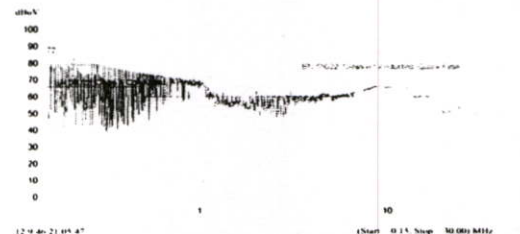


Fig. 14. Conducted EMI emission of Ćuk converter for case 2

3D2-3

Fig. 12 shows the simulated result of impedance curve of parallel input inductors which equals to 13.11 MHz. Figs. 17 and 13 show the simulation circuit and simulation result of conducted EMI. Fig. 16 shows the experimental result of conducted EMI in case 2.

Fig. 15 shows the EMI comparison between case 1 and case 2. The experimental results are verified that the structure of input inductor, even though single or parallel, has no any effect to the conducted EMI.

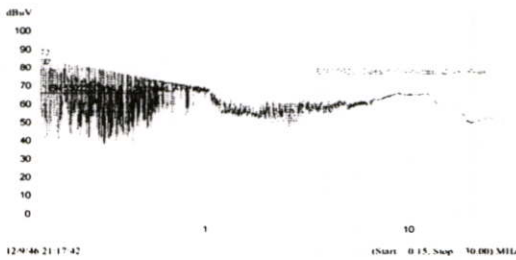


Fig. 15. The experimental result of conducted EMI emission for two cases

5. Conclusion

The Ćuk converter has many parameters that can affect to conducted EMI problem. However, the dominant parameter which difficult to control is the inductor.

This paper shows the effect of parallel inductors instead of single inductor on conducted EMI of Ćuk converter. The SRF of both inductors are controlled in the same condition. The experimental results are exactly with the simulation results. The EMI generates by single and parallel inductors are similar. It means, the power rating of Ćuk converter can be increased by parallel inductors with no any effect to conducted EMI problem.

References

- [1] John C. Fluke. "Controlling Conducted Emission By Design". New York: VANNOSTRAND REINHOLD, Inc 1991.
- [2] Daniel W. Hart. "Introduction to Power Electronics". Prentice-hall, Inc 1997.
- [3] European standards EN55022: "Limits and methods of measurement of radio interference characteristics of information technology equipment", 1994.

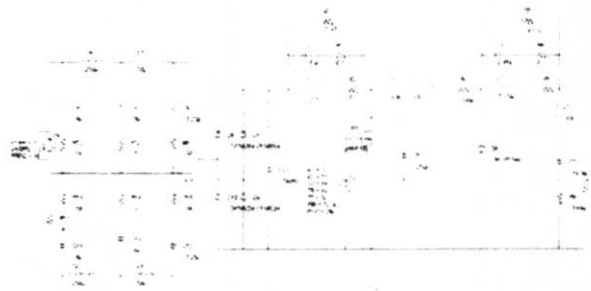


Fig. 16. Simulation circuit for conducted EMI

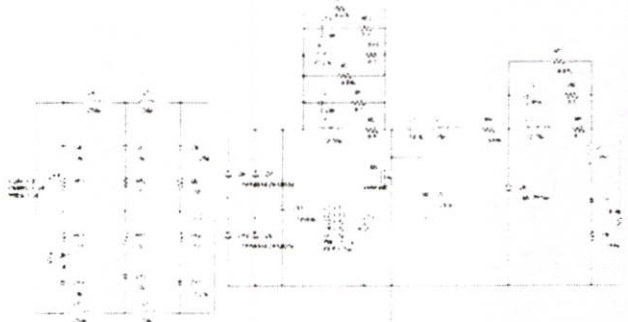


Fig. 17. Simulation circuit for conducted EMI

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27
27th Electrical Engineering Conference

Volume I

สาขาทศความ

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

11-12 พฤศจิกายน 2547

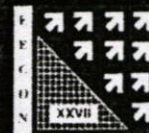
โรงแรมโซฟิเทล ราชา ออคิด ขอนแก่น



ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยขอนแก่น



เทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำแบบใหม่สำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยการจำกัดขนาดของตัวเหนี่ยวนำ

A novel of integrated EMI inductor using optimizing inductor-volume approach

ปฏิวัติ บุญมา, วุฒิพล ธาธาธิธรรม และ วีระเชษฐ์ ชันเงิน

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

3 หมู่ 2 ถนนลาดกระบัง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทร. 0-2737-3000 ต่อ 3322 E-mail: u_lain2@yahoo.com, vuttiponnet@yahoo.com, kkyeerac@kmitl.ac.th

Website: www.kmitl.ac.th/emc

บทคัดย่อ

บทความนี้ นำเสนอเทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม (common mode choke) และตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง (differential mode choke) สำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI filter) โดยยึดกรอบปริมาตรเท่ากับขนาดของตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมเพียง หนึ่งตัวเท่านั้น จากการเปรียบเทียบผลการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (conducted EMI) แสดงให้เห็นว่า เทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำ ที่นำเสนอจะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำได้มากกว่าตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมแบบเก่า (conventional common mode choke) ประมาณ 10 dB μ V ระหว่างย่านความถี่ 2 MHz – 15 MHz ในขณะที่ความถี่ย่านอื่นจะมีขนาดใกล้เคียงกัน

คำสำคัญ : วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า, ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม

Abstract

In this paper, the novel integrated common mode choke and differential mode choke, for EMI filter application, using optimizing inductor-volume approach is proposed. The conducted EMI for proposed inductor is verified by experiment. The experimental results show that proposed integrated EMI inductor can decrease the conducted EMI greater than conventional common mode inductor for 10 dB μ V during frequency range 2 MHz – 15 MHz. Moreover, the conducted EMI at other frequencies are similar.

Keywords: EMI Filter, Common Mode Choke, Integrated magnetic

1. คำนำ

วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI filter) มีหน้าที่หลักในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ผ่านทางสาย

ตัวนำที่เกิดจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (noise source) เช่น อุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น โดยย่านความถี่ที่พิจารณาสำหรับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำอ้างอิงตามมาตรฐาน CISPR 22 จะพิจารณาความถี่ตั้งแต่ 150 kHz – 30 MHz [1] ส่วนประกอบหลักของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ได้แก่ ตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม (common mode choke) ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง (differential mode choke) ตัวเก็บประจุผลต่าง (C_x) และตัวเก็บประจุผลร่วม (C_y) ซึ่งโดยทั่วไป ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้สำหรับโหมดผลต่างและโหมดผลร่วมจะเป็นแบบแยกแถมแม่เหล็กออกจากกัน เป็นผลทำให้ขนาดของวงจรกรองแม่เหล็กไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับขนาดของตัวเหนี่ยวนำเป็นหลัก และด้วยสาเหตุดังกล่าว ทำให้มีความพยายามในการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมและตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่างเข้าด้วยกันโดยให้มีขนาดเล็กลงที่สุด [2-4]

ในบทความฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคในการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วม และตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่างแบบใหม่สำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโดยยึดกรอบปริมาตรเท่ากับขนาดของตัวเหนี่ยวนำโหมดร่วมเพียงหนึ่งตัวเท่านั้น

2. การเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าสายตัวนำ

สัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำสามารถแบ่งได้สองรูปแบบกล่าวคือ

- สัญญาณรบกวนโหมดร่วม (Common Mode Interference: CM)
- สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (Differential Mode Interference: DM)

สำหรับนิยามของสัญญาณรบกวนโหมดร่วมคือ ความแตกต่างของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำเทียบกับสายกราวด์ ในขณะที่นิยามของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างคือ ความแตกต่างของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายตัวนำ

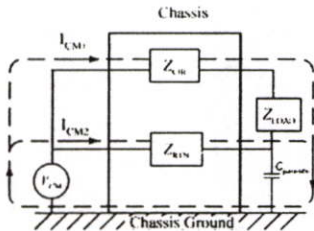
ดังนั้นในกรณีวงจรไฟฟ้า เฟส ซึ่งประกอบด้วยสายไลน์ (L) สายนิวตรอน (N) และสายกราวด์หรือสายดิน (G) จะได้ค่าแรงดันไฟฟ้า

โหมคผลร่วม (common mode voltage) และค่าแรงดันไฟฟ้าโหมคผลต่าง (differential mode voltage) ดังต่อไปนี้

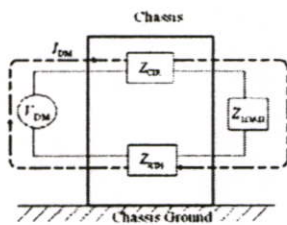
$$V_c = \frac{(V_{LG} + V_{NG})}{2} \quad (1)$$

$$V_d = \frac{(V_{LG} - V_{NG})}{2} \quad (2)$$

โดยที่ V_{LG} = แรงดันไฟฟ้าระหว่างสายไลน์กับกราวด์
 V_{NG} = แรงดันไฟฟ้าระหว่างสายนิวตรอนกับกราวด์
 V_{LN} = แรงดันไฟฟ้าระหว่างสายไลน์กับนิวตรอน
 ซึ่งการเดินทางของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลต่างและโหมคผลร่วมที่อยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้าจะมีทิศทางตรงกันข้ามกันแสดงในรูปที่ 1 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่าการเดินทางของกระแสไฟฟ้าในโหมคผลร่วมจะเดินทางผ่านตัวเก็บประจุของวงจร ในขณะที่กระแสไฟฟ้าโหมคผลต่างจะไม่เดินทางผ่านตัวเก็บประจุแฉ่งดังกล่าว [5]



(ก)



(ข)

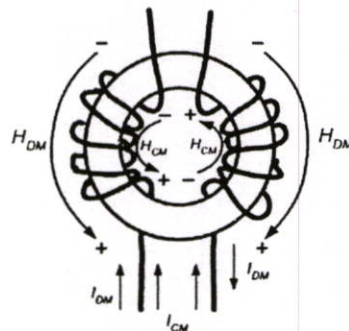
รูปที่ 1 การเดินทางของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (ก) นิยามสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม (ข) นิยามสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

3. ตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง

ตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยทั่วไปจะมีหน้าที่หลักๆ คือการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วม โดยตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมจะมีค่าอิมพีแดนซ์สูง (high impedance) เมื่อมีกระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วมไหลผ่าน และจะมีอิมพีแดนซ์เป็นศูนย์สำหรับทิศทางของกระแสไฟฟ้าโหมคผลต่าง อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) ของตัว L_{CM} สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลต่างได้เช่นกัน เพราะตัว L_{CM} เกิด

จากการพันขดลวดในทิศทางเดียวกันบนแกนแม่เหล็กเดียวกัน โดยถ้าการพันดังกล่าวพันแบบขิดติดกันก็จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลมีค่าน้อย ก็จะเป็นผลทำให้การกรองสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างได้น้อยเช่นกัน ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมจึงนิยมพันขดลวดแบบไขว้ขิดติดกัน เพื่อเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลและลดผลของตัวเก็บประจุแฉ่งระหว่างขดลวด ซึ่งจะเห็นได้ว่าด้วยโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าดังกล่าว จะมีประสิทธิภาพในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดี แต่เนื่องจากวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าประกอบด้วยอุปกรณ์หลายชนิดจึงมีปัญหาระงังขนาบน้ำหนัก และราคาที่ใช้ในการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

สำหรับแกนแม่เหล็กที่ใช้ในการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมจะเป็นแกนแม่เหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ ในขณะที่แกนแม่เหล็กที่ใช้สำหรับตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่างจะเป็นแกนแม่เหล็กชนิด powder core [6-7] รูปที่ 2 จะแสดงทิศทางของการพันขดลวดสำหรับตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม (conventional common mode choke: CM choke) และแสดงทิศทางสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างทางทฤษฎี และเมื่อพิจารณากระแสไฟฟ้าโหมคผลร่วมที่ไหลผ่านในตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กในทิศทางเสริมกันทำให้มีค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าสูงขึ้น และเมื่อพิจารณากระแสไฟฟ้าโหมคผลต่างที่ไหลผ่านในตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม จะเกิดสนามแม่เหล็กในทิศทางหักล้างกันทำให้ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้าเป็นศูนย์

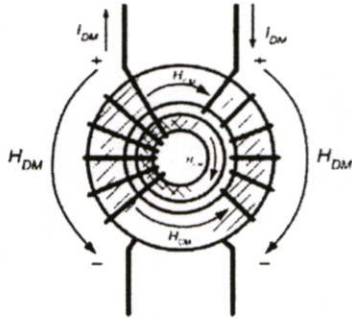


รูปที่ 2 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมโดยทั่วไป (CM)

บทความ [2] ได้มีการนำเสนอเทคนิคในการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมและตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วม (Integrated CM Choke, ICM) จะมีการนำแกนแม่เหล็กสองวงมาวางซ้อนกัน โดยวงนอกจะเป็นแกนแม่เหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ และวงในจะเป็นแกนแม่เหล็กชนิด powder core โดยใช้สายตัวนำจากการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมมาพันรวมแกนแม่เหล็กทั้งสองแกน ดังแสดงในรูปที่ 3 โดยการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคผลร่วมแบบ ICM จะเกิดสนามแม่เหล็กในโหมคผลต่างในแกนแม่เหล็กวงในขึ้น ทำให้ช่วยประหยัดขดลวดในการพันแกนแม่เหล็กในโหมคผลต่างได้ และด้วยวิธีดังกล่าวจะเป็นการลด

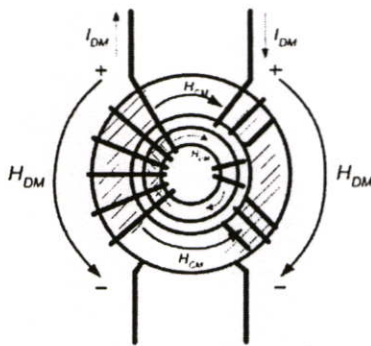
ขนาดของวงจรกรอง ง่ายต่อการพัน และลดต้นทุนในการผลิตได้เป็นอย่างดี

อย่างไรก็ตาม พิจารณาในรูปที่ 3 จะเห็นได้ว่าแกนแม่เหล็กวงในหรือคิ้วเหนี่ยวนำโหมคผลต่างยังคงมีพื้นที่อีกส่วนหนึ่งที่ไม่ได้ใช้งานให้เกิดประโยชน์แก่คั้งใด เนื่องจากข้อเสียดังกล่าว โบบทความฉบับนี้จึงได้นำเสนอการรวมคิ้วเหนี่ยวนำแบบใหม่ที่ใช้ประโยชน์พื้นที่ที่มีอยู่ให้มากที่สุด



รูปที่ 3 การพันคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมแบบ Integrated CM Choke (ICM)

รูปที่ 4 นำเสนอเทคนิคการรวมคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมและคิ้วเหนี่ยวนำโหมคผลต่างแบบใหม่ พิจารณาการออกแบบการพันคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมแบบใหม่ที่น่าสนใจ (Proposed Integrated CM choke: PICM) จะเห็นได้ว่าสามารถเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำโหมคผลต่างให้สูงมากขึ้น โดยขนาดพื้นที่เท่ากับขนาดของคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมแบบเก่า รูปแบบการพันคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมแบบใหม่ที่น่าสนใจได้ทำการประยุกต์ใช้ประโยชน์จากขดลวดอีกด้านหนึ่งมาพันบนพื้นที่แกนแม่เหล็กในโหมคผลต่างที่เหลืออยู่ เพื่อเพิ่มสนามแม่เหล็กในโหมคผลต่างหรือค่าความเหนี่ยวนำในโหมคผลต่างให้สูงขึ้น

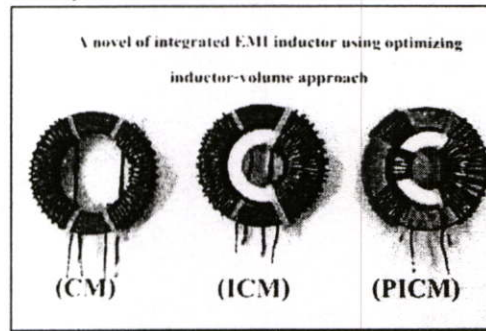


รูปที่ 4 การพันคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมแบบใหม่ที่น่าสนใจ Proposed Integrated CM Choke (PICM)

4. ขั้นตอนการทดสอบ

สำหรับแกนแม่เหล็กที่ใช้ในการทำคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมจะเป็นแกนแม่เหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ชนิดเดียวกันทั้งสามแกนแม่เหล็ก และจำนวนรอบในการพันขดลวดเท่ากับ 20 รอบเท่ากันทั้งสองด้าน ในขณะที่สำหรับแกนแม่เหล็กที่ใช้ในการทำคิ้วเหนี่ยวนำโหมคผลต่าง จะเป็นแกนแม่เหล็กชนิด powder core ที่มีค่า $\mu_i = 75$ (Material # 26) [8] และการพันแบบ (PICM) จะมีการพันขดลวดเพิ่มที่ความเหนี่ยวนำโหมคผลต่างเท่ากับ 10 รอบ เป็นจำนวนสูงสุดของแกนแม่เหล็กจะพันได้ โดยลวดทองแดงที่ใช้จะเป็น เบอร์ AWG 18 และในการทดลองจะรักษาระยะห่างระหว่างขดลวดของทั้ง 3 รูปแบบให้ใกล้เคียงกันมากที่สุด นอกจากนี้จากการตรวจวัดจุด self resonant frequency ของคิ้วเหนี่ยวนำแต่ละตัวจะมีความสูงกว่า 40 MHz จึงไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของ

บทความนี้จะทำการทดสอบหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยมีการพันคิ้วเหนี่ยวนำ 3 กรณี ดังนี้ การพันคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมโดยทั่วไป (CM) การพันคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมแบบ Integrated CM Choke (ICM) และการพันคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมแบบใหม่ที่น่าสนใจ Proposed Integrated CM Choke (PICM) ดังแสดงในรูปที่ 5



รูปที่ 5 การพันคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมทั้ง 3 กรณี

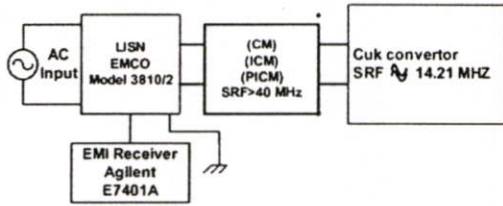
ตารางที่ 1 แสดงเงื่อนไขของวงจรซุกคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดสอบคุณสมบัติการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของคิ้วเหนี่ยวนำโหมคร่วมทั้งสามรูปแบบ

กำหนด	ค่าที่วัดได้
แรงดันอินพุต	24 V _{DC}
แรงดันเอาต์พุต	48 V _{DC}
ความถี่ (switching frequency)	50 kHz
กระแสเอาต์พุต	2 A

ตารางที่ 1 เงื่อนไขที่ใช้ในการทดสอบ

บทความนี้ใช้วงจรซุกคอนเวอร์เตอร์ (Cuk converter) ในการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยวงจรดังกล่าวมีค่า self resonant frequency เท่ากับ 14.2 MHz [9] และโหลดที่ใช้คือ โหลดความ

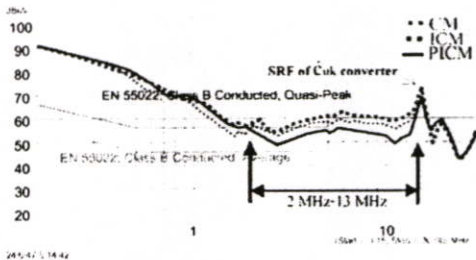
ด้านทาน เพื่อวัดผลการใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมทั้งสามแบบในการพิจารณาผลการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ



รูปที่ 6 ระบบที่ใช้ในการทดลองวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

5. การวิเคราะห์ผลการทดลอง

จากการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 กรณี แสดงได้ดังรูปที่ 7 ซึ่งจะทำให้การเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่ตั้งแต่ 150 kHz - 30 MHz อ้างอิงตามมาตรฐาน CISPR 22 ผลจากวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทำให้ทราบว่า การพันตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมแบบใหม่ที่นำเสนอม (PICM) สามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีกว่าการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมโดยทั่วไป (CM) ประมาณ 10 dBμV และการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมแบบ Integrated CM Choke (ICM) ประมาณ 5 dBμV ในย่านความถี่ตั้งแต่ 2 MHz - 15 MHz โดยการลดทอนในย่านความถี่ดังกล่าวเกิดจากค่าความเหนี่ยวนำที่เพิ่มขึ้นของตัวเหนี่ยวนำแบบที่นำเสนอม ในขณะที่ย่านความถี่อื่นๆ จะมีค่าใกล้เคียงกัน นอกจากนี้ ที่ความถี่ประมาณ 15 MHz ซึ่งเป็นจุด self resonant frequency ของวงจรชุกคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดสอบจะเห็นได้ว่า ค่าของสัญญาณรบกวนจะเกิดขึ้นเหมือนกันหมดไม่ว่าจะใช้ตัวเหนี่ยวนำแบบใดก็ตาม



รูปที่ 7 ผลการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 กรณี

6. สรุป

เทคนิคในการรวมตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมและตัวเหนี่ยวนำโหมคผลต่างแบบที่นำเสนอม (PICM) สามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำได้ดีกว่าการพันตัวเหนี่ยวนำโหมคร่วมที่ใช้โดยทั่วไป (CM) ประมาณ 10 dBμV ที่ย่านความถี่ 2 MHz - 15 MHz นอกจากนี้ข้อดีของเทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำที่นำเสนอมคือ มีขนาดเล็ก และมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ทางสายตัวนำได้สูง เป็นผลทำให้สามารถลดขนาดของวงจรกรองสัญญาณรบกวน (EMI filter) ได้อย่างมีประสิทธิภาพ อย่างไรก็ตาม ย่านความถี่ที่เทคนิคในการรวมตัวเหนี่ยวนำแบบใหม่ที่นำเสนอมสามารถลดทอนได้จะขึ้นอยู่กับย่านความถี่ที่แกน powder core สามารถทำงานได้

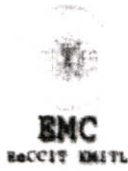
เอกสารอ้างอิง

[1] V. Prasad Kodali "Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, and Technologies" IEEE Press, 1996.
 [2] Richard Frederick, "Integrated electromagnetic interference filter", U.S. Patent 5 083 101, Jan 21, 1992.
 [3] Kouichi Yamaguchi, "Choke coil for eliminating common mode noise and differential mode noise", U.S. Patent 5 581 224, Dec 3, 1996.
 [4] Anand K. Upadhyay, "Integrated common mode and differential mode inductor device", U.S. Patent 5 313 176, May 17, 1994.
 [5] John C. Fluke. "Controlling Conducted Emission By Design". VANNOSTRAND REINHOLD, Inc 1991.
 [6] Richard Lee Ozenbaugh. "EMI Filter Design", Marcel Dekker, 1996.
 [7] Robert West, Common Mode Inductors for EMI filters Require Careful Attention to core Material Selection, PCIM Magazine, July 1995.
 [8] Coilws.com, Inc., www.coilws.com
 [9] Boonma, P, Tarateeraseth, V, Khan-ngern, W, Nitta, S. "The EMI study of Self-resonant Frequency Effect on a Cuk Converter". EMC 04 Sendai., vol. 2, pp. 701-704, 2004



ปววิติ บุญมา ปัจจุบันกำลังศึกษาต่อในระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

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



2005

International
Conference on
Electromagnetic
Compatibility
Phuket, Thailand

Proceeding

July 27-29, 2005
Kata Beach Resort,
Phuket, Thailand



IEEE THAILAND CHAPTER



A study of integrated choke characteristic for EMI Filter Design

P. Boonma * V. Tarateeraseth ** and W. Khan-ngern*

*Research Center for Communications and Information Technology, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand.

**Faculty of Engineering, Srinakharinwirot University, Ongkharak, Thailand

Phone +66-2737-3000 Ext. 3322, Fax +66-2737-3000 Ext. 3322, E-mail: kkveerac@kmitl.ac.th

Abstract

This paper studies the integrated choke characteristic for EMI filter design. Based on integrated choke performance, the insertion losses of the various kinds of integrated choke, compared with conventional common-mode choke with specific source and load impedances are investigated. The conducted EMI comparison among conventional common-mode choke, integrated common-mode choke and proposed integrated common-mode choke is verified by the experiment.

Keywords: EMI filter, common-mode choke, integrated magnetic, Insertion Loss

1. Introduction

EMI filter is generally used to reduce the conducted electromagnetic interference (EMI), differential mode and common mode emission, in switching power supplies. Theoretically, each component of EMI filter can mitigate either the differential mode or common mode emission. Normally, the EMI filter is composed of common mode capacitor (C_V), differential mode capacitor (C_X), common mode choke (L_{CM}) and differential mode choke (L_{DM}). The common and differential mode choke of EMI filter are mainly used to limit the common mode and differential mode emission, respectively. The ferrite core is used to be common-mode choke and powder core is used to be differential-mode choke because of low core loss, magnetic stability and high permeability at high frequency [1-3]. However, the size and weight of EMI filter principally depend on the size of choke. Therefore, there are many researches pointed on integrated common mode and differential mode choke [4-6].

Finally, the performance, conducted EMI and insertion loss, of conventional common-mode choke (CM), integrated common-mode choke (ICM) and proposed integrated common-mode choke (PICM) are compared and verified by the experiment.

2. Integrated Choke

The common mode choke (Zorro or balun) as shown in Figure 1 is usually used to mitigate the common mode interference. In theoretical, the common mode choke has high impedance for common mode current and zero impedance for differential mode current. Although, in fact the common mode choke can reduce the common mode current, the leakage inductance of common mode choke also can reduce the differential-mode current. The leakage inductance is proportional to the gap between

winding. The wide distance winding will get high leakage inductance and low differential mode current but the narrow distance winding is vice versa. Therefore, the common mode choke of EMI filter is wide distance winding.

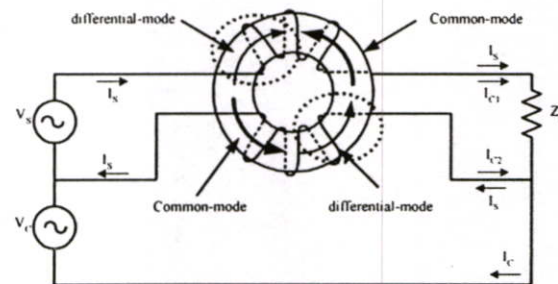


Figure 1 the flux direction of common-mode choke

Figure 2 shows the equivalent circuit of conventional common mode choke (CM). The direction of common mode current that passing through the common mode choke will strengthen the magnetic field intensity which affects to increase the inductance but the direction of differential mode current will generate the opposite direction of magnetic field intensity that means the result of zero inductance.

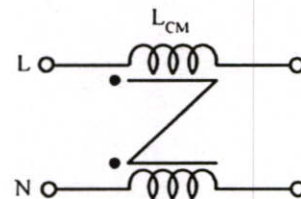


Figure 2 the equivalent circuit of conventional common mode choke (CM)

In 1992, Richard Frederick [4] claimed his invention for integrating the common mode and differential mode choke (ICM) as shown in Figure 3 which is added the differential mode core inside the common mode core and used the same winding of common mode winding either line or neutral winding. The advantage of this topology is to reduce the size and copper winding of EMI filter. However, the inside magnetic core or differential mode core still has space to add more winding for increasing the differential mode inductance.

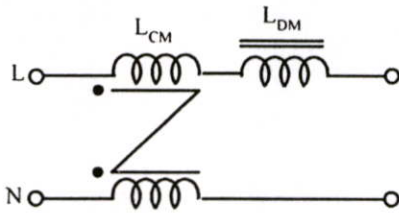


Figure 3 the equivalent circuit of integrated common mode choke (ICM) [4]

Figure 4 show the equivalent circuit of proposed integrated common-mode choke (PICM) [12]. The PICM can increase differential-mode inductance higher than of that ICM with the same dimension by adding another winding with inner core. This winding can generate the magnetic field intensity where its direction is the same direction of that the other inner winding.

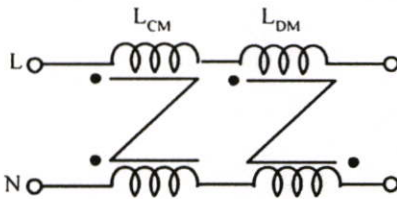


Figure 4 the equivalent circuit of proposed integrated common-mode choke (PICM) [12]

3. Insertion loss

The efficiency of noise reduction of EMI filter can be clearly determined in terms of insertion loss. Insertion loss is defined as the signal (voltage and current) reduction after insertion of a filter compared with the original signal value [2-3]. Figure 5 shows the definition of the insertion loss of filter.

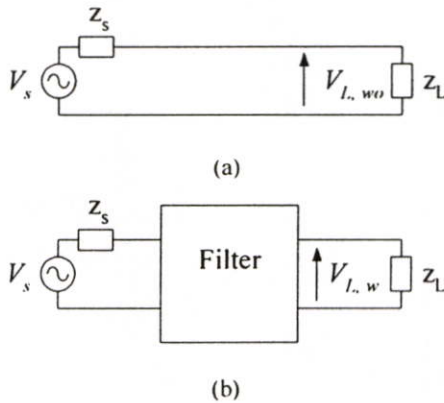


Figure 5 the definition of the Insertion loss of filter
 (a) load voltage without filter
 (b) load voltage with filter

The insertion loss of the filter is defined as

$$IL = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{L,wo}}{P_{L,w}} \right) \quad (1)$$

$$= 10 \log_{10} \left(\frac{V_{L,wo}^2 / Z_L}{V_{L,w}^2 / Z_L} \right) \quad (2)$$

$$= 20 \log_{10} \left(\frac{V_{L,wo}}{V_{L,w}} \right) \quad (3)$$

where. $V_{L,wo}$ the output voltage of the signal source without filter

$V_{L,w}$ the output voltage of the signal source with filter

4. Experimental result

The test setup is shown in Figure 6. Line Impedance Stabilization Network (LISN) and EMI receiver are applied to measure the total conducted EMI. In this experiment, the common mode and differential mode emission are not separated. Figure 7 shows the layout and winding of CM, ICM and PICM chokes, respectively.

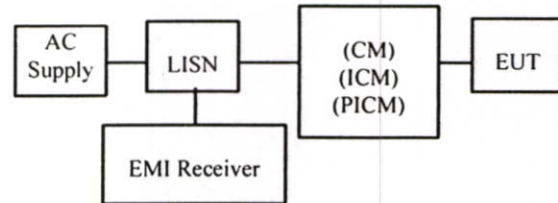
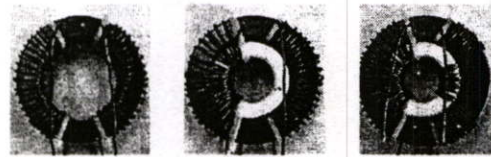


Figure 6 test setup of conducted EMI measurement



a) CM inductor b) ICM inductor c) PICM inductor

Figure 7 the structure of CM, ICM and PICM inductors

Noise source is generated by the operation of Ćuk converter for all experiments. The Ćuk converter, 100 W, is operated in discontinuous mode and opened loop control [11]. Table 1 and Table 2 show the specification of noise source and magnetic core for common mode choke, respectively.

Table 1 the Ćuk converter specification

Ćuk converter	Specification
Input voltage	24 V _{DC}
Output voltage	48 V _{DC}
Switching frequency	50 kHz

Table 2 the magnetic core specification

Magnetic Core	Specification
Material	H5C2
Initial permeability, μ_i	10000±30%
Saturation flux density B_s (mT) at 25 °C	400

Figure 8 shows the conducted EMI comparison of Ćuk converter among without choke and with three types of choke.

The CM, ICM and PICM chokes can decrease the conducted EMI between 1 MHz to 30 MHz. For the proposed integrated common-mode choke (PICM), it can reduce the conducted EMI about 5 dB μ V between 2 MHz to 10 MHz when comparing with conventional common-mode choke and integrated common-mode choke and about 10 dB μ V when comparing with no filter insertion. Figure 9 shows peak envelope of conducted EMI for four cases.

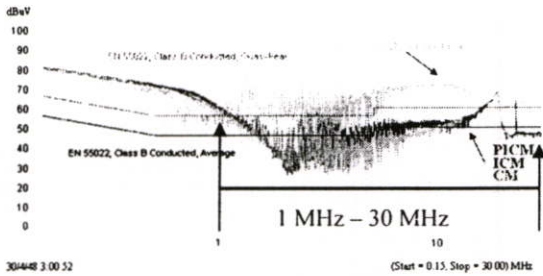


Figure 8 experimental result of conducted EMI

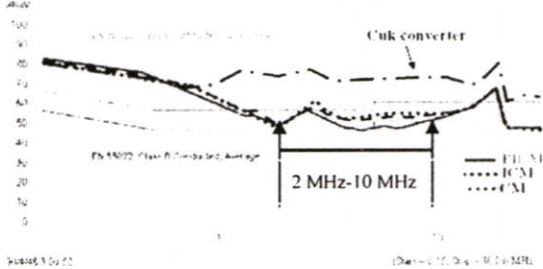


Figure 9 envelope of conducted EMI for four cases

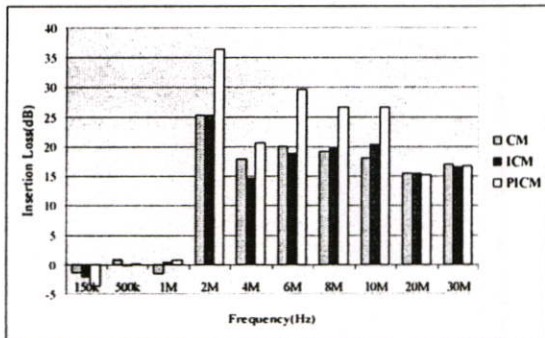


Figure 10 The Insertion loss of conducted EMI for three cases

Figure 10 shows the insertion loss comparison among CM, ICM and PICM chokes. The insertion loss calculation is shown in table 3-4. The insertion loss of PICM choke is higher than the others between 2 MHz to 10 MHz such as 11.1 dB greater than of that CM and ICM at 2 MHz. With the insertion loss calculation, it is quite agreement with the conducted EMI results as shown in figure 9.

6. Conclusions

The proposed integrated of common mode and differential mode choke (PICM) has insertion loss about 30 dB at frequency range 2 MHz to 10 MHz. Furthermore, comparing with the convention common mode choke (CM) and integrated common mode choke (ICM), the PICM has higher insertion loss than of that about 10 dB at the frequency 2 MHz to 10 MHz. This techniques are done based on the constrain of choke dimension. However, the PICM has slightly insertion loss at frequency range about 150 kHz to 1 MHz and high frequency range about 20 MHz to 30 MHz, which is the effect of parasitic capacitance of each winding.

References

- [1] Reinaldo Perez " Handbook of Electromagnetic Compatibility". Academic Press, Inc 1995.
- [2] Clayton R. Paul " Introduction to Electromagnetic Compatibility". John Wiley & Sons, Inc 1992
- [3] V. Prasad Kodali "Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, and Technologies" IEEE Press, 1996.
- [4] Richard Frederick, "Integrated electromagnetic interference filter", U.S. Patent 5 083 101, Jan 21, 1992.
- [5] Kouichi Yamaguchi, "Choke coil for eliminating common mode noise and differential mode noise", U.S. Patent 5 581 224, Dec 3, 1996.
- [6] Anand K. Upadhyay, "Integrated common mode and differential mode inductor device", U.S. Patent 5 313 176, May 17, 1994.
- [7] John C. Fluke, "Controlling Conducted Emission By Design", VANNOSTRAND REINHOLD, Inc 1991.
- [8] Richard Lee Ozenbaugh, "EMI Filter Design", Marcel Dekker, 1996.
- [9] Robert West, Common Mode Inductors for EMI filters Require Careful Attention to core Material Selection, PCIM Magazine, July 1995.
- [10] Coilws.com, Inc., www.roilws.com
- [11] Boonma. P, Tarateeraseth. V, Khan-ngern. W and Nitta. S, "The EMI study of Self-resonant Frequency Effect on a Ćuk Converter", EMC 04 Sendai., vol. 2, pp. 701-704, 2004
- [12] Boonma. P, Tarateeraseth. V and Khan-ngern. W, "A New Technique of Integrated EMI Inductor Using Optimizing Inductor-volume Approach", IPEC-Niigata 2005.

Appendix

Insertion loss

Table 3 conducted EMI for four cases

f (Hz)	Cuk (dBuV)	CM (dBuV)	ICM (dBuV)	PICM (dBuV)
150k	78.9	80.3	81	82.5
500k	72.2	71.3	72.4	72.1
1M	58.5	60.1	58.1	57.8
2M	73.4	48.1	48.1	37
4M	65.1	47.2	50.6	44.5
6M	71.5	51.5	52.7	41.9
8M	72.2	53.1	52.5	45.6
10M	71.7	53.7	51.4	45.1
20M	63.5	48.1	48	48.3
30M	62.6	45.6	46.1	46

Table 4 insertion loss of conducted EMI for three cases

f (Hz)	IL (dB) CM	IL (dB) ICM	IL (dB) PICM	PICM-CM (dB)	PICM-ICM (dB)
150k	-1.4	-2.1	-3.6	-2.2	-1.5
500k	0.9	-0.2	0.1	-0.8	0.3
1M	-1.6	0.4	0.7	2.3	0.3
2M	25.3	25.3	36.4	11.1	11.1
4M	17.9	14.5	20.6	2.7	6.1
6M	20	18.8	29.6	9.6	10.8
8M	19.1	19.7	26.6	7.5	6.9
10M	18	20.3	26.6	8.6	6.3
20M	15.4	15.5	15.2	-0.2	-0.3
30M	17	16.5	16.6	-0.4	0.1



Mr. Patiwat Boonma, He received the degree of B.Eng. from Mahanakorn University of Technology in 2001. He is working forward to M. Eng. at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL).

His research interests are in power electronics and EMI filter.



Mr. Vuttipon Tarateeraseth received the degree of B.Eng. and M.Eng. from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL). His researches are EMC and EMI on power electronics. Currently, he is a

lecturer at Srinakharinwirot University, Ongkarak.



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 Collage 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.

The 2005 International Power Electronics Conference

IPEC-Niigata 2005

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

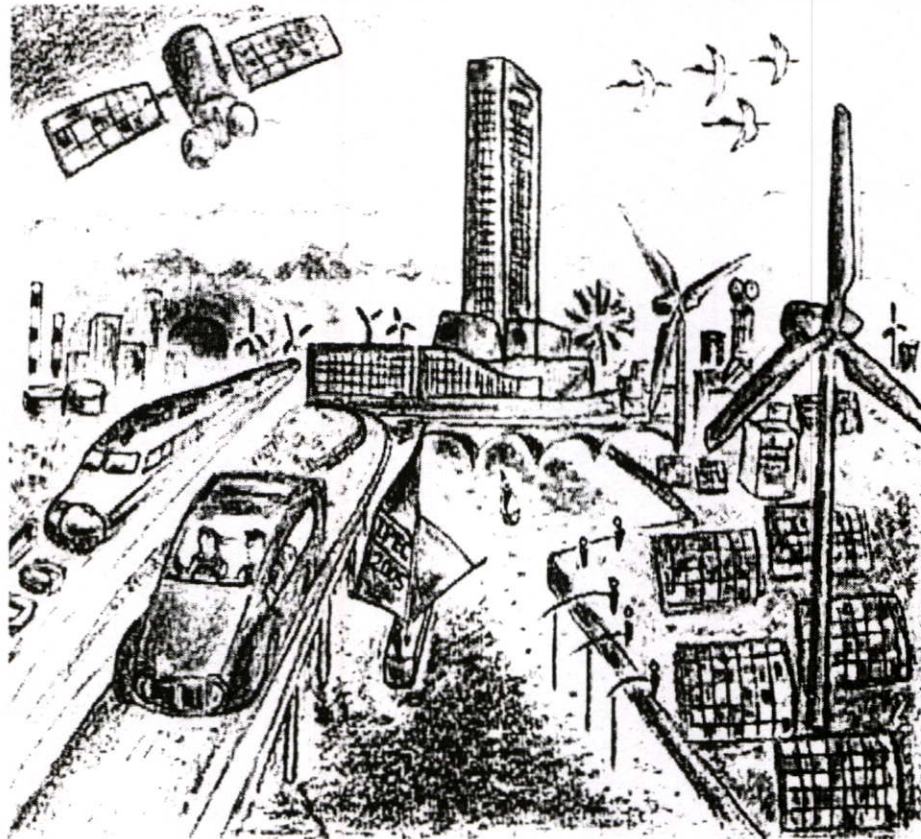


Illustration by Prof. Mikihiko Matsui

A New Technique of Integrated EMI Inductor Using Optimizing Inductor-volume Approach

P. Boonma *
V. Tarateeraseth **
W. Khan-ngern *

This paper presents the new technique of integrated EMI inductor using optimizing inductor-volume approach. The conducted EMI for proposed inductor is verified by the experiment. The experimental results show that the proposed integrated EMI inductor can reduce the conducted EMI comparing to the conventional common mode inductor about 10dB μ V at frequency range 2 MHz-15 MHz. The conducted EMI experiment is verified by the operating of Čuk converter.

Keywords : EMI Filter, Common mode choke, Integrated magnetic

1. Introduction

Switching power supplies and switching devices are advanced in high power rating and frequency range which can generate the conducted EMI. Therefore, the responsible of EMI filter is to decrease the conducted EMI. The main parts of EMI filter are composed of common-mode (CM) and differential-mode (DM) choke, common-mode and differential-mode capacitor. Ferrite core and powder core are selected to use in the EMI filter because of low core loss, magnetic stability and high permeability. However, the topology has never been changed. The disadvantage of EMI filter is to increase the size, weight and cost of electronic products. The differential-mode choke and common-mode chokes are generally separated the magnetic cores that means increasing the weight and size of EMI filter. Therefore, there are some patents which try to integrate the differential-mode and common-mode chokes to one magnetic core (2-4).

In this paper, the new technique of integrated EMI inductor using optimizing inductor-volume approach is proposed. The research is focused on the variation of winding length, weight, inductance values and self resonant frequency (SRF) of the choke.

2. The mode of propagation of conducted EMI

The mode of propagation of conducted EMI is divided in two modes: the common-mode interference and differential-mode interference.

The definition of common-mode interference is the conducted EMI which is measured between the line and ground. Whereas, the differential-mode interference is measured between the lines or line and neutral. The common-mode voltage and differential-mode voltage of the single-phase system is shown in equations (1) and (2), respectively.

$$V_c = \frac{(V_{LG} + V_{NG})}{2} \quad (1)$$

$$V_d = \frac{(V_{LG} - V_{NG})}{2} \quad (2)$$

where V_{LG} = The voltage between line and ground
 V_{NG} = The voltage between neutral and ground
 V_{LN} = The voltage between line and neutral

The direction of common-mode and differential-mode current of the single-phase system is defined in Figure 1 (a) and (b), respectively. The common-mode current passes through the parasitic capacitor of the circuit but the direction of differential-mode current is the same as the main current (6).

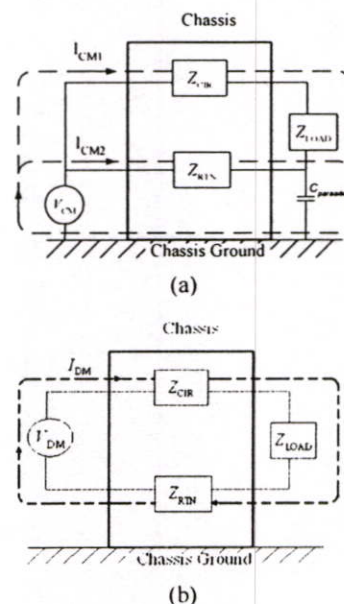


Figure 1. The direction of conducted EMI current (a) common-mode current and (b) differential-mode current

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

3. The common-mode and differential-mode choke

The common-mode choke (Zorro or balun) as shown in Figure 2 is normally used to mitigate the common-mode interference. In theoretical, the common-mode choke has high impedance for common-mode current and zero impedance for differential-mode current. Although, in practical, the common-mode choke can reduce the common-mode current, the leakage inductance of common-mode choke also can reduce the differential-mode current. The leakage inductance is proportional to the gap between winding. The wide distance winding will get high leakage inductance and low differential-mode current but the narrow distance winding is vice versa. Therefore, the common-mode choke of EMI filter is wide distance winding. In general, the magnetic core of common-mode choke is ferrite core but the magnetic core of differential-mode choke is powder core (6-7).

Figures 2 (a) and (b) show the circuit of conventional common-mode choke and the direction of winding and magnetic field intensity of conventional common-mode choke, respectively. The direction of common-mode current that passing through the common-mode choke will strengthen the magnetic field intensity which affects to increase the inductance but the direction of differential-mode current will generate the opposite direction of magnetic field intensity that means the result of zero inductance.

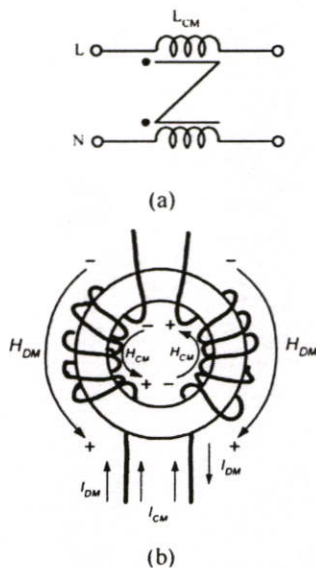


Figure 2. (a) The circuit of conventional common-mode choke. (b) The direction of winding and magnetic field intensity of conventional common-mode choke.

The proposes of the integration technique of common-mode and differential-mode choke (ICM) as shown in Figure 3 which is added the differential mode core inside the common-mode core and used the same winding of common-mode winding either line or neutral winding. The advantage of this topology is to reduce the size and copper winding of EMI filter. However, the inside magnetic core

or differential-mode core still has space to add more winding for increasing the differential-mode inductance. However, the constrain of this topology should not to interrupt the heat transfer in the whole system.

This paper upgrades the common-mode choke of (2) using optimizing inductor-volume approach.

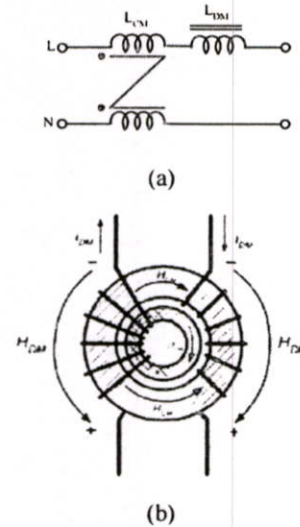


Figure 3. (a) The circuit of integrated common-mode choke (ICM). (b) The direction of winding and magnetic field intensity of integrated common-mode choke.

Figures 4 (a) and (b) propose the new technique of integrated common-mode and differential-mode choke (PICM). The PICM can increase differential-mode inductance higher than of that ICM with the same dimension by adding another winding with inner core. This winding can generate the magnetic field intensity where its direction is the same direction of that the other inner winding.

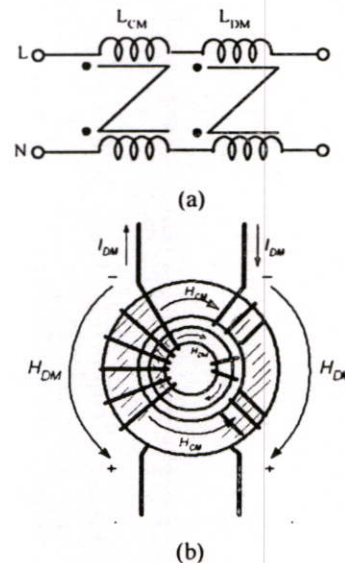


Figure 4. (a) The circuit of proposed integrated common-mode choke (PICM). (b) The direction of winding and magnetic field intensity of proposed integrated common-mode choke.

4. The experimental results

The ferrite core is used with the same specification for common-mode choke of CM, ICM and PICM. The number of turns equal to 20 turns for both sides. Additional, the ICM and PICM is used with the same powder core for differential-mode choke which has initial permeability (μ_i) equal to 75 (material # 26) (8). The PICM increases the number of turns for differential-mode choke equal to 10 turns which maximum turns can be wound. The copper winding is AWG # 18 and the distance between winding is fixed for all chokes. Figure 5 shows the layout and winding of CM, ICM and PICM chokes.

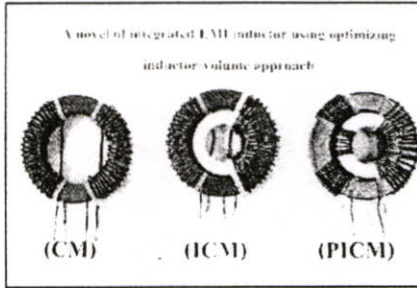


Figure 5. The structure of CM, ICM and PICM inductors

Table 1 shows the physical parameter of those inductors with the same volume. The weight of ICM and PICM is greater than of the conventional by 56 %. While the winding length of the ICM and PICM is greater than of the conventional by 8 % and 23 % respectively.

Table 1. The comparison of physical of parameters

	CM	ICM	PICM
Weight (g)	160	245	250
Winding length (cm)	260	280	320
Number of winding value	20:20	20:20	20:30
Inductance value (mH)	2.74:2.70	2.9:2.8	2.61:2.66

Noise source is tested using the operation of Ćuk converter for all experiments. The 100 W a Ćuk converter is operated in discontinuous mode and opened loop control. Table 2 shows the noise source specification.

Table 2. The Ćuk converter specifications

Ćuk converter	Specification
Input voltage	24 V _{DC}
Output voltage	48 V _{DC}
Switching frequency	50 kHz
Output current	2 A

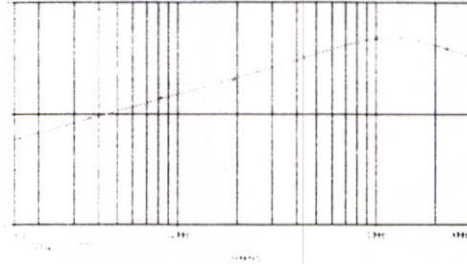


Figure 6. Simulated impedance response curve of Ćuk converter

Figure 6 shows simulation result of impedance-frequency curve of Ćuk converter. The SRF of the Ćuk converter is equal to 14.2 MHz (9). The resistive load is used for the Ćuk converter during conducted EMI measured. The test setup is shown in Figure 7. Line impedance stabilization network (LISN) is applied to measure the total conducted EMI. In this experiment, the CM and DM measurement are not separated.

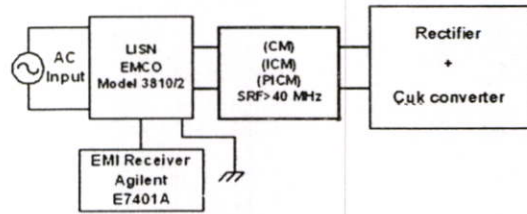


Figure 7. Test setup of conducted EMI measurement

5. The analysis of experimental result

To understand the noise phenomena from the Ćuk converter, the noise floor and the conducted EMI of the Ćuk converter, without any filters and chokes, measured as shown in Figure 8. The noise level is up to 60 dB at 150 kHz where the noise level at SRF of the Ćuk converter is 50 dB above the noise floor.

The experimental result of conducted EMI measured is shown in Figure 9. The limit line of CISPR 22 is used for benchmarking which cover frequency range from 150 kHz to 30 MHz. The experimental result shows that the PICM can reduce the conducted EMI about 10 dB μ V lower than of that CM and 5 dB μ V lower than of that ICM at 2 MHz – 15 MHz but other frequencies are quite similar. The EMI reduction at interval 2-15 MHz is confirmed the achievement of differential-mode reduction. In this work, there is no DM equipment in the laboratory to prove the DM EMI reduction. The Total EMI (CM+DM) is used in this research. However, the additional insertion loss of PICM depends on the permeability of powder core. At frequency around 15 MHz, the EMI is highest for all condition because it comes from the noise at the SRF of Ćuk converter. The self resonant frequency of those choke are inducted in the appendixes.

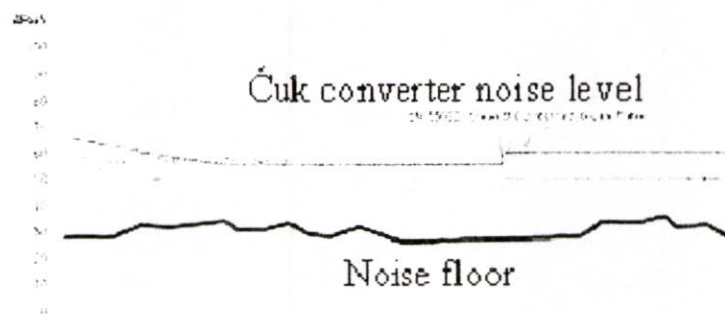


Figure 8. Experimental result of conducted EMI of Ćuk converter

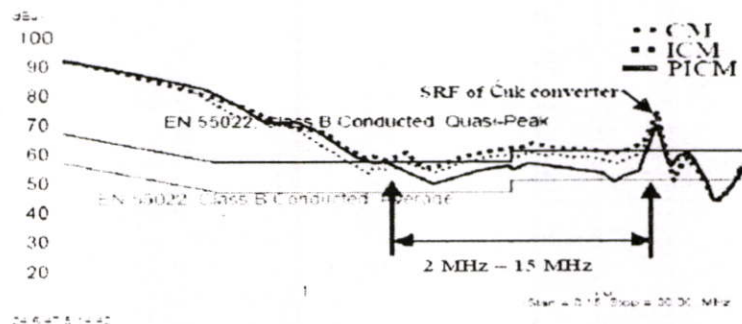


Figure 9. Experimental result of conducted EMI for three cases

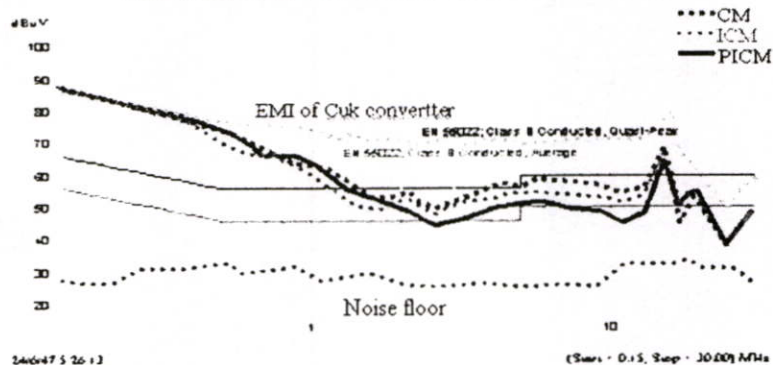


Figure 10. Experimental result of conducted EMI

Figure 10 shows experimental result of conducted EMI of Ćuk converter for three cases, the conducted EMI of Ćuk converter for without filter and the noise floor for without Ćuk converter. The common mode choke can decrease the self resonant frequency around 10 dB μ V at 14.2 MHz when comparing without filter. The PICM is the best choke for this experiment. It can reduce the conducted EMI up to 25 dB comparing to noise level at 1 MHz to 10 MHz.

6. Conclusion

The proposed integration technique of common-mode and differential-mode choke (PICM) can reduce the conducted EMI about 10 dB μ V at the frequency range 2 MHz - 15 MHz when comparing with the conventional common-mode choke (CM). This technique is done based on the constrain of choke

volume. However, the advantage of PICM is slightly better than of that ICM. The addition of inner core and some winding the parasitic capacitance of each winding and the choke modeling should be studied as the further work.

References

- (1) V. Prasad Kodali "Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, and Technologies" IEEE Press, 1996.
- (2) W. Richard Frederick, "Integrated electromagnetic interference filter", U.S. Patent 5 083 101, January 21, 1992.
- (3) Kouichi Yamaguchi, "Choke coil for eliminating common mode noise and differential mode noise", U.S. Patent 5 581 224, December 3, 1996.
- (4) Anand K. Upadhyay, "Integrated common mode and differential mode inductor device", U.S. Patent 5 313 176, May 17, 1994.
- (5) John C. Fluke. "Controlling Conducted Emission By Design". VANNOSTRAND REINHOLD, Inc 1991.
- (6) Richard Lee Ozenbaugh, "EMI Filter Design", Marcel Dekker, 1996.

- (7) Robert West, Common Mode Inductors for EMI filters Require Careful Attention to core Material Selection, PCIM Magazine, July 1995.
- (8) Coilws.com, Inc., www.coilws.com
- (9) Boonma, P., Tarateerath, V., Khan-ngern, W., Nitta, S. "The EMI study of Self-resonant Frequency Effect on a Cuk Converter", EMC 04 Sendai., vol. 2, pp. 701-704, 2004.

Appendix

A. Conventional common mode choke (CM)

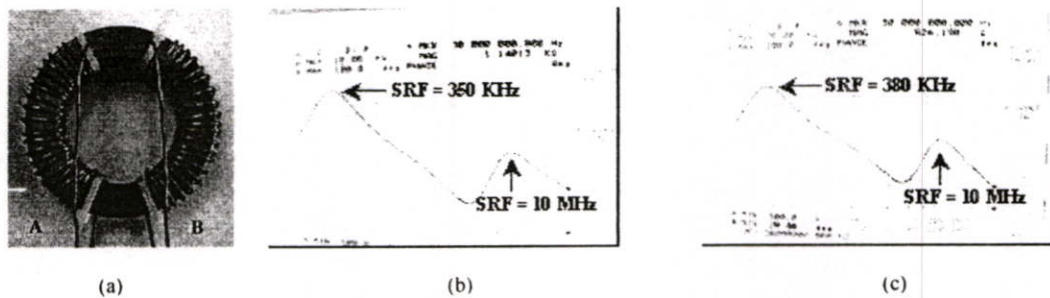


Figure 11. (a) The winding of conventional common mode choke (b) and (c) Self resonant frequency of conventional common mode choke of coil A and coil B, respectively.

B. Integrated common-mode choke (ICM)

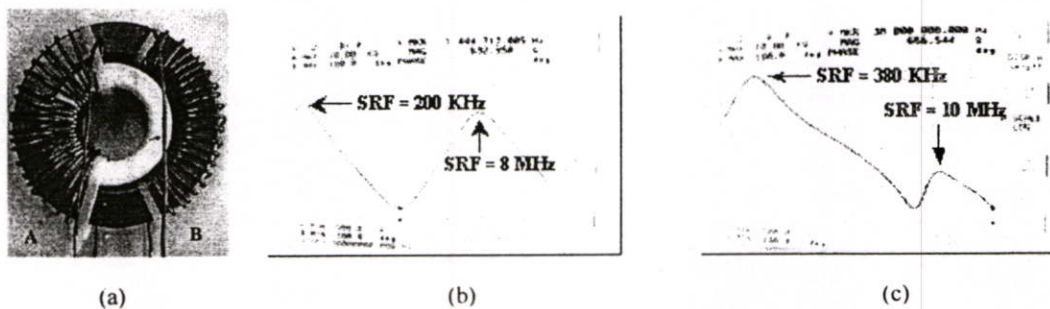


Figure 12. (a) The winding of integrated common mode choke (b) and (c) Self resonant frequency of integrated common mode choke of coil A and coil B, respectively.

C. proposed integrated common mode choke (PICM)

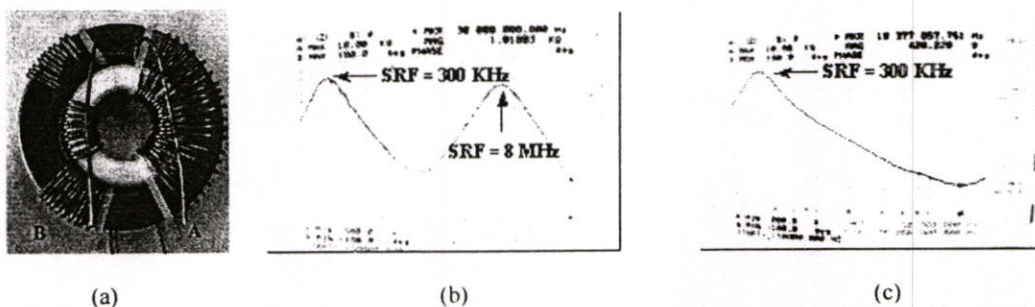


Figure 13. The winding of proposed integrated common mode choke (b) and (c) Self resonant frequency of proposed integrated common mode choke of coil A and coil B, respectively.

Where x-axis is Frequency (Hz)
y-axis is Impedance (Ω)

ประวัติผู้เขียน

นายปฏิวัติ บุญมา เกิดเมื่อวันที่ 6 ตุลาคม พ.ศ.2519 ที่จังหวัดลพบุรี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ในปีการศึกษา 2543 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันบัณฑิตเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2545

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