# การศึกษาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิง สำหรับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

# STUDY OF INPUT IMPEDANCE OF SWITCHED MODE POWER SUPPLIES FOR EMI FILTER DESIGN


คทาวุธ เกียรติกำจร

KATAWOOT KIATGAMJORN


วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551


KMITL-2008-EN-M-020-368

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

# การศึกษาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิง สำหรับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

# STUDY OF INPUT IMPEDANCE OF SWITCHED MODE POWER SUPPLIES FOR EMI FILTER DESIGN

T082665

คทาวุธ เกียรติกำจร
KATAWOOT KIATGAMJORN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 82665
วัน,เดือน,ปี 21 ก.ค. 2551

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

KMITL-2008-EN-M-020-368

# STUDY OF INPUT IMPEDANCE OF SWITCHED MODE POWER SUPPLIES FOR EMI FILTER DESIGN

KATAWOOT KIATGAMJORN

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

2008

KMITL-2008-EN-M-020-368

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**COPYRIGHT 2008**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**บัณฑิตวิทยาลัย**

**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

**ใบรับรองวิทยานิพนธ์**

---

**หัวข้อวิทยานิพนธ์** การศึกษาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงสำหรับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

Study of Input Impedance of Switched Mode Power Supplies for EMI Filter Design

**นักศึกษา** นายคทาวุธ เกียรติกำจร

**รหัสประจำตัว** 48060209

**ปริญญา** วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

**สาขาวิชา** วิศวกรรมไฟฟ้า

**อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์** รศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ์ ขันเงิน

| คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ | | ลายมือชื่อ |
|---|---|---|
| ผศ.ดร.สุพัฒน์ | กิตติรัตน์สัจจา | (ลายมือชื่อ) |
| ดร.สมยศ | เกียรติวนิชวิไล | (ลายมือชื่อ) |
| ดร.สมภพ | ผลไม้ | (ลายมือชื่อ) |
| รศ.ดร.วิบูลย์ | ชื่นแขก | (ลายมือชื่อ) |
| รศ.ร.อ.ดร.วีระเชษฐ์ | ขันเงิน | (ลายมือชื่อ) |

**วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ** 13 พฤษภาคม 2551 เวลา 09.00-11.00 น.

**สถานที่สอบ** ณ ห้องประชุม 2 ชั้น 3 อาคาร A

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.วรวรรณ ชินะตระกูล)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่....30......เดือน...พฤษภาคม.....พ.ศ...2551.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ... ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อ...

| | |
|---|---|
| **หัวข้อวิทยานิพนธ์** | การศึกษาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิง สำหรับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า |
| **นักศึกษา** | นายคทาวุธ เกียรติกำจร |
| **รหัสนักศึกษา** | 48060209 |
| **ปริญญา** | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต |
| **สาขาวิชา** | วิศวกรรมไฟฟ้า |
| **พ.ศ.** | 2551 |
| **อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์** | รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ขันเงิน |

## บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอเกี่ยวกับวิธีการหาค่าอิมพีแดนซ์ภายใน ของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงโดยวิธีการใช้การลดทอนสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้หลักการของการลดทอนสัญญาณรบกวน ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และนำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยวิธีการใช้ค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงในการช่วยออกแบบ อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงโหมดผลร่วม และอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงโหมดผลต่างนั้น เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ให้มีความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนสูงสุด โดยการหาค่าอิมพีแดนซ์ของระบบนั้น มีความสำคัญในการออกแบบและวิเคราะห์วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยมีผลทดลองยืนยันโดยทำการเปรียบเทียบกับวิธีการหาความถี่หักมุม (Corner Frequency) โดยมีวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขนาด 60 วัตต์เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน โดยมีการตรวจวัดสัญญาณในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง เพื่อยืนยันผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|---|---|
| **Thesis Title** | Study of Input Impedance of Switched Mode Power Supplies for EMI Filter Design |
| **Student** | Mr. Katawoot Kiatgamjorn |
| **Student ID** | 48060209 |
| **Degree** | Master of Engineering (Electrical Engineering) |
| **Programme** | Electrical Engineering |
| **Year** | 2008 |
| **Thesis Advisor** | Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern |


## ABSTRACT

This thesis presents the input impedance measurement technique of a switching mode power supply (SMPS) by the insertion loss approach. The insertion loss approach with the assumption condition is described. The input impedance of switching mode power supply for electromagnetic interference filter design is proposed. The common mode input impedance and the differential mode input impedance of switching mode power supply are the key parameters which can be used to design the EMI filter effectively. In addition, the calculating impedance will be very useful for the EMI filter design and analysis comparing with corner frequency method. The result can be confirmed by differential mode and common mode experiments based on Cuk converter 60 W. as an EMI source.


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**คำสำคัญของวิทยานิพนธ์**

อิมพีแดนซ์ภายใน

อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน

วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

**Keywords**

Input Impedance

Insertion Loss

Electromagnetic Interference Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี จากคำแนะนำ จาก รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ขันเงิน ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้ซึ่งให้ทั้งโอกาสและความรู้รวมถึงประสบการณ์ในหลายๆ ด้าน ที่ได้จากอาจารย์รวมถึงคำแนะนำต่างๆ ที่มีคุณค่าทั้งในด้านวิชาการและในด้านการดำเนินชีวิต สำหรับอาจารย์ที่ปรึกษา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ อาจารย์วุฒิพล ธาราธีรเศรษฐ์ เป็นอย่างสูงยิ่ง ที่คอยให้คำแนะนำและแนวความคิดที่เป็นประโยชน์ต่องานวิจัยเสมอมา

ขอขอบคุณ อาจารย์ปฏิวัติ บุญมา ที่เป็นที่พึ่งพาในทุกด้านแก่น้องคนนี้เสมอมา

ขอขอบคุณ พี่ๆ และน้องๆ ในห้องวิจัยความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทุกๆ คน ที่เคยร่วมทุกข์ร่วมสุขกันมา ทำให้ผมได้เห็นซึ่งความสามัคคีเมื่อยามที่ร่วมมือกันทำงานที่หนักให้สำเร็จด้วยดี

ขอขอบคุณ นางสาวปานิสรา ประยูรวรวงศ์ ที่ให้คำปรึกษาด้านต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ และเป็นกำลังที่ดีเสมอมา

ขอขอบคุณทุกท่านที่ให้กำลังใจและความช่วยเหลือ ซึ่งไม่อาจกล่าวถึงได้หมดในที่นี้

สุดท้ายนี้ผมขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อมนตรี, คุณแม่พนิดา เกียรติกำจร และ นางสาวภัทรี เกียรติกำจร พี่สาวผู้มีพระคุณยิ่ง ท่านเหล่านี้ผู้ให้กำลังใจ สนับสนุนในทุกๆ เรื่อง ให้ความรักความเชื่อใจและเข้าใจ รวมถึงทุกๆ คนในครอบครัวที่คอยให้กำลังใจและเข้าใจผมตลอดมา

คฑาวุธ เกียรติกำจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย........................................................................................ I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.................................................................................. II

คำสำคัญของวิทยานิพนธ์ ........................................................................... III

กิตติกรรมประกาศ.......................................................................................... IV

สารบัญ........................................................................................................... V

สารบัญรูป..................................................................................................... IX

สารบัญตาราง................................................................................................ XIII

บทที่ 1 บทนำ.................................................................................................. 1

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย........................................................................ 1

1.2 เพราะเหตุใดปัญหานี้ถึงน่าสนใจ............................................................ 1

1.3 เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม.......................................................... 2

1.4 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย......................................................................... 2

1.5 ขอบเขตของงานวิจัย................................................................................. 2

1.6 ขั้นตอนการวิจัย......................................................................................... 2

บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า................................ 4

2.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า............................................................ 4

2.2 รูปแบบการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ....................................... 6

2.3 มาตรฐานและการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ......... 8

2.3.1 ตัวอย่างมาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.......... 8

2.3.2 วิธีการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.................................................................... 10

2.3.3 การจัดวางอุปกรณ์ (ตามมาตรฐาน มอก. 1956-2542 ข้อ 8.4)......... 15

2.4 การวัดและเครื่องมือวัดที่ใช้ในงานวิจัย.................................................... 17

2.5 สรุปภาพรวมทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า................. 18

บทที่ 3 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า......................................... 19

3.1 บทนำ...................................................................................................... 19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่อนุญาตให้ใช้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)


หน้า

3.2 ความสำคัญของอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงต่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า........................... 19

3.3 วิธีการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง.................. 27

3.3.1 การหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงโดยวิธีใช้การลดทอนสัญญาณรบกวน.............................................. 28

3.3.2 วิธีทดสอบรีโซแนนซ์ (Resonance Method)............................. 30

3.3.3 วิธีการใช้โพรบกระแส 2 ตัว (2 Current Probes Method)............... 33

3.4 บทสรุป.......................................................................... 35

บทที่ 4 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.............................. 37

4.1 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า......................... 37

4.1.1 สร้างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า........................ 38

4.1.2 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง...................... 39

4.1.3 ขั้นตอนออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.......... 46

4.2 การคำนวณหาค่าการออกแบบและส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า............................................................. 49

4.2.1. การคำนวณค่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า............................................................. 50

4.2.2 สรุปการหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง.............................................................. 54

4.2.3 ตรวจสอบการทำงานของแกนเหล็กที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง....................................................... 55

4.3 การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง................................................ 57

บทที่ 5 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง.................................................. 59

5.1 บทนำ............................................................................ 59



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ...ให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิง........................................ 60

บทที่ 6 ผลการทดลองและการวิเคราะห์........................................ 74

6.1 การทดลองด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า........................................ 74

6.1.1 ผลการทดสอบวัดสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์........................................ 75

6.1.2 การทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ณ จุดที่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่มีค่าเกินมาตรฐาน...... 77

6.1.3 การทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อกระแสโหลดเท่ากับ 0.25 แอมแปร์........................................ 86

6.2 สรุปผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า................ 91

บทที่ 7 สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ........................................ 92

7.1 สรุปผลการวิจัย........................................ 92

7.1.1 สรุปการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง....... 92

7.1.2 สรุปการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ........................................ 92

7.1.3 การสรุปงานวิจัยในด้านอื่นๆ........................................ 96

7.2 ข้อเสนอแนะ........................................ 96

บรรณานุกรม........................................ 98

ภาคผนวก........................................ 99

ภาคผนวก ก การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำตามมาตรฐาน CISPR 11 และ CISPR 22........................................ 99

ภาคผนวก ข วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์........................................ 106

ภาคผนวก ค ข้อมูลแกนเหล็ก........................................ 113

ภาคผนวก ง ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่........................................ 118

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

ประวัติผู้เขียน........................................................................................... 130

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

| รูปที่ | | หน้า |
|---|---|---|
| 1.1 | ขั้นตอนของการวิจัย................................................................... | 3 |
| 2.1 | ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า ........................................................ | 4 |
| 2.2 | ย่านความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.................................... | 5 |
| 2.3 | เส้นทางของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ............................ | 6 |
| 2.4 | ตัวอย่างเส้นขีดจำกัดและย่านความถี่ของมาตรฐานที่มาตามสายตัวนำ.............. | 9 |
| 2.5 | การวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้ LISN................ | 10 |
| 2.6 | วงจรของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR.................................................. | 11 |
| 2.7 | อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR ................................ | 11 |
| 2.8 | การวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้โพรบกระแส ....... | 11 |
| 2.9 | การวัดโดยใช้โพรบกระแส............................................................ | 12 |
| 2.10 | การวัดกระแสไฟฟ้าโหมดต่างๆ โดยใช้โพรบกระแส................................ | 13 |
| 2.11 | โครงแบบทดสอบอุปกรณ์วางบนโต๊ะ (การวัดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ)..... | 16 |
| 2.12 | การต่อวงจร เพื่อวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ..................... | 17 |
| 2.13 | เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า................. | 18 |
| 3.1 | วงจรขณะยังไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน...................................... | 20 |
| 3.2 | วงจรขณะใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน.............................................. | 20 |
| 3.3 | ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ (Attenuation) ของตัวเก็บประจุ............ | 22 |
| 3.4 | ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ (Attenuation) เมื่อนำตัวเก็บประจุขนาด 0.3 μF ทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน............................................. | 23 |
| 3.5 | การลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองด้วยตัวเก็บประจุเทียบกับความถี่และ $Z_p$.................................................................................... | 23 |
| 3.6 | วงจรขณะได้ทำการต่อวงจรกรองสัญญาณโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ........................ | 24 |
| 3.7 | ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ (Attenuation) เมื่อนำตัวเหนี่ยวนำขนาดต่างๆ ทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน............................................. | 25 |
| 3.8 | ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ ( Attenuation ) เมื่อนำตัวเหนี่ยวนำขนาด 1 μH มาทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน ............................................ | 26 |
| 3.9 | ผลของการลดทอนสัญญาณของวงจรกรองโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำเทียบกับความถี่และ $Z_{sum}$ .................................................................................... | 26 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | | หน้า |
|---|---|---|
| 3.10 | การต่ออิมพิแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายและโหลดที่เหมาะสมสำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนโดยใช้ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ........................... | 27 |
| 3.11 | แสดงการหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงโดยวิธีการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.......................................... | 28 |
| 3.12 | วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน.............................................................. | 31 |
| 3.13 | การวัดค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโดยวิธีทดสอบรีโซแนนซ์.............................................................................. | 32 |
| 3.14 | วงจรในการตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์โดยวิธีการใช้โพรบกระแส 2 ตัว.................. | 33 |
| 3.15 | วงจรสมมูลย์ของโพรบจ่ายสัญญาณ..................................................... | 33 |
| 3.16 | วงจรสมมูลย์การตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์โดยวิธีการใช้โพรบกระแส 2 ตัว............ | 34 |
| 4.1 | วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า............................................. | 38 |
| 4.2 | วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์.................................................................. | 39 |
| 4.3 | วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป................................. | 40 |
| 4.4 | วงจรสมมูลย์ของคอนเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนที่โหมดต่างๆ....... | 41 |
| 4.5 | การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม.................................... | 43 |
| 4.6 | การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง.................................... | 45 |
| 4.7 | ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า......................... | 46 |
| 4.8 | ตัวอย่างการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ ....................................................... | 48 |
| 4.9 | การออกแบบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า............................. | 49 |
| 4.10 | สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ได้จากการวัด............................................. | 50 |
| 4.11 | สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่ได้จากการวัด............................................. | 50 |
| 4.12 | การลดทอนสัญญาณรบกวน และค่าจุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลร่วม $f_{r,CM}$ ......... | 51 |
| 4.13 | การลดทอนสัญญาณรบกวน และค่าจุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลต่าง $f_{r,DM}$ ......... | 52 |
| 4.14 | ค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป......... | 54 |
| 5.1 | แสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการใช้อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง........................ | 60 |
| 5.2 | วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ทดสอบ........................................................ | 61 |
| 5.3 | การติดตั้งเพื่อทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า.................................. | 62 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน ไว้สำหรับการ ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป (ต่อ)


| รูปที่ | | หน้า |
|---|---|---|
| 5.4 | สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของชุดคอนเวอร์เตอร์.................................. | 62 |
| 5.5 | สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของชุดคอนเวอร์เตอร์.................................. | 62 |
| 5.6 | วงจรทดสอบอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลร่วม... | 63 |
| 5.7 | วงจรทดสอบอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลต่าง... | 63 |
| 5.8 | อุปกรณ์ที่ใช้การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า............................. | 64 |
| 5.9 | อิมพีแดนซ์อุปกรณ์ที่ใช้ทดสอบหาการลดทอนสัญญาณรบกวน..................... | 65 |
| 5.10 | อิมพีแดนซ์ภายในโหมดผลร่วมของชุดคอนเวอร์เตอร์................................ | 66 |
| 5.11 | อิมพีแดนซ์ภายในโหมดผลต่างของชุดคอนเวอร์เตอร์................................ | 67 |
| 5.12 | วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วม.................................. | 67 |
| 5.13 | วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลต่าง.................................. | 69 |
| 5.14 | การวัดค่าเหนี่ยวนำที่ขดลวดปฐมภูมิ.......................................................... | 69 |
| 5.15 | การวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ขดลวดปฐมภูมิ.................................................. | 69 |
| 5.16 | วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลรวม.................................. | 71 |
| 5.17 | ค่าของส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลรวม | 71 |
| 6.1 | เส้นขีดจำกัดมาตรฐานของ CISPR 22 Class B.................................................. | 74 |
| 6.2 | สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะที่ไม่ใส่วงจรกรอง.................................... | 75 |
| 6.3 | สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะที่ไม่ใส่วงจรกรอง.................................... | 76 |
| 6.4 | สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะที่ไม่ใส่วงจรกรอง..................................... | 76 |
| 6.5 | คุณสมบัติของแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์............................................................ | 77 |
| 6.6 | คุณสมบัติของแกนเหล็กชนิดผงโลหะ............................................................. | 77 |
| 6.7 | ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการออกแบบโดยใช้วิธีจุดเปลี่ยนความถี่................................................................................ | 79 |
| 6.8 | ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการออกแบบโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง................................................ | 80 |
| 6.9 | สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของการออกแบบทั้ง 2 แบบ.............................. | 81 |
| 6.10 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม....................................................... | 81 |
| 6.11 | สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของการออกแบบทั้ง 2 แบบ.............................. | 82 |
| 6.12 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง....................................................... | 82 |
| 6.13 | สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการออกแบบทั้ง 2 แบบ.............................. | 83 |


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น หรือทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่ | | หน้า |
|---|---|---|
| 6.14 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม........................................ | 83 |
| 6.15 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง.... | 84 |
| 6.16 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง...... | 85 |
| 6.17 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง.... | 85 |
| 6.18 | สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม........................................ | 86 |
| 6.19 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม........................................ | 87 |
| 6.20 | สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง........................................ | 87 |
| 6.21 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง........................................ | 88 |
| 6.22 | สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม........................................ | 88 |
| 6.23 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม........................................ | 89 |
| 6.24 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง.... | 90 |
| 6.25 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง.... | 90 |
| 6.26 | เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง.... | 91 |
| 7.1 | อุปกรณ์ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ออกแบบโดยการใช้จุดเปลี่ยนความถี่........................................ | 93 |
| 7.2 | ผลการตอบสนองความถี่ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองด้วยวิธีการใช้จุดเปลี่ยนความถี่........................................ | 94 |
| 7.3 | อุปกรณ์ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ออกแบบโดยการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง............................ | 95 |
| 7.4 | ผลการตอบสนองความถี่ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองด้วยวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง..................... | 96 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง


| ตารางที่ | | หน้า |
|---|---|---|
| 4.1 | พิกัดของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ (Cúk converter)............................... | 38 |
| 5.1 | อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า........................................ | 66 |
| 6.1 | ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดต่างๆ ...................... | 84 |
| 6.2 | ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดต่างๆ...................... | 89 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1
# บทนำ

## 1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

ปัญหาของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่เกิดจากแหล่งจ่ายไฟสวิตช์ชิ่งนั้นจะไม่สามารถบอกได้ว่า สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเป็นผลมาจากตัวอุปกรณ์หรือเกิดจากวงจรไฟฟ้า ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นจึงต้องพัฒนาวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ให้มีขีดความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างได้สูง จึงมีแนวความคิดที่จะออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้สูงที่สุด โดยในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้น สนใจเพียงความถี่ที่ต้องการจะลดสัญญาณรบกวนในการออกแบบเท่านั้น โดยไม่ให้ความสำคัญกับอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิง งานวิจัยนี้จึงให้ความสำคัญกับอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง ในการใช้ออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

## 1.2 เพราะเหตุใดปัญหานี้ถึงน่าสนใจ

ปัจจุบันการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้านั้น จะทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดจากวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง และทำการคำนวณหาค่าของอุปกรณ์ของวงจรกรองจากการหาโดยวิธีใช้จุดเปลี่ยนความถี่ และในการหาค่าของอุปกรณ์ของวงจรกรองโดยวิธีนี้ไม่ได้ให้ความสำคัญต่อ อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง ซึ่งจะตั้งสมมติฐานเพียงว่าเป็นอิมพีแดนซ์ที่มีค่าสูงในการวิเคราะห์โหมดผลร่วม ส่วนในโหมดผลต่างในสภาวะที่ไดโอดทำงานจะเป็นอิมพีแดนซ์ที่มีค่าต่ำ และเมื่อไดโอดไม่ทำงานอิมพีแดนซ์ภายในจะมีค่าสูง ไม่ได้คำนึงถึงค่าอิมพีแดนซ์ภายในจริงที่เกิดขึ้นจริง จึงอาจทำให้ผลของการลดทอนสัญญาณไม่ได้ตามที่คำนวณไว้ ดังนั้นจึงได้นำเสนอวิธีการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงมาช่วยในการออกแบบทั้งนี้เพื่อให้ได้การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ณ ความถี่ที่ต้องการลดค่าได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.3 เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

ในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการพัฒนาวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ให้สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้สูง โดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงจริงที่หาได้จากการทดลองมาใช้ในการออกแบบ วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าเปรียบเทียบกับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าเดิมที่ใช้อยู่ คือการตั้งสมมติฐานเกี่ยวกับอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิง เป็นเพียงอิมพีแดนซ์ภายในที่มีค่าสูง และอิมพีแดนซ์ภายในที่มีค่าต่ำ

## 1.4 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1) ศึกษาการหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

2) ศึกษาความสำคัญของอิมพีแดนซ์ภายในที่มีต่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

3) ออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

4)เปรียบเทียบการลดทอนของสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างการออกแบบโดยใช้จุดเปลี่ยนความถี่ และการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

## 1.5 ขอบเขตของงานวิจัย

1) นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงเปรียบเทียบกับการออกแบบโดยการใช้ corner frequency

2) หาการตอบสนองความถี่ของอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

3) หา Margin ของระดับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ากับ เส้นมาตรฐาน EN 55022

## 1.6 ขั้นตอนการวิจัย

ขั้นตอนในการศึกษานี้แบ่งเป็นขั้นตอนหลักดังแผนภูมิในรูปที่ 1.1 โดยคลอบคลุมเนื้อหาสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งมีทั้งหมด 7 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 บทนำ จะกล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย, วัตถุประสงค์ของงานวิจัย, แนวความคิดของงานวิจัย, และขอบเขตของงานวิจัย

บทที่ 2 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า จะประกอบด้วยนิยามความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า, องค์ประกอบและปรากฏการณ์ของความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า, สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังทางสายตัวนำและมาตรฐานความเข้ากันได้แม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

บทที่ 3 อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง จะกล่าวถึงความสำคัญของอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงต่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า และวิธีการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

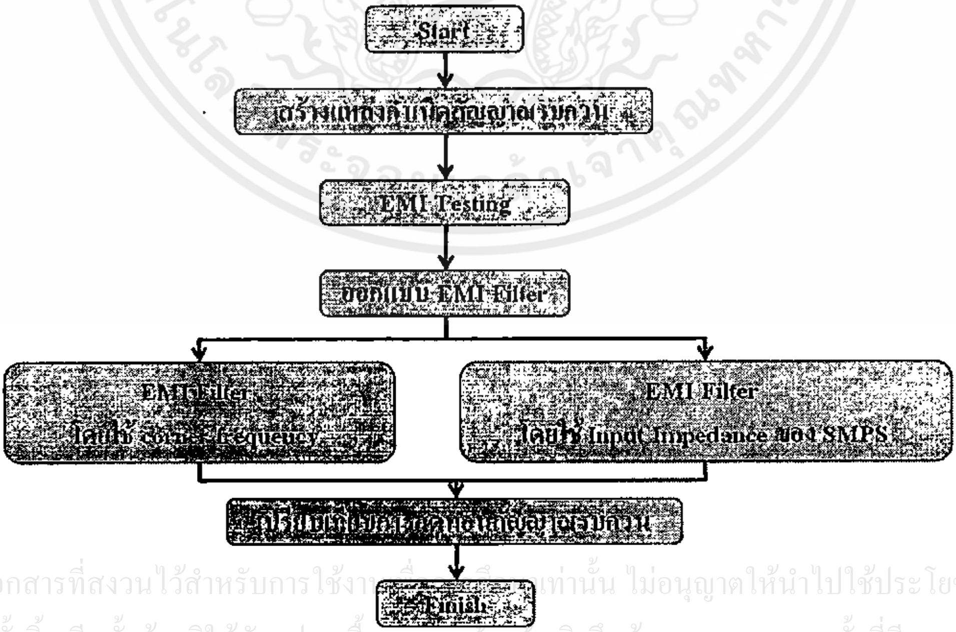
บทที่ 4 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ประกอบด้วยคุณลักษณะของวงจรกรองสัญญาณรบแม่เหล็กไฟฟ้า, หลักการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบแม่เหล็กไฟฟ้า และการขั้นตอนออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบแม่เหล็กไฟฟ้า

บทที่ 5 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟ จะกล่าวถึง การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิง

บทที่ 6 การทดลองและการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ประกอบด้วย การทดลองการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

โดยขั้นตอนของการวิจัยแสดงในรูปที่ 1.1




**รูปที่ 1.1 ขั้นตอนของการวิจัย**

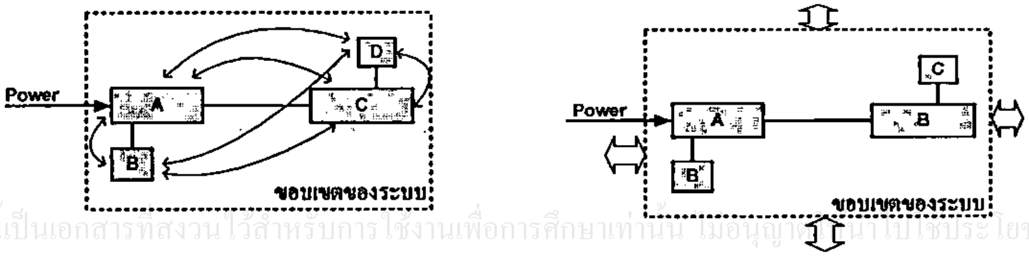
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 2
# ทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซิ่งนั้นจะสามารถอธิบายให้เข้าใจได้ก็ต่อเมื่อ ทราบถึงสาเหตุการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และมีความเข้าใจพฤติกรรมการเกิดของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำด้วย 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 หรือเกิดความเสียหายซึ่งมีสาเหตุมาจากการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยปกติรูปแบบของความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบเดียวกัน (intra-system EMC) และ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก (inter-system EMC) [1] ดังในรูปที่ 2.1




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ

(ก) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ

(ข) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก

รูปที่ 2.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

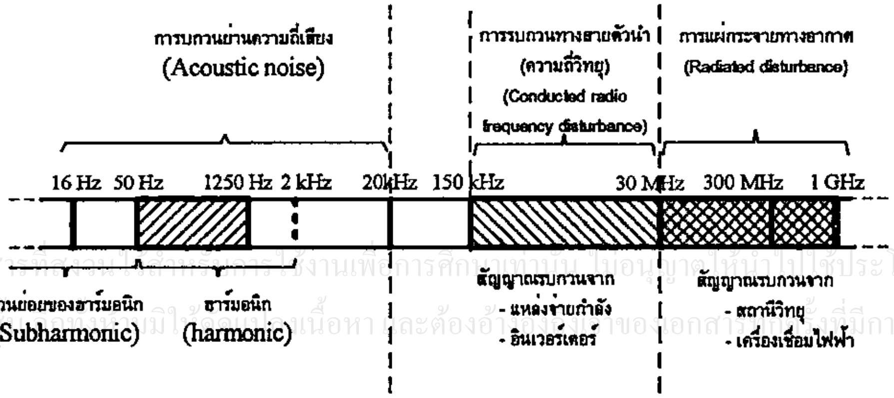
ก) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ คือความสามารถของส่วนประกอบภายในระบบเดียวกันสามารถทำงานได้ ในสภาวะแวดล้อมที่เกิดการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่เกิดจากอุปกรณ์ภายในระบบ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ก)

ข) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก คือความสามารถในการทำงานของระบบทั้งระบบที่สามารถทำงานได้ในสภาวะแวดล้อม ที่เกิดการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจากระบบอื่น 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 ให้ครอบคลุมถึงย่านความถี่ดังกล่าวบ้างแล้ว [2]

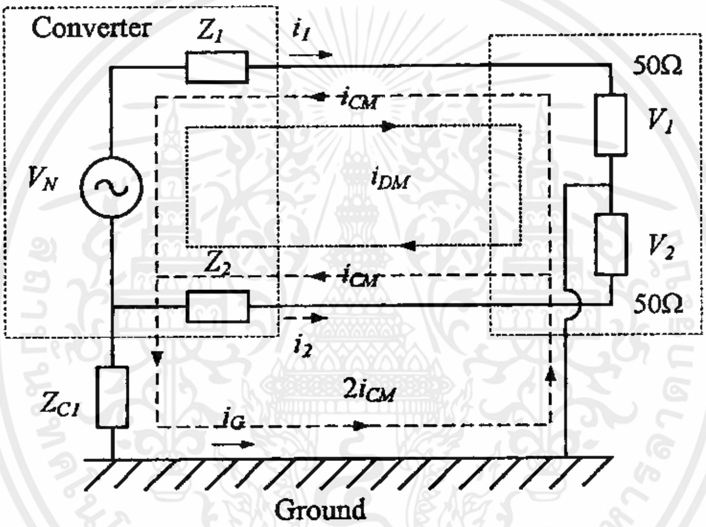
ส่วนย่านความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าหรือบางครั้งจะเรียกแทนว่า การรบกวนความถี่วิทยุ (radio frequency disturbance) จะจัดอยู่ในการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่สูงโดยเริ่มพิจารณาความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 1 GHz สามารถแบ่งออกได้เป็นสองแบบด้วยกันคือ ที่ความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (conducted EMI) และย่านความถี่ตั้งแต่ 30 MHz ถึง 1 GHz จะพิจารณาว่าเป็นสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศ (radiated EMI) ซึ่งทั้งสองแบบจะมีรูปแบบในการรบกวนและวิธีในการตรวจจับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่แตกต่างกัน [3] ดังแสดงในรูปที่ 2.2




**รูปที่ 2.2** ย่านความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า [2]

## 2.2 รูปแบบการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำ ที่เกิดจากการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรือแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง ของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีการสวิตชิ่งที่ความถี่สูง ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่อเวลา $(dv/dt)$ ซึ่งจะเกิดในช่วงเริ่มหยุดนำกระแส และผลของการเปลี่ยนแปลงกระแสต่อเวลา $(di/dt)$ ซึ่งจะเกิดในช่วงเริ่มนำกระแส จะส่งผลให้การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำ โดยการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำนั้น สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วม (common mode: CM) และการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลต่าง (differential mode: DM)




รูปที่ 2.3 เส้นทางของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ [4-5]

จากรูปที่ 2.3 แสดงการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และเพื่อให้ง่ายในการอธิบายจากรูป จึงแสดงทิศทางของกระแสในสายตัวนำและสายนิวตรอนเทียบกับสายกราวน์ โดยใช้คอนเวอร์เตอร์ $(V_N)$ เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (noise source) โดยมีตัวต้านทาน 50 Ω จำนวน 2 ตัว เป็นโหลดของสัญญาณรบกวน โดยเส้นสีแดงจะแสดงทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วม (common mode current: $i_{CM}$) ซึ่งกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมจะเป็นกระแสไฟฟ้าที่ไหลจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ทั้งสายตัวนำและสานนิวตรอน ผ่านทางตัวเก็บประจุแฝงลงกราวน์หรือ ผ่านทางส่วนอื่นๆ ที่มีการเชื่อมต่อระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนกับกราวน์ และจากในรูปเส้นสีน้ำเงิน จะแสดงทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง (differential mode current: $i_{DM}$) ซึ่งกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง จะเป็นกระแสที่ไหลจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ แล้วไหลกลับครอบวงจรผ่านสายนิวตรอน โดยจะไม่

ไหลผ่านกราวน์ดังในรูปที่ 2.3 และกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมและกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างที่ไหลจะสามารถหาได้ ดังสมการที่ (2.1) ถึง (2.3)

$$i_1 = -i_{CM} + i_{DM} \tag{2.1}$$

$$i_2 = -i_{CM} - i_{DM} \tag{2.2}$$

$$i_G = 2i_{CM} \tag{2.3}$$

เมื่อ $i_1$ คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในสายตัวนำ
$i_2$ คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลในสายนิวตรอน
$i_G$ คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านกราวด์
$i_{CM}$ คือ กระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วม
$i_{DM}$ คือ กระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง
$Z_1$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายตัวนำ
$Z_2$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสายนิวตรอน
$Z_{C1}$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างคอนเวอร์เตอร์กับกราวน์

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

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

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

จากสมการที่ (2.4) และ (2.5) จะได้แรงดันไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ดังในสมการที่ (2.6) และ (2.7) โดยแรงดันไฟฟ้าโหมดผลร่วมจะคำนวณจากผลคูณของกระแสโหมดผลร่วมที่ไหลผ่านตัวต้านทาน 50 Ω และส่วนแรงดันไฟฟ้าโหมดผลต่าง จะคำนวณจากผลคูณของกระแสโหมดผลต่างที่ไหลผ่านตัวต้านทาน 50 Ω ดังในสมการที่ (2.6) และ (2.7)

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

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

เมื่อ $v_{CM}$ คือ แรงดันไฟฟ้าโหมดผลร่วม
$v_{DM}$ คือ แรงดันไฟฟ้าโหมดผลต่าง

จากสมการที่ (2.6) และ (2.7) จะคำนวณหาค่าแรงดันไฟฟ้า $v_1$ และ $v_2$ ได้จาก ผลรวมหรือผลต่างของแรงดันไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ดังสมการที่ (2.8) และ (2.9)

$$v_1 = v_{CM} + v_{DM} \tag{2.8}$$

$$v_2 = v_{CM} - v_{DM} \tag{2.9}$$

ข้อสำคัญคือแรงดันไฟฟ้า $v_1$ และ $v_2$ คือ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวต้านทาน 50 Ω ทั้งด้านสายตัวนำและสายนิวตรอน ซึ่งขนาดแอมปลิจูดของสเป็กตรัม (spectrum) ของแรงดันทั้งด้านสายตัวนำและสายนิวตรอนในย่านความถี่การใช้งาน จะต้องไม่เกินเส้นขีดจำกัดมาตรฐานของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำกำหนด

## 2.3 มาตรฐานและการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน เกือบจะทั้งหมดต้องผ่านการทดสอบที่เกี่ยวกับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าไม่ว่าจะเป็นการรบกวนทางสายตัวนำหรือแพร่ทางอากาศ และในการทดสอบและการวัดให้เป็นไปในทิศทางเดียวกัน จึงได้มีการกำหนดมาตรฐานสำหรับการวัดและการทดสอบผลิตภัณฑ์ โดยมาตรฐานที่ใช้มีจะอยู่หลายมาตรฐาน มีทั้งมาตรฐานนานาชาติ มาตรฐานของภูมิภาคหรือมาตรฐานของประเทศนั้นๆ สำหรับวิธีการวัดและวิธีการติดตั้งจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์และเครื่องมือตามมาตรฐานนานาชาติกำหนด 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)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**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 เป็นการออกมาเพื่อการควบคุมสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกรณีของบริภัณฑ์เทคโนโลยีสารสนเทศ (information technology equipment)

**3) มาตรฐานทางการทหาร (Military standards)**

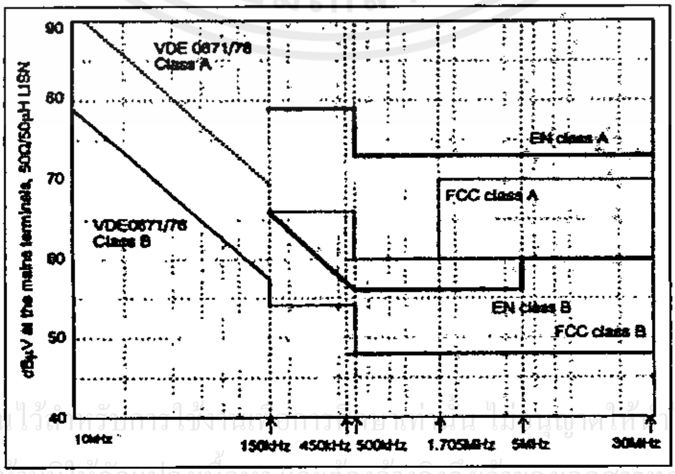
MIL-STD-461B และ MIL-STD-462 เป็นมาตรฐานที่ออกโดยการทหารของประเทศสหรัฐอเมริกา โดยที่ MIL-STD-461B กำหนดเส้นขีดจำกัด (Limit) และ MIL-STD-462 จะกำหนดขั้นตอนและวิธีการทดสอบ โดยที่มาตรฐานดังกล่าวจะมีรายละเอียดมากกว่าและเข้มงวดกว่า FCC และย่านความถี่ที่พิจารณายังกว้างกว่าอีกด้วย

**4) VDE**

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

**5) มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม (มอก.)**

ในด้านที่เกี่ยวข้องกับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับประเทศไทยได้มีการเริ่มต้นนำมาตรฐานนานาชาติ (IEC) มาปรับปรุงแก้ไขโดยอ้างอิงจากมาตรฐาน CISPR 15 ที่เกี่ยวกับบริภัณฑ์ส่องสว่าง สำหรับ CISPR 22 ที่เกี่ยวข้องกับบริภัณฑ์ทางด้านเทคโนโลยีสารสนเทศและมัลติมีเดีย และอยู่ในระหว่างการพิจารณาที่จะมีการบังคับใช้ในประเทศไทย




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

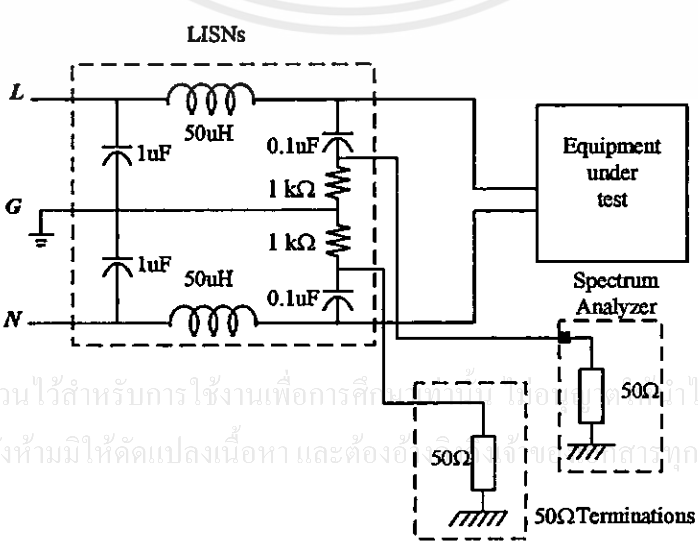
**รูปที่ 2.4 ตัวอย่างเส้นขีดจำกัดและย่านความถี่ของมาตรฐานที่มาตามสายตัวนำ**

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

### 2.3.2 วิธีการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

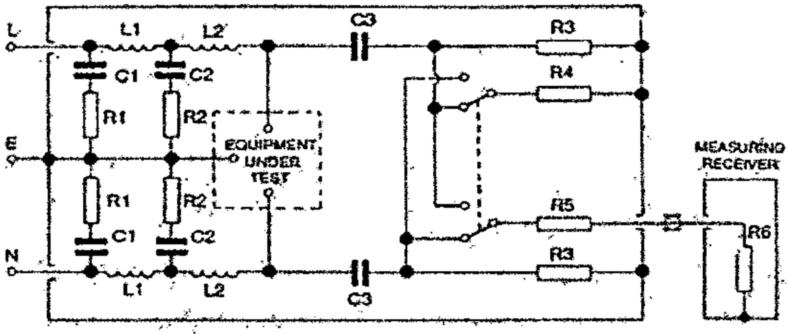
ในขั้นตอนนี้จะเป็นการนำเสนอวิธีการวัดและการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ พร้อมกับการใช้งานของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) ดังในรูปที่ 2.5 จะแสดงการวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้ LISN พร้อมกับการใช้เครื่องวิเคราะห์สเปคตรัม (spectrum 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 [6] กำหนดและแสดงค่าส่วนประกอบต่างๆ ที่ใช้ในวงจรของ LISN โดยจะใช้งานในย่านความถี่ 9 kHz ถึง 30 MHz และจากรูปความต้านทาน R6 ที่ต่ออยู่จะเป็นของเครื่องวัดสเปคตรัม หรือ measuring receiver พร้อมกับแสดงจุดต่อไปยังผลิตภัณฑ์ที่ใช้ในการทดสอบ และจากรูปที่ 2.7 จะแสดงกราฟค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ LISN และในย่านความถี่ 9 kHz ถึง 30 MHz จะมีค่าอิมพีแดนซ์ เท่ากับ 50 Ω และมีค่าผิดพลาด ± 20 %




อกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงแหล่งที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.5 การวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้ LISN



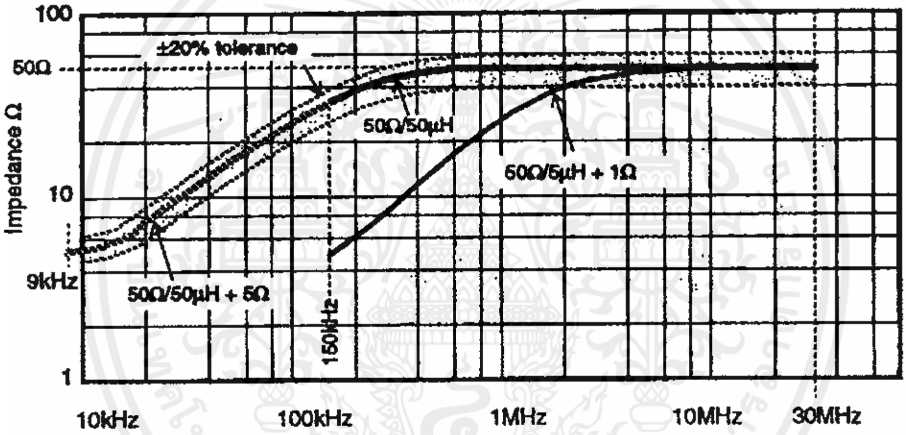

COMPONENT VALUES FOR 50 ohm / 50µH NETWORK

| COMPONENT | VALUE | COMPONENT | VALUE |
|---|---|---|---|
| R1 | 10 ohms | C1 | 1.2µF |
| R2 | 5 ohms | C2 | 8µF |
| R3 | 1k ohm | C3 | 0.25µF |
| R4 | 50 ohm | L1 | 250µH |
| R5 | (short) | L2 | 50µH |
| R6 | 50 ohms | | |

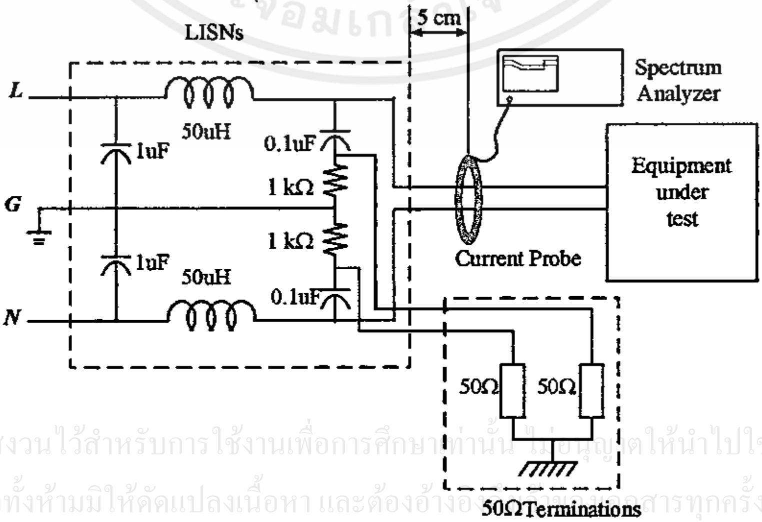
COMPONENT VALUES FOR 150 ohm NETWORK

| COMPONENT | VALUE | COMPONENT | VALUE |
|---|---|---|---|
| R1 | open | C1 | open |
| R2 | short | C2 | 0.25µF |
| R3 | open | C3 | 0.1µF |
| R4 | 150 ohm | L1 | short |
| R5 | 100 ohm | L2 | short |
| R6 | 50 ohm | | |

รูปที่ 2.6 วงจรของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR [6]



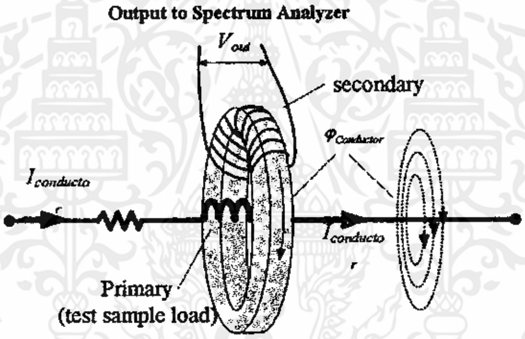

รูปที่ 2.7 อิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR [6]




สารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงแหล่งที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.8 การวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้โพรบกระแส [7]

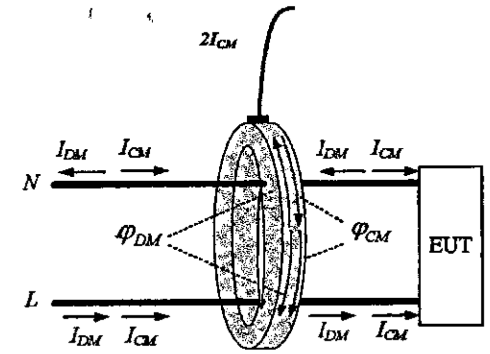
จากรูปที่ 2.8 จะแสดงการวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยใช้โพรบกระแส (Current Probe) [7] โดยโพรบกระแสที่ใช้วัดจะเป็นโพรบกระแสที่สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง และสามารถรักษาค่าทรานส์เฟอร์อิมพีแดนซ์ ให้คงที่ในตลอดย่านความถี่ใช้งาน และการใช้โพรบกระแสสามารถวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม โหมดผลต่างและโหมดผลรวมได้ ซึ่งจะมีประโยชน์ในการวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวน และการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และตามมาตรฐาน MIL STD 462 ในการวัดสัญญาณรบกวนโดยใช้โพรบกระแสนั้น จะต้องวางโพรบกระแสให้ห่างจาก LISN ประมาณ 5 cm และที่ขั้วของการวัดจะทำการต่อตัวต้านทาน 50 Ω termination 2 ตัว ที่ขั้วทั้งสองเพื่อให้ รักษาค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างสายตัวนำกับกราวน์ และสายนิวตรอนกับกราวน์เท่ากับ 50 Ω ดังในรูปที่ 2.8 และที่สำคัญในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยการใช้โพรบกระแสนั้น จะต้องทำการใส่ค่าชดเชยของโพรบกระแสที่ใช้นั้นๆ เข้าที่เครื่องมือวัด spectrum analyzer และในการวัดสัญญาณรบกวนโดยใช้โพรบกระแสสามารถอธิบายได้ ดังในรูปที่ 2.9



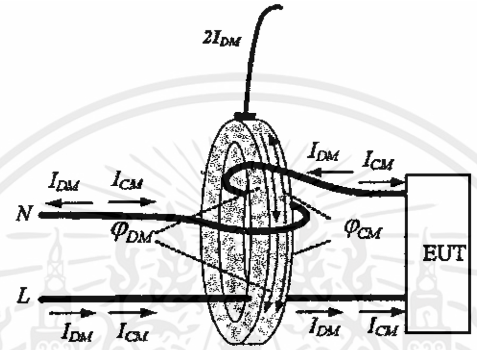

**รูปที่ 2.9 การวัดโดยใช้โพรบกระแส**

ในรูปที่ 2.9 จะแสดงโครงสร้างการทำงานและการวัดกระไฟฟ้าโดยใช้โพรบกระแส กล่าวคือ ขณะที่สายตัวนำมีกระแสไฟฟ้าไหล $I_{conductor}$ จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก $\varphi_{conductor}$ ที่สายตัวนำที่มีทิศทางของฟลักซ์แม่เหล็ก ดังในรูปที่ 2.9 ตามกฎมือขวา (Right Hand's Rule) ที่เปรียบเสมือนขดลวดปฐมภูมิ (primary) และเมื่อนำโพรบกระแส ที่เปรียบเสมือนขดลวดทุติยภูมิ (secondary) ไปคล้องที่สายตัวนำ นั้นจะทำให้เกิดการเกี่ยวคล้องของฟลักซ์แม่เหล็กระหว่างสายตัวนำกับโพรบกระแส ทำให้เกิดสัญญาณในรูปของแรงดันไฟฟ้า $V_{out}$ ที่ขั้วด้านออกของขดลวดทุติยภูมิ แล้วส่งไปยังเครื่องมือวัด spectrum analyzer ซึ่งในวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่โหมด สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม โดยใช้ โพรบกระแสจะอธิบายได้จากรูปที่ 2.10

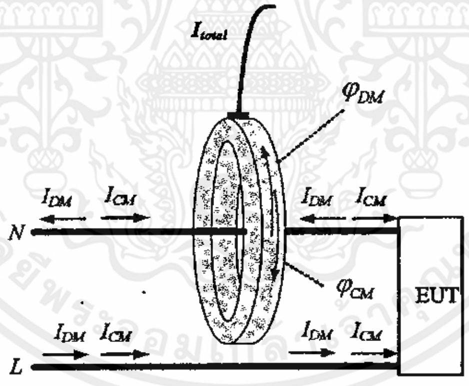
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




(ก) วัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วม




(ข) วัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง




(ค) วัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวม

**รูปที่ 2.10 การวัดกระแสไฟฟ้าโหมดต่างๆ โดยใช้โพรบกระแส**

### 2.3.2.1 การวัดค่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วม

จากรูปที่ 2.10 (ก) จะแสดงการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมโดยใช้โพรบกระแส โดยที่โพรบกระแสจะคล้องทั้งสายตัวนำและสายนิวตรอนดังรูป และจากรูปจะแสดงทิศทางของกระแสโหมดผลร่วม $i_{CM}$ และโหมดผลต่าง $i_{DM}$ ซึ่งการคล้องดังในรูปจะเห็นได้ว่าทิศทางของกระแสโหมดผลต่าง $i_{DM}$ ที่ไหลในสานตัวนำและสายนิวตรอน จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก $\varphi_{DM}$ มีทิศทางหักล้างกันดังรูป และเมื่อพิจารณาทิศทางของกระแสโหมดผลร่วม $i_{CM}$ ที่ไหลในสาน

ตัวนำและสายนิวตรอน จะทำให้เกิด ฟลักซ์แม่เหล็ก $\varphi_{CM}$ จากทิศทางกระแสไฟฟ้าทั้งสองจะเสริมกัน ทำให้ผลรวมของฟลักซ์แม่เหล็กที่ไปเหนี่ยวนำขดลวดทุติยภูมิมีค่าเป็น $2\varphi_{CM}$ ทำให้แรงดันไฟฟ้า $V_{out}$ ที่วัดได้จะเป็นค่าที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าที่ทำการวัด $I_{conductor} = 2i_{CM}$ ดังนั้นผลจากการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมโดยใช้โพรบกระแสที่ส่งไปยังเครื่อง spectrum analyzer คือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมที่ไหลในสายตัวนำกับสายนิวตรอนเท่ากับ $2i_{CM}$ ที่อยู่ในรูปของแรงดันไฟฟ้า $V_{out}$

#### 2.3.2.2 การวัดค่ากระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง

จากรูปที่ 2.10 (ข) จะแสดงการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่างโดยใช้โพรบกระแส โดยที่โพรบกระแสจะคล้องทั้งสายตัวนำและสายนิวตรอนดังรูป และจากรูปทิศทางของกระแสโหมดผลต่าง $i_{CM}$ ที่ไหลในสานตัวนำและสายนิวตรอน จะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็ก $\varphi_{CM}$ มีทิศทางหักล้างกันดังรูป และเมื่อพิจารณาทิศทางของกระแสโหมดผลต่าง $i_{DM}$ ที่ไหลในสานตัวนำและสายนิวตรอน จะทำให้เกิด ฟลักซ์แม่เหล็ก $\varphi_{DM}$ 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 จากรูป เมื่อจะทำการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายนิวตรอน $(i_{Total,N})$ ทำได้โดยนำโพรบกระแสไปคล้องสายนิวตรอนเพียงสายเดียวดังรูปที่ 2.10 (ค) จากการคล้องลักษณะดังกล่าวจะทำให้เกิดฟลักซ์แม่เหล็กที่หักล้างกัน $(-\varphi_{CM} + \varphi_{DM})$ โดยฟลักซ์แม่เหล็กที่เหลือ จะไปเหนี่ยวนำขดลวดทุติยภูมิ ดังนั้นผลการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายนิวตรอน ที่ส่งไปยังเครื่อง spectrum analyzer คือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่ไหลในสายนิวตรอน $(i_{Total,N} = -i_{CM} + i_{DM})$ หรือกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายนิวตรอน ในรูปของแรงดันไฟฟ้า $V_{out}$

ในขณะที่การวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายตัวนำ สามารถทำได้เช่นเดียวกับการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมในสายนิวตรอน ด้วยการคล้องโพรบวัดกระแสไฟฟ้าในสายตัวนำเพียงสายเดียว โดยผลการวัดกระแสไฟฟ้าโหมดผลรวมที่ไหลในสายตัวนำ ที่ส่งไปยังเครื่อง spectrum analyzer คือ ผลรวมของกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่ไหลในสายตัวนำ

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

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

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

**(ก) ระนาบพื้น**

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

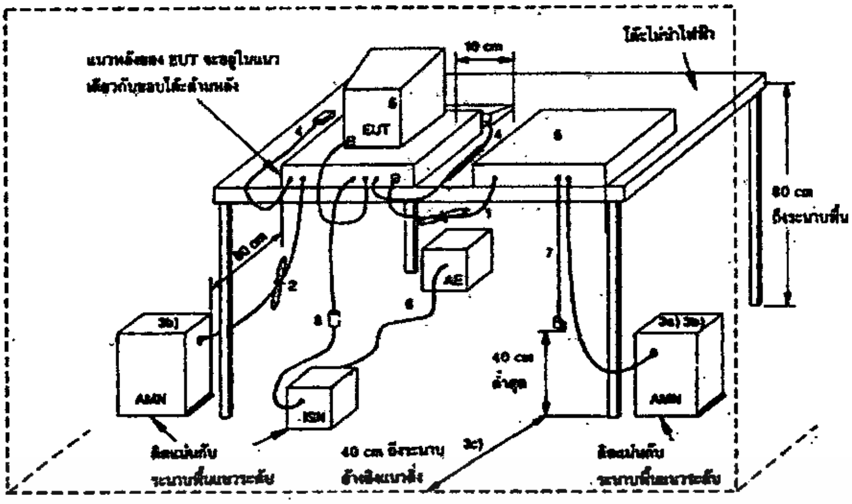
การวางอุปกรณ์ที่ทำการทดสอบ (Equipment Under Test: EUT) ซึ่งประสงค์ให้ใช้งานบนโต๊ะ 0.4 เมตร ห่างจากระนาบอ้างอิงโลหะในแนวดิ่งที่มีขนาดอย่างน้อย 2 เมตร × 2 เมตร และต้องรักษาระยะอย่างน้อย 0.8 เมตร จากพื้นผิวโลหะอื่นๆ หรือระนาบพื้นอื่นที่ไม่ได้เป็นส่วนของ EUT

อุปกรณ์ทดสอบตั้งพื้นต้องวางบนระนาบพื้นโลหะในแนวระดับ จุดสัมผัสต้องสอดคลองกับการใช้งานตามปกติ แต่ต้องไม่สัมผัสทางโลหะกับระนาบพื้น อาจแทนพื้นโลหะด้วยระนาบพื้นอ้างอิง ระนาบพื้นอ้างอิงต้องยื่นพ้นเส้นขอบของ EUT อย่างน้อย 0.5 เมตร และต้องมีขนาดอย่างน้อย 2 เมตร × 2 เมตร และจุดอ้างอิงของ LISN ต้องต่อเข้ากับระนาบพื้นอ้างอิงด้วยตัวนำที่สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้

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

อุปกรณ์ที่ออกแบบสำหรับการทำงานทั้งที่วางบนโต๊ะหรือวางบนพื้น โดยถ้าอุปกรณ์ที่ออกแบบสำหรับติดผนังต้องทดสอบในลักษณะเหมือนแบบวางบนโต๊ะ และการหันเหทิศทางของอุปกรณ์ต้องสอดคล้องกับการใช้งานตามปกติ โดยการจัดวางอุปกรณ์ในการทดสอบจะเป็นไปตามขั้นตอนดังต่อไปนี้ ดังแสดงในรูปที่ 2.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ค้าว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.11** โครงแบบทดสอบอุปกรณ์วางบนโต๊ะ (การวัดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ)

**เมื่อ** AE คือ อุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง

EUT คือ อุปกรณ์ที่ทำการทดสอบ

ISN (LISN) คือ โครงข่ายสร้างเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

1. ถ้าสายเคเบิลที่ห้อยอยู่ใกล้ระนาบพื้นโลหะแนวระดับในระยะต่ำกว่า 40 เซนติเมตร และไม่สามารถทำให้สั้นลงมีความยาวที่เหมาะสมได้ ส่วนที่เกินต้องม้วนทบให้เป็นมัดที่ยาว 30 ถึง 40 เซนติเมตร
2. สายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประธานที่ยาวเกินต้องม้วนทบให้เป็นมัดที่กลางสาย หรือทำให้สั้นลงจนมีความยาวเหมาะสม
3. ให้ต่อ EUT เข้ากับ AMN เครื่องหนึ่ง AMN และ LISN ทุกเครื่องอาจเลือกติดตั้งกับระนาบอ้างอิงแนวดิ่ง หรือผนังโลหะ
   (ก) หน่วยอื่นทั้งหมดของระบบได้รับกำลังไฟฟ้าจาก AMN เครื่องที่ 2 อาจใช้เต้ารับชุดสำหรับสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประธานหลายเส้น
   (ข) AMN และ LISN ห่างจาก EUT 80 เซนติเมตร และห่างจากหน่วยอื่นและระนาบโลหะอื่นอย่างน้อย 80 เมตร
   (ค) ต้องจัดตำแหน่งสายอ่อนแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าประธานและสายเคเบิลสัญญาณตลอดความยาวของสายเท่าที่จะทำได้ ที่ระยะ 40 เซนติเมตร ห่างจากระนาบอ้างอิงแนวดิ่ง
4. สายเคเบิลของอุปกรณ์ที่ทำงานด้วยมือ เช่น แผงแป้นอักขระ เมาส์ ฯลฯ ต้องวางในลักษณะใช้งานปกติ
5. อุปกรณ์รอบข้างต้องวางที่ระยะ 10 เซนติเมตรจากเครื่องอื่นๆ และจากตัวควบคุม ยกเว้นจอภาพซึ่งถ้ายอมรับได้ในทางปฏิบัติเกี่ยวกับการติดตั้งก็ให้วางบนตัวควบคุมโดยตรง

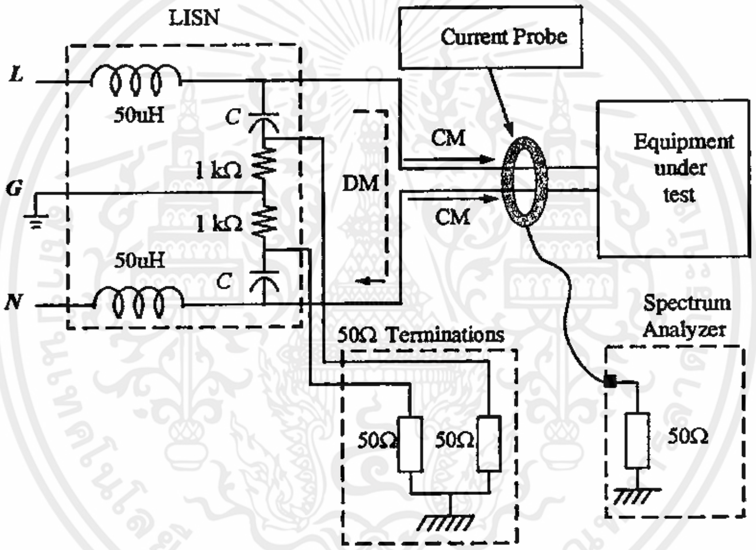
สารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง


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

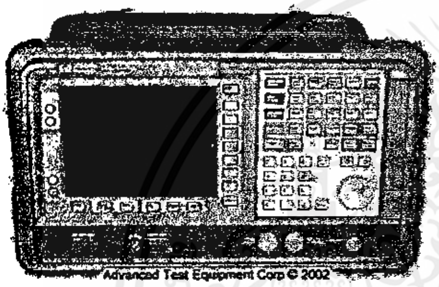
โดยในงานวิจัยนี้จะทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่โหมดการทำงานต่างๆ คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม โดยการใช้โพรบกระแส แล้วส่งสัญญาณไปยังเครื่องมือวัด Spectrum analyzer หรือ EMI receiver และทำการเปรียบเทียบค่าสัญญาณรบกวนในโหมดการทำงานต่างๆ ในย่านความถี่ที่พิจารณาคือ 150 kHz – 30 MHz และจะทำการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ โดย EUT ที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนจะเป็นวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์

สำหรับเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้จริงในการวิจัย จะมีดังต่อไปนี้

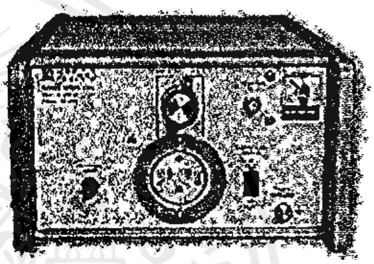
1. EMC analyzer รุ่น Agilent E7401A ดังในรูปที่ 2.19 (ก) ซึ่งทำหน้าที่เป็น spectrum analyzer โดยย่านความถี่ที่สามารถวัดได้คือ 9 kHz – 1.5 GHz

82665

2. LISNs ของ EMCO รุ่น Model 3810/2 ย่านความถี่ 9 kHz – 30MHz มีตัวต้านทาน 50 Ω อยู่ภายใน 1 ตัว และมีช่องสำหรับต่อกับตัวต้านทาน 50 Ω จากเครื่องวัดในตำแหน่งที่ทำการวัดและมีสวิตซ์สำหรับเลือกว่า จะให้เครื่องวัดทำการวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่งสายตัวนำกับกราวน์หรือสายนิวตรอนกับกราวน์ ดังในรูปที่ 2.13 (ข)
3. วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน 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) วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์

(ง) โพรบกระแส

รูปที่ 2.13 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

## 2.5 สรุปภาพรวมทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และรูปแบบเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง รวมทั้งจะกล่าวถึงมาตรฐานที่เกี่ยวข้องในการวัด และวิธีการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้โพรบกระแสในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า พร้อมกับวิธีการใช้โพรบกระแสในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วม โหม่ดผลต่าง และโหมดผลรวม และในหัวข้อท้ายจะแสดงเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ที่ใช้จริงในการวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 3

# อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

## 3.1 บทนำ

ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้น สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบคือค่าการลดทอนที่ต้องการ ณ ความถี่ที่มีค่าสัญญาณรบกวนเกินกว่าที่มาตรฐาน EN 55022 กำหนด และเพื่อให้วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ดีที่สุด จะต้องพิจารณาถึงค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง นั้นมีความสำคัญต่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า เพราะหากออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยไม่คำนึงถึงอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง อาจทำให้การลดทอนสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำไม่เป็นไปตามที่ต้องการ และวิธีการหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงได้มีการนำเสนอหลากหลายวิธี ซึ่งในแต่ละวิธีจะมีความแตกต่างกัน ทั้งในส่วนของวงจรที่ใช้ในการหา อุปกรณ์ที่ใช้หา และในการหาแต่ละวิธีจะได้นำเสนอต่อไป

## 3.2 ความสำคัญของอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงต่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถลดทอนสัญญาณได้ โดยใช้หลักการของ Matching Impedance นั่นเองกล่าวคือ กล่าวคือถ้าเป็นวงจรไฟฟ้าจะเกิดการส่งถ่ายพลังงานไฟฟ้าสูงสุดได้ก็ต่อเมื่อ ความต้านทานของโหลดเท่ากับอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่าย หรือหากมองในรูปอิมพิแดนซ์ก็คือต่างต้องเป็นคอนจูเกทกัน (Complex conjugates) ในทำนองกลับกัน ในกรณีของการกรองสัญญาณรบกวน ก็จะต้องทำให้เกิดการ Mismatch impedance ให้สูงที่สุดนั่นเอง ดังแสดงในรูปที่ 3.1 แสดงการต่อวงจรกรองสัญญาณโดยใช้ตัวเก็บประจุ จากนั้นจะทำการศึกษาดูประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ (Attenuation) ของการกรองสัญญาณรบกวนโดยใช้ตัวเก็บประจุด้วยการเปลี่ยนแปลงค่าอิมพิแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลด [8]

ค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Attenuation) ใช้ในการหาความสามารถของวงจรในการลดทอนสัญญาณรบกวนว่ามีประสิทธิภาพเพียงใด สามารถหาได้จากสูตรดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A = 20\log_{10}\left[\frac{V_1}{V_2}\right] \tag{3.1}$$

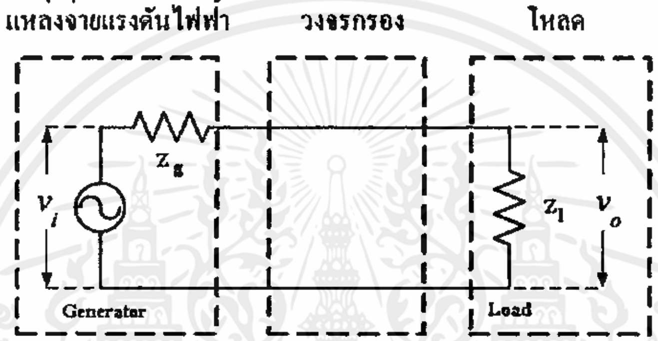
โดย

$V_1$ = แรงดันไฟฟ้าที่ด้านออกขณะไม่ได้ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน

$V_2$ = แรงดันไฟฟ้าที่ด้านออกขณะใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน

ดังนั้นสำหรับในกรณีของการกรองสัญญาณรบกวนโดยตัวเก็บประจุจะหาค่า Attenuation ได้ดังนี้

<u>หาแรงดันไฟฟ้าด้านโหลดในกรณียังไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนด้วยตัวเก็บประจุ</u>



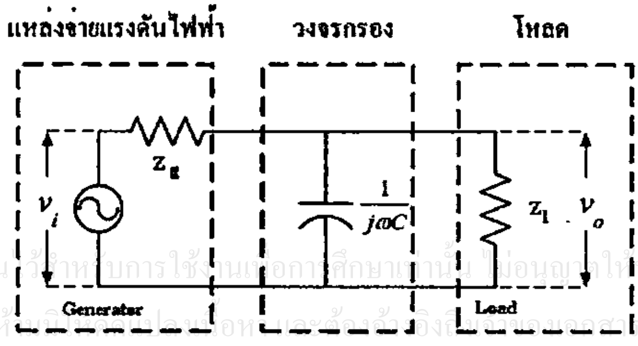

**รูปที่ 3.1** วงจรขณะยังไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน

จากรูป 3.1 สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าด้านโหลดต่อแรงดันไฟฟ้าด้านแหล่งจ่าย (Voltage transfer) ขณะที่ไม่ได้ใส่ตัวเก็บประจุกรองสัญญาณรบกวนได้เท่ากับ

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_l}{Z_l + Z_g} \tag{3.2}$$

<u>หาแรงดันไฟฟ้าด้านโหลดในกรณีใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนด้วยตัวเก็บประจุ</u>

หาค่าแรงดันไฟฟ้าด้านโหลดต่อแรงดันไฟฟ้าด้านแหล่งจ่าย (Voltage transfer) ขณะที่ใส่ตัวเก็บประจุกรองสัญญาณรบกวนดังแสดงในรูปที่ 3.2




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**รูปที่ 3.2** วงจรขณะใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน

จากรูปจะได้

กำหนดให้ $Z_c = \dfrac{1}{j\omega C}$

$$Z_c{}^{-}Z_l = \frac{Z_c Z_l}{Z_c + Z_l}$$

$$= \frac{1}{1 + j\omega C \times Z_l} \tag{3.3}$$

ในทำนองเดียวกับสมการที่ 3.2 จะได้

$$\frac{V_c}{V_i} = \frac{Z_l}{(1 + j\omega c \times Z_l)} \times \frac{1}{Z_g + \dfrac{Z_l}{(1 + j\omega c \times Z_l)}}$$

$$\frac{V_c}{V_i} = \frac{Z_l}{Z_l + Z_l + j\omega c \times Z_g \times Z_l}$$

จากสมการที่ (3-1) สามารถหา Attenuation ได้ดังนี้

$$A_{dB} = 20\log_{10}\left[\frac{\dfrac{V_o}{V_i}}{\dfrac{V_c}{V_i}}\right]$$

$$A_{dB} = 20\log_{10}\left[\frac{Z_l}{Z_g + Z_l} \times \frac{Z_l + Z_l + j\omega c \times Z_g \times Z_l}{Z_l}\right]$$

$$A_{dB} = 20\log_{10}\left[1 + \frac{j\omega c \times Z_g \times Z_l}{Z_g + Z_l}\right]$$

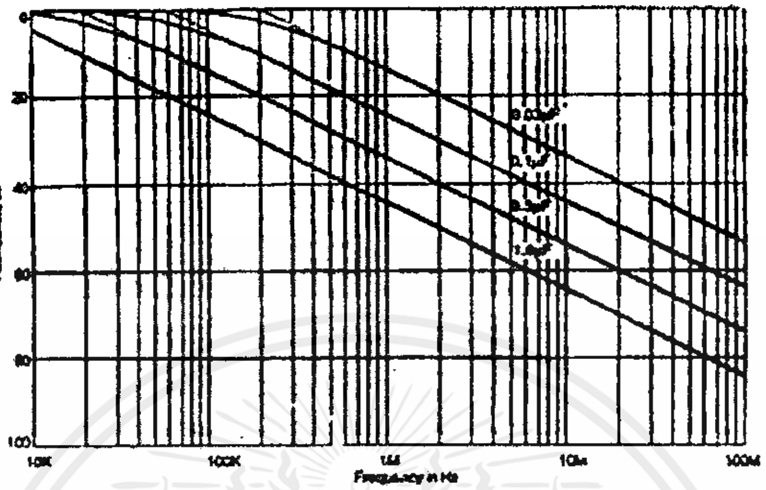
กำหนดให้ $Z_p = Z_l \backslash\backslash Z_g = \dfrac{Z_l \times Z_g}{Z_l + Z_g}$ จะได้

$$A_{dB} = 20\log_{10}\left[1 + \frac{Z_p}{Z_c}\right] \tag{3.4}$$

จากสมการที่ (3.4) จะเห็นได้ว่า ถ้าค่าคาปาซิตีฟรีแอคแตนซ์ (Capacitive reactance) มีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดที่นำมาขนานกัน ก็จะทำให้ตัวเก็บประจุมีประสิทธิภาพในการกรองสัญญาณรบกวนได้สูง

$$Z_c \ll Z_p$$

ประสิทธิภาพประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ (Attenuation) เมื่อนำตัวเก็บประจุขนาดต่างๆ มาทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน ในขณะที่อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดเท่ากันเท่ากับ 50 Ω แสดงในรูปที่ 3.3

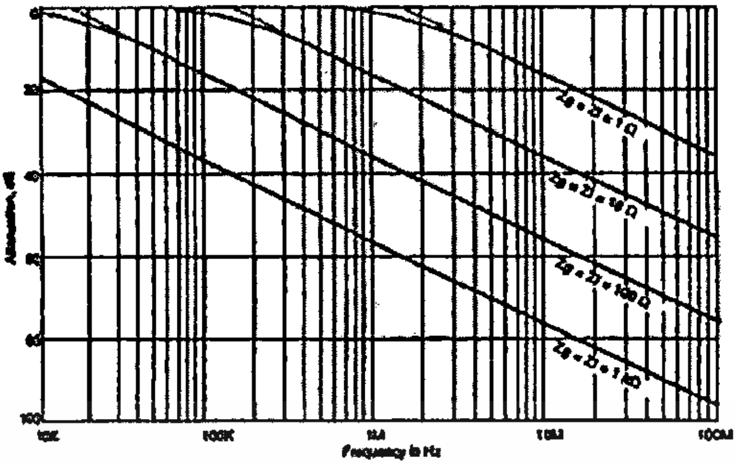


**รูปที่ 3.3** ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ (Attenuation) ของตัวเก็บประจุ [8]

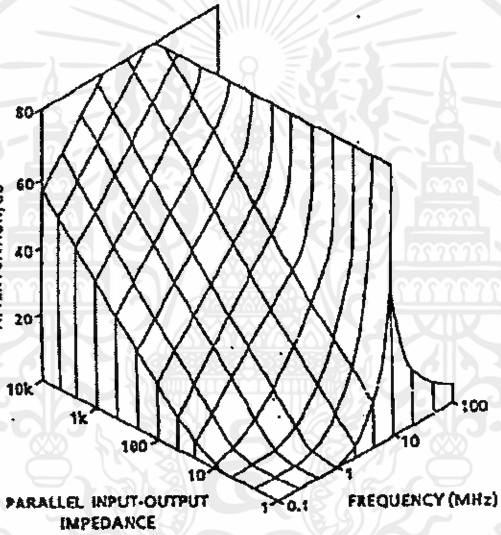
ดังรูปที่ 3.3 แสดงประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ (Attenuation) เมื่อนำตัวเก็บประจุขนาดต่างๆ มาทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน ในขณะที่อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดเท่ากันเท่ากับ 50 Ω จะเห็นได้ว่า เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ผลการลดทอนสัญญาณสูงขึ้น เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุลดลง ในขณะที่อิมพีแดนซ์ของโหลดและแหล่งจ่ายคงที่นั่นเอง ซึ่งเมื่อนำมาพิจาณาจากสมการที่ (3-4) ก็จะเห็นได้ว่าผลการลดทอนสัญญาณจะสูงขึ้น และในทำนองเดียวกันถ้าเพิ่มค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุก็จะมีผลทำให้การลดทอนสัญญาณสูงขึ้นเช่นกัน

รูปที่ 3.4 แสดงประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ (Attenuation) เมื่อนำตัวเก็บประจุขนาด 0.3 μF มาทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน ในขณะที่อิมพีแดนซ์ที่นำมาขนานกันระหว่างแหล่งจ่ายและโหลดเปลี่ยนแปลงไป ก็จะเห็นได้ว่าที่ความถี่เดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ที่นำมาขนานกันระหว่างแหล่งจ่ายและโหลดค่าสูง จะให้ประสิทธิภาพในการลดทอนสัญญาณรบกวนสูงที่สุดแต่เมื่อคำนึงถึงผลของค่าพารามิเตอร์แฝง (Parasitic) ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ จะแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 โดยสมมุติให้จุด Self Resonant Frequency หรือเรียกย่อๆว่า จุด SRF มีค่าเท่ากับ10 MHz จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มความถี่มากกว่า ความถี่ SRF (10 MHz) จะทำให้การลดทอนสัญญาณรบกวนลดน้อยลง ที่เป็นดังนี้ก็เพราะค่าความเหนี่ยวนำแฝงในตัวตัวเก็บประจุนั่นเอง ที่ความถี่มากกว่า SRF ผลของตัวเหนี่ยวนำแฝงจะมากกว่าผลของตัวเก็บประจุไฟฟ้า ( $Z_c$ มีค่าสูงขึ้น) ทำให้ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเก็บประจุลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่** 3.4 ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ (Attenuation) เมื่อนำตัวเก็บประจุขนาด 0.3 μF หน้าที่กรองสัญญาณรบกวน [8]




**รูปที่** 3.5 การลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองด้วยตัวเก็บประจุเทียบกับความถี่และ $Z_p$ [8]

**<u>หาแรงดันไฟฟ้าด้านโหลดในกรณียังไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนด้วยตัวเหนี่ยวนำ</u>**

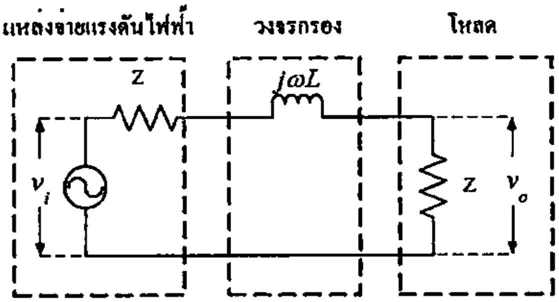
เหมือนกับในกรณีใช้ตัวเก็บประจุ ดังนั้นจะได้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_l}{Z_l + Z_g} \tag{3.5}$$

**<u>หาแรงดันไฟฟ้าด้านโหลดในกรณีใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนด้วนตัวเหนี่ยวนำ</u>**

**หาค่าแรงดันไฟฟ้าด้านโหลดต่อแรงดันไฟฟ้าด้านแหล่งจ่าย (Voltage transfer) ขณะที่ใส่ตัวเหนี่ยวนำกรองสัญญาณรบกวนดังแสดงในรูปที่ 3.6**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 3.6 วงจรขณะได้ทำการต่อวงจรกรองสัญญาณโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำ**

$$\frac{V_{ind}}{V_i} = \frac{Z_l}{Z_g + Z_l + j\omega L} \tag{3.6}$$

จากสมการที่ (3.1) สามารถหาค่า Attenuation ได้ดังนี้

$$A_{dB} = 20\log_{10}\left[\frac{\frac{V_o}{V_i}}{\frac{V_{ind}}{V_i}}\right]$$

$$A_{dB} = 20\log_{10}\left[\frac{Z_l}{Z_g + Z_l} \times \frac{Z_g + Z_l + j\omega L}{Z_l}\right]$$

$$A_{dB} = 20\log_{10}\left[\frac{Z_g + Z_l + j\omega L}{Z_g + Z_l}\right]$$

$$A_{dB} = 20\log_{10}\left[1 + \frac{j\omega L}{Z_g + Z_l}\right]$$

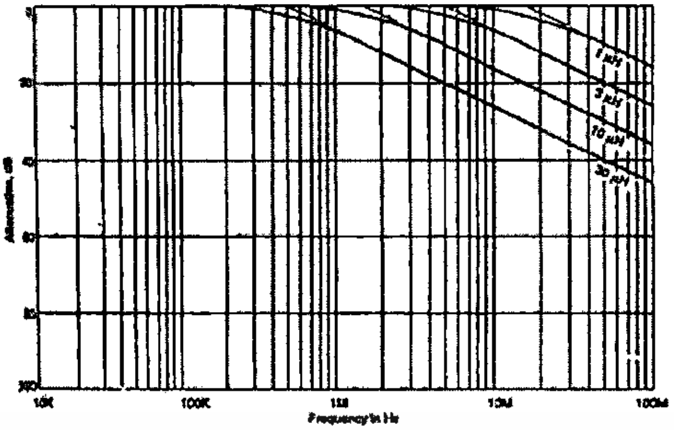
กำหนดให้ $Z_{sum} = Z_g + Z_l$ และ $Z_{ind} = j\omega L$ จะได้

$$A_{dB} = 20\log_{10}\left[1 + \frac{Z_{ind}}{Z_{sum}}\right] \tag{3.7}$$

จากสมการที่ (3.7) จะเห็นได้ว่า ถ้าค่าอินดัคตีฟรีแอคแตนซ์ (Inductive reactance) มีค่ามากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่าย และโหลดที่นำมาต่ออนุกรมรวมกัน ก็จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพในการกรองสัญญาณรบกวนได้สูง

$$Z_{ind} >> Z_{sum}$$

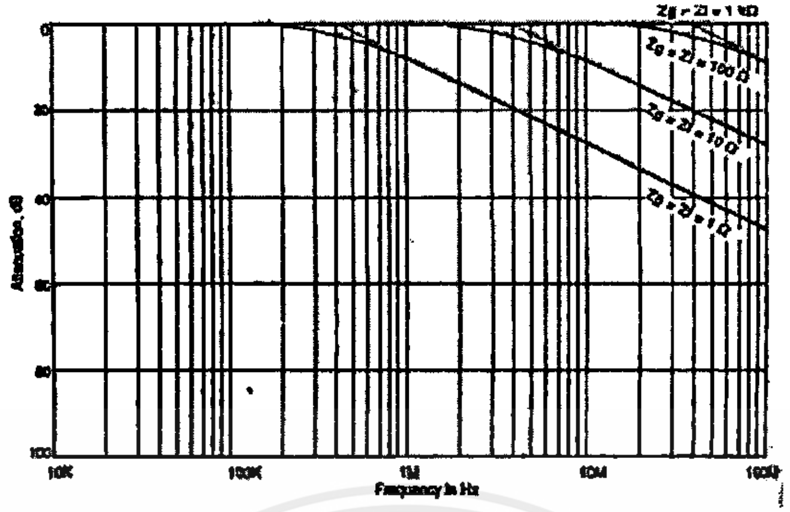
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



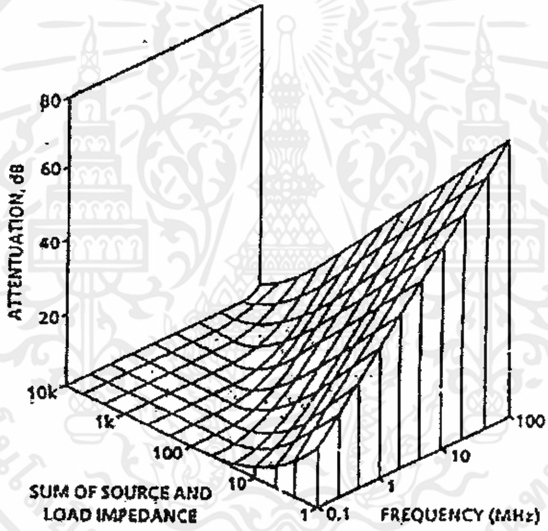

**รูปที่ 3.7** ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ (Attenuation) เมื่อนำตัวเหนี่ยวนำขนาดต่างๆ ทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน [8]

รูปที่ 3.7 แสดงประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ ( attenuation ) เมื่อนำตัวเหนี่ยวนำขนาดต่างๆ มาทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน ในขณะที่อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดเท่ากันเท่ากับ 50 Ω จะเห็นได้ว่า เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้ผลการลดทอนสัญญาณสูงขึ้น เนื่องจากอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นตามความถี่ที่เพิ่มขึ้นใน ขณะที่อิมพีแดนซ์ของโหลดและแหล่งจ่ายคงที่นั่นเอง ซึ่งเมื่อนำมาพิจาณาจากสมการที่ (3.7) ก็จะเห็นได้ว่าผลการลดทอนสัญญาณจะสูงขึ้น และในทำนองเดียวกันถ้าเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำก็จะมีผลทำให้การลดทอนสัญญาณสูงขึ้นเช่นกันดังรูปที่ 3.8 แสดงประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ ( attenuation ) เมื่อนำตัวเหนี่ยวนำขนาด 1 μH มาทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน ในขณะที่อิมพิแดนซ์ที่นำมาอนุกรมกันระหว่างแหล่งจ่ายและโหลดเปลี่ยนแปลงไป ก็จะเห็นได้ว่าที่ความถี่เดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ที่นำมาอนุกรมกันระหว่างแหล่งจ่ายและโหลดค่าต่ำๆ จะให้ประสิทธิภาพในการลดทอนสัญญาณรบกวนสูงที่สุดแต่เมื่อคำนึงถึงผลของค่าพารามิเตอร์แฝง (Parasitic) ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณจะแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มความถี่มากกว่า ความถี่ SRF จะทำให้การลดทอนสัญญาณรบกวนลดน้อยลงที่เป็นดังนี้ก็เพราะค่าตัวเก็บประจุที่แฝงต่อขนานอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำนั่นเอง ที่ความถี่มากกว่า SRF ผลของตัวเก็บประจุแฝงจะมากกว่าผลของตัวเหนี่ยวนำ ($Z_{ind}$ ลดลง) ทำให้ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



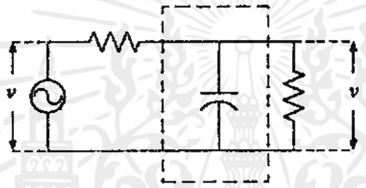
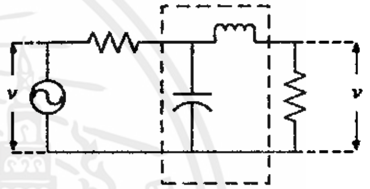
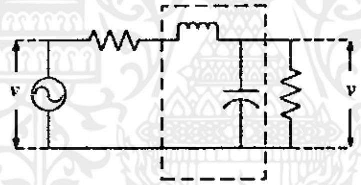
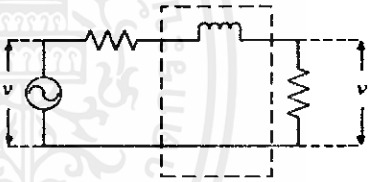
**รูปที่ 3.8** ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณ ( Attenuation ) เมื่อนำตัวเหนี่ยวนำขนาด 1 μH มาทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวน [8]




**รูปที่ 3.9** ผลของการลดทอนสัญญาณของวงจรกรองโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำเทียบกับความถี่และ $Z_{sum}$ [8]

ประสิทธิภาพในการกรองสัญญาณรบกวนของวงจรกรอง โดยการใช้ตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ภายของแหล่งจ่ายและโหลดที่จะนำมาต่อ โดยประสิทธิภาพในการลดทอนสัญญาณรบกวน (Attenuation) สูงสุดจะเท่ากับ 20 dB/decade ซึ่งสามารถสรุปค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมได้ดังรูปที่ 3.10 ซึ่งจะเห็นได้ว่า สำหรับวงจรกรองด้วยตัวเก็บประจุจะเหมาะสำหรับต่อร่วมกับวงจรที่มีอิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่าย และโหลดที่สูงเมื่อเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ของตัววงจรกรองเอง และสำหรับวงจรกรองด้วยตัวเหนี่ยวนำจะเหมาะสำหรับต่อร่วมกับวงจรที่มีอิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่าย และโหลดที่ต่ำเมื่อเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ของตัววงจรกรองเอง ในขณะที่วงจรกรองแบบ "LC" จะเหมาะกับวงจรที่ต้องการประสิทธิภาพในการลดทอน

สัญญาณรบกวนเท่ากับ 40 dB/decade โดยค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดที่เหมาะสมจะขึ้นอยู่กับรูปแบบของวงจรกรองแบบ "LC" ดังกล่าว โดยค่าอิมพีแดนซ์สูงจะต้องต่อกับด้านที่มีตัวเก็บประจุต่ออยู่ ในขณะที่อิมพีแดนซ์ต่ำควรจะต่ออยู่กับด้านที่ต่ออยู่กับตัวเหนี่ยวนำนอกจากนั้นในกรณีที่ต้องการเพิ่มประสิทธิภาพในการกรอง ยังสามารถทำได้โดยการต่อวงจรกรองแบบต่างๆอนุกรมกันได้ เป็นต้น อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่อกับวงจรกรองแบบต่างๆมีค่าไม่เหมาะสม ก็จะมีผลทำให้ประสิทธิภาพของวงจรกรองมีค่าน้อยลง เช่น สำหรับวงจรกรองแบบ "LC" อาจจะมีค่าประสิทธิภาพในการลดทอนสัญญาณรบกวนเหลือเพียง 20 dB/decade เป็นต้น

| $Z_g$ \ $Z_l$ | High | Low |
|---|---|---|
| High |  |  |
| Low |  |  |

**รูปที่ 3.10** การต่ออิมพิแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายและโหลดที่เหมาะสมสำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนโดยใช้ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ

## 3.3 วิธีการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

การวัดค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงนั้นสามารถหาได้ตามวิธีการทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้มีการนำเสนอมาแล้วด้วยกัน 3 วิธี คือ

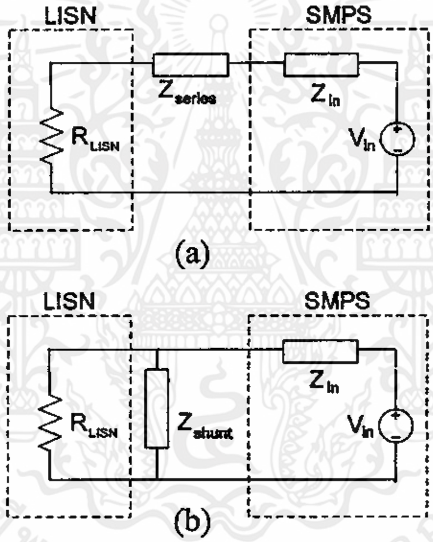
1. วิธีการลดทอนสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Insertion Loss Method) [9]
2. วิธีทดสอบรีโซแนนซ์ (Resonance Method) [10]
3. วิธีการใช้โพรบกระแส 2 ตัว (2 Current Probes Method) [11]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**3.3.1 การหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงโดยวิธีใช้การลดทอนสัญญาณรบกวน**

การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า จะหาได้จากสัญญาณของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ลดลง ขณะเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และในการหาค่าอัตราการกรองสัญญาณรบกวนของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (insertion loss: $IL_{dB}$) จะหาได้จากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 3.11

$$IL = 20\log\left(\frac{V_{LISN}\ without\ filter}{V_{LISN}\ with\ filter}\right) \tag{3.8}$$




**รูปที่ 3.11** แสดงการหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงโดยวิธีการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 3.11 (a) แสดงการหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงโดยวิธีการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดผลร่วม โดยมีเงื่อนไขตามสมการที่ 3.9 และ 3.10 คือ

$$|Z_{in}| \gg R_{LISN} \tag{3.9}$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|Z_{series}| \gg |Z_{in}| \tag{3.10}$$

จากรูปที่ 3.11 (a) และสมการที่ 3.8 สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงได้คือ

$$IL = \frac{\frac{R_{LISN}}{R_{LISN} + Z_{in}} \times V_{in}}{\frac{R_{load}}{R_{LISN} + Z_{in} + Z_{series}} \times V_{in}}$$

$$= 1 + \frac{Z_{series}}{R_{LISN} + Z_{in}}$$

$$\approx 1 + \frac{Z_{series}}{Z_{in}}$$

ปรกติแล้วการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะมากกว่า 1 ดังนั้นจะสามารถหาค่าของอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิง

$$|Z_{in}| \approx \frac{|Z_{series}|}{|IL|} \tag{3.11}$$

ซึ่ง $|Z_{series}|$ ได้ถูกกำหนดไว้ และ $|IL|$ ได้จากการวัด

รูปที่ 3.11 (b) แสดงการหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิงโดยวีการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดผลต่าง โดยมีเงื่อนไขตามสมการที่ 3.12 และ 3.13 คือ

$$|Z_{in}| \ll R_{LISN} \tag{3.12}$$

และ

$$|Z_{shunt}| \ll |Z_{in}| \tag{3.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น หรือห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.11 (b) และสมการที่ 3.8 สามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงได้คือ

$$IL = \frac{\dfrac{R_{LISN}}{R_{LISN}+Z_{in}} \times V_{in}}{\dfrac{R_{LISN} // Z_{shunt}}{R_{LISN} // Z_{shunt} + Z_{in}} \times V_{in}}$$

$$= 1 + \frac{R_{LISN} // Z_{in}}{Z_{shunt}}$$

$$\approx 1 + \frac{Z_{in}}{Z_{shunt}}$$

ในทำนองเดียวกับโหมดผลร่วม

$$|Z_{in}| \approx |Z_{shunt}| \times |IL| \tag{3.14}$$

**วิธีทดสอบรีโซแนนซ์ (Resonance Method)**

ในการตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิง โดยวิธีการทดสอบรีโซแนนซ์ (Resonance Method) นั้นค่าทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการตรวจวัดคือ Quality Factor

**Quality Factor**

โดยปรกติแล้ว Quality Factor นั้นจะนิยามถึงสัดส่วนของพลังงานที่สะสมสูงสุดในวงจร คือ ในตัวของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ต่อพลังงานที่สูญเสียไปในตัวของตัวต้านทาน [12]

$$Q = 2\pi \frac{Maximum\ Energy\ Stored}{Energy\ Dissipated\ per\ Cycle} \tag{3.15}$$

สามารถแสดงค่าของ Q จากวงจรอนุกรม RCL พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุนั้นจะเหมือนกัน โดยจากพลังงานสูงสุดที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ นั้นแสดงในสมการที่ 3.15

$$W_L = \int_0^T v(t)i(t)dt = \int_0^T i(t)L\frac{di(t)}{dt}dt = L\int_0^{I_p} i\,di = \frac{1}{2}LI_p^{\,2} = LI_{rms}^{\,2} \tag{3.16}$$

ซึ่ง $I_p = \sqrt{2}I_{rms}$ คือปริมาณกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและพลังงานที่สูญเสียในตัวต้านทาน ต่อ 1 คาบเวลา $T_0 = 2\pi/\omega_0 = 1/f_0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_R = P_R T_0 = I_{rms}^2 R T_0 \tag{3.17}$$

และ

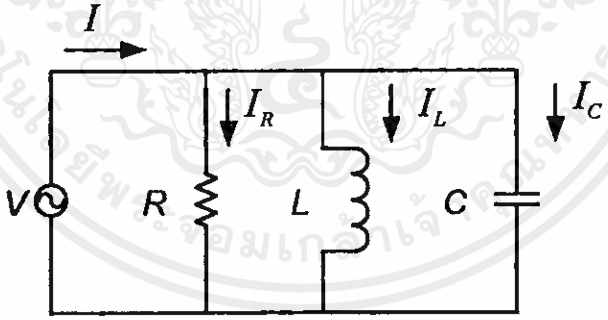
$$2\pi \frac{L I_{rms}^2}{I_{rms}^2 R T_0} = 2\pi f_0 \frac{L}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = Q \tag{3.18}$$

ในทำนองเดียวกันกับตัวเก็บประจุ

$$W_C = \int_0^T v(t) i(t) dt = \int_0^T v(t) C \frac{dv(t)}{dt} dt = C \int_0^{V_p} v dv = \frac{1}{2} C V_p^{\,2} = C V_{rms}^{\,2} \tag{3.19}$$

ซึ่ง $V_p = \sqrt{2} V_{rms}$ คือ ความต่างศักย์สูงสุดที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ และ $V_{rms} = I_{rms} / \omega_0 C$ ดังนั้น

$$2\pi \frac{C V_{rms}^2}{I_{rms}^2 R T_0} = 2\pi f_0 \frac{C I_{rms}^2 / \omega_0^2 C}{I_{rms}^2 R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = Q \tag{3.20}$$




**รูปที่ 3.12** วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน

จากวงจรในรูปที่ 3.12 แสดงวงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน และแรงดันในวงจรขนานดังกล่าวเท่ากับ $V = IR$ ดังนั้น

$$I_L = \frac{V}{\omega_r L} = \frac{IR}{\omega_r L} = I Q_r \tag{3.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

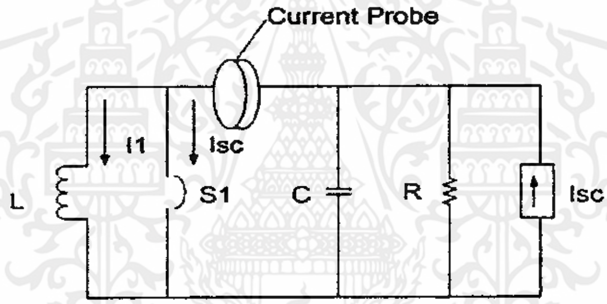
และในตัวเก็บประจุ

$$I_C = \frac{V}{\frac{1}{\omega_r C}} = IR\omega_C C = IQ_r \tag{3.22}$$

จากสมการที่ 3.21 และ 3.22 นั้นสามารถสรุปได้ว่า

$$Q_r = \frac{I_L}{I} = \frac{I_C}{I} \tag{3.23}$$

ด้วยทฤษฎีของ Quality Factor นี้จะสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ชิง โดยการใช้หลักการของรีโซแนนซ์ ของวงจร RC ต่อขนานกันกับแหล่งจ่ายกระแส (Current Source) แล้วปรับหาค่าตัวเหนี่ยวนำเข้าไปในวงจร เพื่อให้เกิดการรีโซแนนซ์ แล้วจึงหาค่าตัวเก็บประจุและตัวต้านทานภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ชิงได้ ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.13




รูปที่ 3.13 การวัดค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ชิง โดยวิธีทดสอบรีโซแนนซ์

ขั้นตอนในการหาค่าตัวเก็บประจุและตัวต้านทานภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ชิง (Source Capacitance และ Source Resistance)

1. วัดค่ากระแส $I_{sc}$ ในแต่ละความถี่ที่สนใจ (150 kHz – 30 MHz)
2. ปรับค่าขดลวดเพื่อที่จะทำให้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ชิงเกิดรีโซแนนซ์
3. วัดค่ากระแส $I_1$ ในแต่ละความถี่ที่สนใจ (150 kHz – 30 MHz)
4. ใช้ $Q = \frac{I_{sc}}{I_1}$ จากนั้นหาค่า Source Resistance จาก $R = Q\omega_0 L$ และ Source Capacitance จาก $C = \frac{Q}{\omega_0 R}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

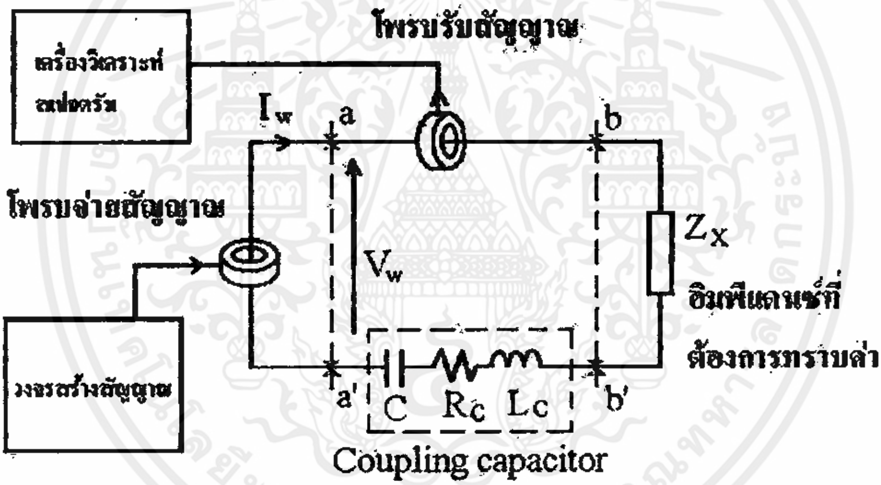
ดังนั้นค่าของ Source Resistance และ Source Capacitance แสดงในสมการที่ 3.24 และ 3.25

$$R = Q\omega_0 L \tag{3.24}$$

$$C = \frac{Q}{\omega_0 R} \tag{3.25}$$

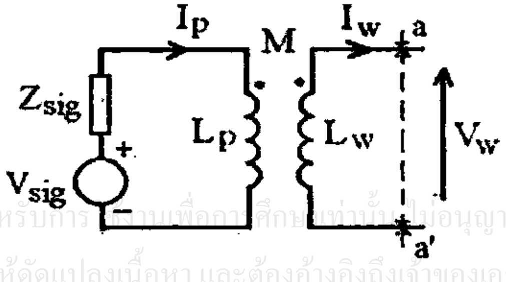
**วิธีการใช้โพรบกระแส 2 ตัว (2 Current Probes Method)**

วิธีนี้จะต้องมีโพรบวัดกระแส 2 ตัวคือ โพรบจ่ายสัญญาณ (Injecting Probe) และโพรบรับสัญญาณ (Receiving Probe) ทำหน้าที่ในการวัดระดับสัญญาณถูกคลื่นที่จ่ายให้ก่อนและหลังการใส่ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต้องการทราบค่า ($Z_x$) ที่จุดต่อ b-b' วงจรที่ใช้ในการตรวจวัดแสดงในรูปที่ 3.14




**รูปที่ 3.14** วงจรในการตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์โดยวิธีการใช้โพรบกระแส 2 ตัว

จะเริ่มต้นพิจารณาจากวงจรภายในของโพรบจ่ายสัญญาณก่อนโดยวงจรสมมูลย์ของโพรบจ่ายสัญญาณแสดงในรูปที่ 3.15




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ ... ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**รูปที่ 3.15** วงจรสมมูลย์ของโพรบจ่ายสัญญาณ

จากวงจรสมมูลย์จากกระแส $I_w$ ที่เกิดในวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 3.14 จะสามารถพิจารณาได้ดังนี้

$$V_{sig} = (Z_{sig} + j\omega L_p)I_p - j\omega M I_w \tag{3.26}$$

$$V_w = (-j\omega M I_p + j\omega L_w I_w) \tag{3.27}$$

เมื่อ

$V_{sig}$ คือแรงดันที่ออกจากเครื่องสร้างสัญญาณ

$Z_{sig}$ คืออิมพีแดนซ์ด้านออกของเครื่องสร้างสัญญาณ

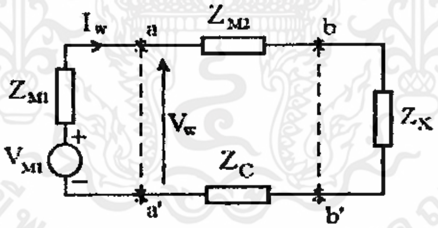
$I_p$ คือ กระแสที่ไหลผ่านโพรบจ่ายสัญญาณ

$L_p$ คือ ตัวเหนี่ยวนำปฐมภูมิของโพรบจ่ายกระแส

$L_w$ คือ ตัวเหนี่ยวนำตัวเองของวงจรร่วมความถี่วิทยุ (RF coupling)

$M$ คือ ค่าความเหนี่ยวนำร่วม

จากนั้นตามรูปที่ 3.16 พิจารณาวงจรสมมูลย์การตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์โดยวิธีการใช้โพรบกระแส 2 ตัว




รูปที่ 3.16 วงจรสมมูลย์การตรวจวัดค่าอิมพีแดนซ์โดยวิธีการใช้โพรบกระแส 2 ตัว

สามารถเขียนสมการได้จากวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 3.16 ได้ดังนี้

$$V_{M1} = (Z_{M1} + Z_{M2} + Z_c + Z_x)I_w \tag{3.28}$$

$$Z_{in} = Z_{M1} + Z_{M2} + Z_c \tag{3.29}$$

$$V_{M1} = (Z_{in} + Z_x)I_w \tag{3.30}$$

จากสมการที่ 3.25 สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ 3.31

$$Z_x = \frac{V_{M1}}{I_w} - Z_{in} \tag{3.31}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส $I_w$ จะวัดได้จากโพรบรับสัญญาณซึ่งแสดงในสมการที่ 3.32

$$I_w = \frac{V_{p2}}{Z_{T2}} \tag{3.32}$$

เมื่อ

$V_{p2}$ คือ แรงดันที่วัดได้จากโพรบรับสัญญาณ

$Z_{T2}$ คืออิมพีแดนซ์ของโพรบรับสัญญาณ

เมื่อหาค่า $V_{M1}$ จากรูปที่ 3.15 ได้ดังสมการที่ 3.33

$$V_{M1} = \frac{-j\omega M V_{sig}}{\left(Z_{sig} + j\omega L_p\right)} \tag{3.33}$$

แทนสมการที่ 3.32 และ 3.33 ลงในสมการที่ 3.31

$$Z_X = \frac{-j\omega M V_{sig}}{\left(Z_{sig} + j\omega L_p\right)} \frac{Z_{T2}}{V_{p2}} - Z_{in} \tag{3.34}$$

เมื่อกำหนดให้ $K = \dfrac{-j\omega M Z_{T2}}{\left(Z_{sig} + j\omega L_p\right)}$ เป็นค่าคงที่สามารถเขียนสมการที่ 3.35

$$Z_X = \frac{K V_{sig}}{V_{p2}} - Z_{in} \tag{3.35}$$

เมื่อ $V_{sig}$ มีค่าคงที่ ดังนั้น $KV_{sig}$ จึงเป็นค่าคงที่สำหรับในทุกความถี่ และเมื่อทราบค่าตัวต้านทานมาตรฐาน (standard resistor: $R_{std}$) และกำหนดค่าให้ $R_{std} >> |Z_{in}|$ และแทนค่า $Z_x$ จากนั้นจะสามารถหาค่า $KV_{sig}$ ได้จาก

$$KV_{sig} \approx R_{std} V_{p2}\Big|_{Z_x = R_{std}} \tag{3.36}$$

และเพื่อที่จะหา $Z_{in}$, $Z_x$ จะถูกแทนด้วยการลัดวงจร ในสมการที่ 3. 37

$$Z_{in} = \frac{KV_{sig}}{V_{p2}\big|_{Z_x=0}} = \frac{R_{std} V_{p2}\big|_{Z_x=R_{std}}}{V_{p2}\big|_{Z_x=0}} \tag{3.37}$$

สุดท้ายจะสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ที่เราสนใจ $Z_x$ จากสมการที่ 3.38

$$Z_x = \frac{KV_{sig}}{V_{p2}\big|_{Z_x=unknown}} - Z_{in} = \frac{R_{std} V_{p2}\big|_{Z_x=R_{std}}}{V_{p2}\big|_{Z_x=unknown}} - Z_{in} \tag{3.38}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 3.4 บทสรุป

จากวิธีการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงทั้ง 3 วิธีที่อธิบายมาในขั้นต้นนี้ พบว่าด้วยการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงด้วยวิธีการอาศัยหลักการรีโซแนนซ์กลับนั้น การหาค่าของขดลวดที่จะต่อเข้ากับแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงเพื่อให้เกิดรีโซแนนซ์นั้น ยากที่จะหาค่าของความเหนี่ยวนำค่านั้นในงานวิจัยนี้ จึงไม่นำวิธีนี้มาใช้ในการหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง และในวิธีการใช้โพรบกระแส 2 ตัวนั้น อุปกรณ์ที่ต้องใช้ในการทดสอบคือโพรบตัวจ่ายสัญญาณนั้น เป็นอุปกรณ์ที่หาได้ยากในประเทศไทย และไม่เหมาะกับการนำมาใช้ในการหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง ดังนั้นจึงเลือกใช้วิธีการหาโดยวิธีใช้การลดทอนสัญญาณรบกวน เพราะเนื่องจากวงจรที่ใช้ในการหาเป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อน และอุปกรณ์ที่ใช้นั้นเป็นอุปกรณ์พื้นฐานในการวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

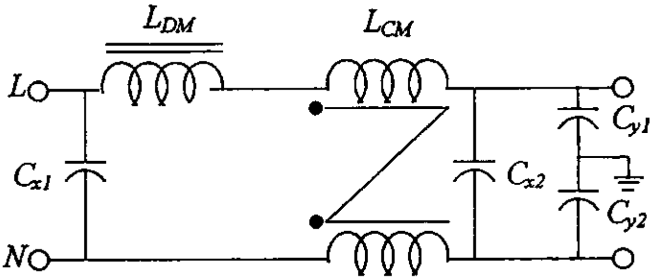
# บทที่ 4
# การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

บทนี้จะเป็นการนำเสนอขั้นตอนการออกแบบ และคำนวณหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI filter) โดยที่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้านี้ จะมีหัวข้อที่สำคัญ 3 หัวข้อ คือ หัวข้อที่ 4.1 จะกล่าวถึงการวิเคราะห์การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และหัวข้อที่ 4.2 จะกล่าวถึงการคำนวณหาค่าการออกแบบและส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และหัวข้อที่ 4.3 จะกล่าวถึงการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ของรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

## 4.1 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนมากจะใช้สำหรับขจัดสิ่งที่ไม่พึงปรารถนาและสัญญาณรบกวนต่างๆ ที่ไม่ต้องการ และลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในทางสายตัวนำที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง โดยทั่วไปวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีโครงสร้าง คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์พาสซีฟ (passive components) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 (ก) จะมีโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนคือ ตัวเก็บประจุ $C_{X1}$ ต่ออยู่ระหว่างตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม (common mode inductance: $L_{CM}$) กับตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง (differential mode inductance: $L_{DM}$) ซึ่งจะหมายความว่าตัวเหนี่ยวนำทั้ง 2 นั้นจะเป็นแบบแยกแกน ส่วนตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง $L_{DM}$ จะต่ออยู่ที่สายตัวนำไฟฟ้าหรือสายนิวตรอนก็ได้ และ ตัวเก็บประจุ $C_{X1}$ และ $C_{X2}$ จะต่ออยู่ระหว่างสายตัวนำไฟฟ้ากับสายนิวตรอน ส่วนตัวเก็บประจุ $C_{Y1}$ และ $C_{Y2}$ จะต่ออนุกรมกันและอยู่ระหว่างสายตัวนำไฟฟ้ากับสายนิวตรอน โดยที่กราวน์ต่อกับตัวเก็บประจุ $C_{Y1}$ และ $C_{Y2}$ ดังในรูปที่ 4.1 (ก) และจากการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการพันแบบ CM จะมีตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม $L_{CM}$ ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง $L_{DM}$ ตัวเก็บประจุ $C_{X1}$ และ $C_{X2}$ และตัวเก็บประจุ $C_{Y1}$ และ $C_{Y2}$ ในส่วนแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน คือ วงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ (Cuk converter) จะมีที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 60 วัตต์ แรงดันด้านอินพุต 12.5 โวลต์ และแรงดันด้านออก 25 โวลต์ [12]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 4.1** วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

### 4.1.1 สร้างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

อาศัยหลักการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า จากบทความ "A Procedure for Designing EMI Filters for AC Line Applications" [12] เป็นการสร้างแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ที่ใช้ในการทดสอบการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการวิจัยนี้ จะใช้วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ ที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 60 วัตต์ เนื่องจากวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่สามารถจะอธิบายการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ชัดเจน และเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์จะอยู่ในตารางที่ 4.1

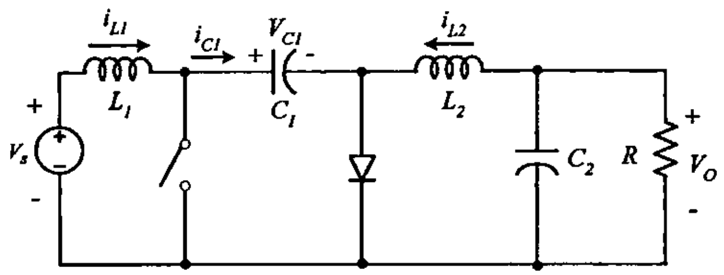
**ตารางที่ 4.1** พิกัดของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์

| ปริมาณทางไฟฟ้า | ขนาด/พิกัด | หน่วยวัด |
|---|---|---|
| แรงดันด้านเข้า ($V_I$) | 12.5 | โวลต์ (V) |
| แรงดันด้านออก ($V_o$) | -25 | โวลต์ (V) |
| กระแสไฟฟ้าด้านออก ($I_o$) | 2.08 | แอมแปร์ (A) |
| กำลังไฟฟ้าด้านออก ($P_o$) | 60 | วัตต์ (W) |
| ความถี่สวิตชิ่ง ($f$) | 50 | กิโลเฮิรตซ์ (kHz) |

**เงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบ**

ตารางที่ 4.1 จะเป็นพิกัดของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน โดย วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์มีหลักการทำงาน คือ เป็นวงจรที่เพิ่มหรือลดระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออก โดยที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ได้ถูกออกแบบ เพื่อแก้ปัญหากระแสฮาร์มอนิกส์สูง โดยจะมีตัวเหนี่ยวนำ $L_I$ ทำหน้าที่กรองกระแสไฟฟ้าในด้านเข้า และมีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิด $LC$ ทางด้านออก ส่วนการเชื่อมต่อระหว่างด้านเข้ากับด้านด้านออกของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์จะใช้ตัวเก็บประจุ $C_I$ ดัง

วงจรในรูปที่ 4.2 [1] และในส่วนรายละเอียดการทำงานต่างๆ และการออกแบบวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์จะอธิบายในผนวก ข




**รูปที่ 4.2 วงจรชุคคอนเวอร์เตอร์**

### 4.1.2 การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

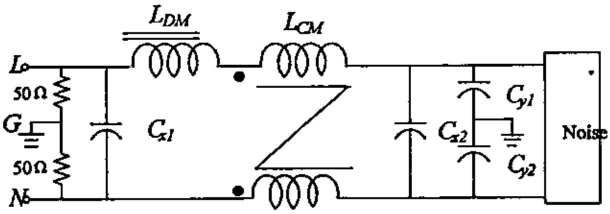
จะเป็นการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่ใช้อยู่ทั่วไป ดังในรูปที่ 4.3 และจากรูปที่ 4.3 ก) จะแสดงวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป และเพื่อให้เข้าใจการทำงานจะทำการแยกวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม (CM noise) และวิเคราะห์การเกิดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (DM noise) ได้ดังนี้

สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม เมื่อพิจารณาทิศทางของกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วม $i_{CM}$ โดยที่กระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วม $i_{CM}$ จะไหลผ่านระหว่างสายตัวนำกับสายนิวตรอน ไปสู่ วงจรกรองสัญญาณรบกวน แล้วไหลครบวงจรลงสู่กราวน์ ดังนั้นจากการไหลของกระแสไฟฟ้าโหมดผลร่วม $i_{CM}$ จะได้วงจรดังรูปที่ 4.3 (ข) โดยจากรูปจะแสดงวงจรสมมูลย์ของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม และจากรูปทำให้ทราบว่า อุปกรณ์ตัวใดมีผลช่วยลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมได้ ซึ่งสามารถสรุปได้ดังนี้ ตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM}$ และ ตัวเก็บประจุ $C_Y$ จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมได้มาก และตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม เนื่องจาก ตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ จะไม่มีผลเมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม รวมทั้งค่าความต้านทานที่ต่ออยู่จะมีค่าลดลงเหลือ 25 $\Omega$ เมื่อมองจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม

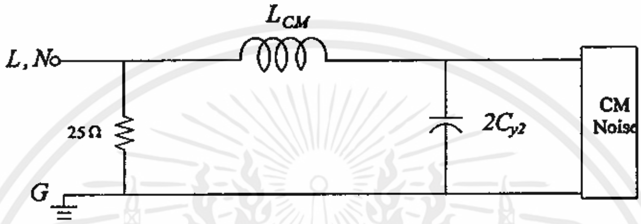
สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง เมื่อพิจารณาทิศทางกระแสไฟฟ้าโหมดผลต่าง $i_{DM}$ กล่าวคือ กระแส $i_{DM}$ จะไหลผ่านสายตัวนำ ของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ไปสู่สายนิวตรอน แล้วกลับมาครบวงจรที่แหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน จะได้วงจรดังรูปที่ 4.3 (ค) และจากรูปจะเห็นว่าตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ และ ตัวเก็บประจุ $C_X$ จะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างได้มาก แต่ตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM}$ จะไม่มีผล ต่อการลดทอนเมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง แต่ยังมีผลของ $L_{leakage}$ ที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM}$ และ ตัวเก็บประจุ $C_Y$ จะมีผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น รวมทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

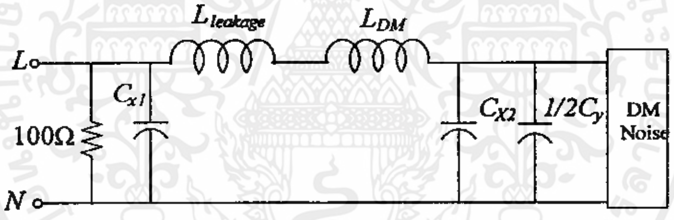
ต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างได้น้อยเนื่องจากจะมีค่าลดลง ส่วนตัวต้านทานที่ต่ออยู่จะมีค่าเพิ่มขึ้นเท่ากับ 100$\Omega$ เมื่อมองจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง




(ก) วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป




(ข) วงจรสมมูลย์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม



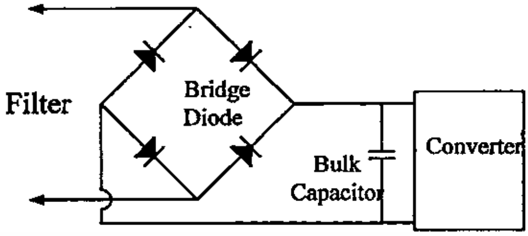

(ค) วงจรสมมูลย์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

รูปที่ 4.3 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป

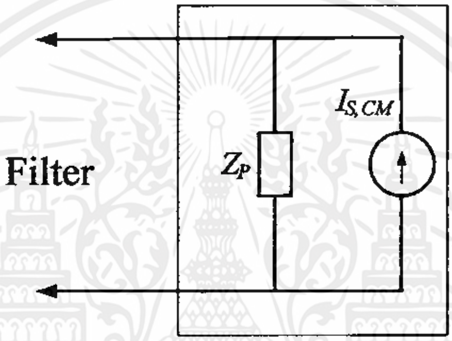
**ในการหาค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป**

ก่อนที่จะทำการหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า แบบทั่วไป นั้นจะต้องทำการพิจารณาหลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ก่อน โดยเริ่มจากการวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และการทำงานในโหมดผลร่วมและในโหมดผลต่าง ซึ่งในรูปที่ 4.4 จะแสดงวงจรสมมูลย์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และในรูปที่ 4.4 (ข) จะแสดงวงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม ซึ่งจะเห็นว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์จะเหมือนกับแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,CM}$ ที่ต่อขนานกับค่าอิมพีแดนซ์ $Z_P$ และในรูปที่ 4.4 (ค) เป็นวงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง จะมีการทำงานอยู่สองลักษณะ คือ ลักษณะแรกขณะที่ไดโอดทำงาน จะทำให้สวิตช์ปิด และวงจรจะต่อกับค่าอิมพีแดนซ์ $Z_S$

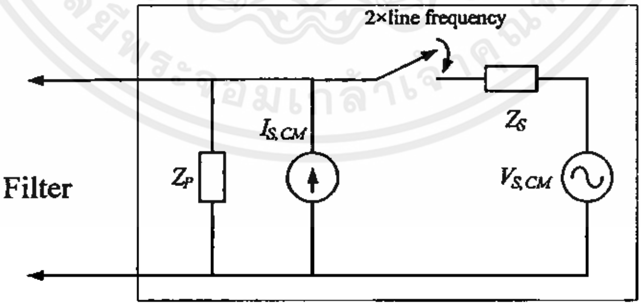
และอนุกรมกับแหล่งจ่าย $V_{S,CM}$ และลักษณะที่สองขณะที่ไดโอดไม่ทำงาน จะทำให้สวิตช์เปิด และจะเหมือนกับวงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม [13]




(ก) วงจรคอนเวอร์เตอร์




(ข) วงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม




(ค) วงจรสมมูลย์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

**รูปที่ 4.4** วงจรสมมูลย์ของคอนเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนที่โหมดต่างๆ

การหาค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป สามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ โหมดผลร่วม และโหมดผลต่าง ซึ่งสามารถที่จะอธิบายได้ดังนี้

**1) โหมดผลร่วม**

ในการวิเคราะห์การทำงานโหมดผลร่วม จะเริ่มจากพิจารณาการทำงานของวงจรสมมูลย์ของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมในรูปที่ 4.4 (ค) ซึ่งจะเริ่มจากการพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ใช้แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า $I_{S,CM}$ ขนานกับอิมพีแดนซ์ $Z_P$ ดังในรูปที่ 4.5 (ก) จะแสดงวงจรการทำงานโหมดผลร่วม โดยจะเริ่มจากการพิจารณาอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดผลร่วม โดยจะหาได้จากการหาค่า transfer function ของแรงดันไฟฟ้าขณะใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนกับขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน ดังสมการที่ (4.1)

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

จากรูปที่ 4.5 (ก) เมื่อพิจารณาในส่วนของ EMI filter จะเห็นว่าตัวเก็บประจุ $C_Y$ เท่ากับ $C_{CM} = 2C_Y$ และจากรูปที่ 4.5 (ก) จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์ $Z_P$ จะต่อขนานกับตัวเก็บประจุ $C_Y$ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ $C_Y$ จะมีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ $Z_P$ แต่จะที่ค่าอิมพีแดนซ์มากกว่า 25Ω ของ LINS ดังนั้นจะได้ ดังสมการที่ (4.2) และ (4.3)

$$\frac{1}{\omega 2C_y} \ll Z_P \tag{4.2}$$

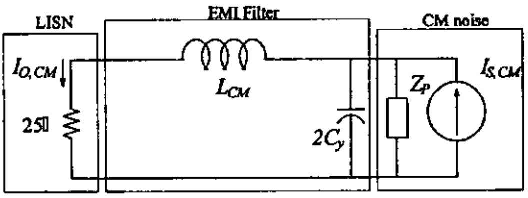
และ

$$\omega L_C \gg 25\Omega \tag{4.3}$$

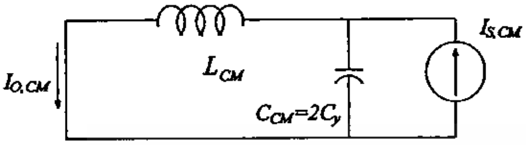
จากสมการที่ (4.2) และ (4.3) ทำให้สามารถสรุปได้ดังในรูปที่ 4.5 (ข) และจากนั้นเพื่อจะให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎีบท reciprocity โดยจะย้ายข้างแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,CM}$ เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{S,CM}$ ดังในรูปที่ 4.5 (ค) และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.5 (ค) จะเห็นว่าเป็นวงจรกรองความถี่ แบบ LC filter ดังนั้นค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม เท่ากับ 40 dB/dec ซึ่งเป็นคุณลักษณะของวงจรแบบ LC filter ดังรูปที่ 4.5 (ง) และจะเห็นว่าจุดเปลี่ยนความถี่ $f_{R,CM}$ จะถูกกำหนดจากค่า $L_C$ และ $C_Y$ เพราะฉะนั้นค่าจุดเปลี่ยนความถี่ จะหาได้จากสมการที่ (4.4)

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

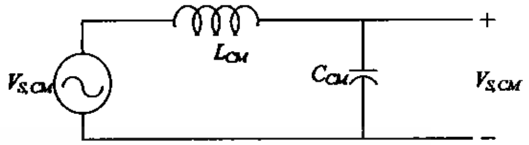
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ...ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



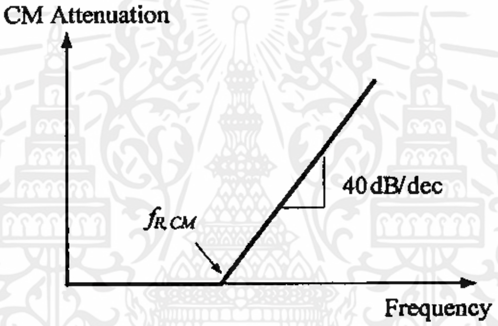

(ก) วงจรโหมดผลร่วม




(ข) วงจรสมมูลย์โหมดผลร่วม




(ค) วงจรสมมูลย์โหมดผลร่วมโดยใช้ทฤษฎี reciprocity




(ง) การลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม

**รูปที่ 4.5 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม**

2) โหมดผลต่าง

ในการพิจารณาสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ในรูปที่ 4.6 นั้น จะเริ่มจากการพิจารณาการทำงานของไดโอด ขณะที่สวิตช์เปิด และสวิตช์ปิด ดังในรูปที่ 4.6 (ก) และในรูปที่ 4.6 (ข) ตามลำดับ โดยในรูปที่ 4.6 (ก) จะเป็นการทำงานขณะสวิตช์เปิด ซึ่งในการวิเคราะห์วงจรจะเหมือนกับการทำงานในโหมดผลร่วม คือ จากวงจรค่าอิมพีแดนซ์ $Z_P$ จะต่อขนานกับตัวเก็บประจุ $C_{X2}$ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุ $C_{X2}$ จะมีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าอิมพีแดนซ์ $Z_P$ แต่จะที่ค่าอิมพีแดนซ์มากกว่า 100 Ω ของ LISN ดังนั้นจะได้ ดังสมการที่ (4.5) และ (4.6) และเมื่อพิจารณาที่ตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ จะมีค่าค่าอิมพีแดนซ์มากกว่า 100 Ω ของ LINS สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.7) จะได้ดังในรูปที่ 4.6 (ค) และเพื่อจะให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎี reciprocity โดยจะย้ายข้างแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,DM}$ เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{S,DM}$ ในรูปที่ 4.6 (จ)

$$\frac{1}{\omega C_{X2}} \ll Z_P \tag{4.5}$$

และ

$$\frac{1}{\omega C_{X1}} \gg 100 \tag{4.6}$$

และ

$$\omega L_{DM} \gg 100 \tag{4.7}$$

ขณะสวิตช์ปิด ดังในรูปที่ 4.6 (ข) จะมีการวิเคราะห์เหมือนกับขณะสวิตช์เปิด คือ จากรูปที่ 4.6 (ข) ตัวเก็บประจุ $C_{X2}$ จะมีค่าอิมพีแดนซ์มากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของ $Z_S$ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.8)

$$\frac{1}{\omega C_{X2}} \gg Z_S \tag{4.8}$$

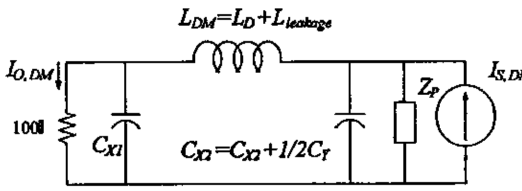
จากรูปที่ 4.6 (ง) จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์ 100 Ω ของ LISN ต่อขนานกับตัวเก็บประจุ $C_{X1}$ เมื่อทำการพิจารณาจะเห็นว่ามีค่าอิมพีแดนซ์ตัวเก็บประจุ $C_{X1}$ มีค่าน้อยกว่าค่าอิมพีแดนซ์ 100 Ω ของ LISN จะสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.9) และจากนั้นเพื่อจะให้ง่ายต่อการพิจารณาจึงใช้ทฤษฎีของ reciprocity โดยจะย้ายข้างแหล่งจ่ายกระแส $I_{S,DM}$ เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน $V_{S,DM}$ ในรูปที่ 4.6 (ง) และจะได้ดังรูปที่ 4.6 (ฉ)

$$100 \gg \frac{1}{\omega C_{X1}} \tag{4.9}$$

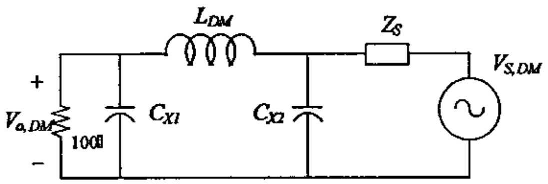
และเมื่อพิจารณารูปที่ 4.6 (จ) และรูปที่ 4.6 (ฉ) จะเห็นว่าจะเป็นการทำงานแบบวงจร LC filter นั้นเอง โดยรูปที่ 4.6 (ช) จะแสดงการลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ซึ่งจะมีค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม เท่ากับ 40 dB/dec ซึ่งเป็นคุณลักษณะของวงจรแบบ LC filter และจะเห็นว่าจุดเปลี่ยนความถี่ $f_{R,DM}$ จะถูกกำหนดจากค่า $L_{DM}$ โดยที่ $L_{DM} = L_D + L_{leakage}$ และ $C_{X1} = C_{X2} = C_{DM}$ เพราะฉะนั้นค่าจุดเปลี่ยนความถี่จะหาได้จากสมการที่ (4.10)

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

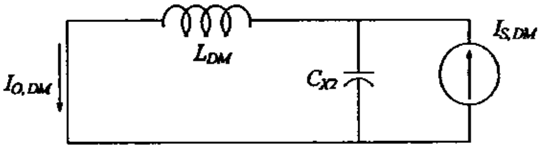
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าหรือกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



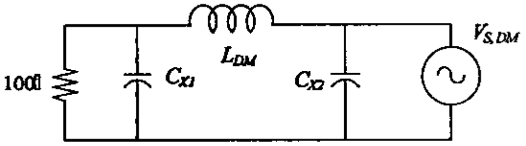

(ก) วงจรโหมดผลต่างขณะที่สวิตช์เปิด



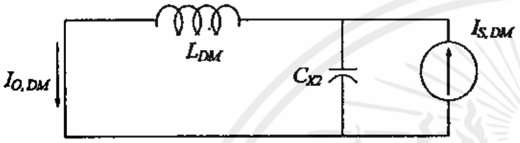

(ข) วงจรโหมดผลต่างขณะที่สวิตช์ปิด



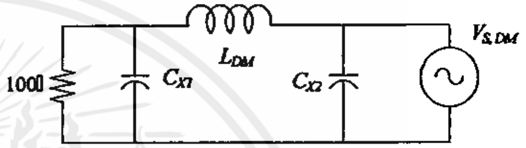

(ค) วงจรสมมูลย์โหมดผลต่างขณะที่สวิตช์เปิด



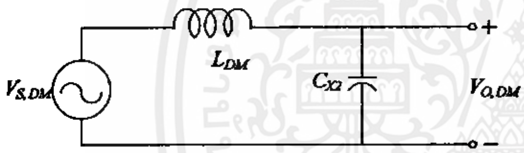

(ง) วงจรสมมูลย์โหมดผลต่างขณะที่สวิตช์ปิด



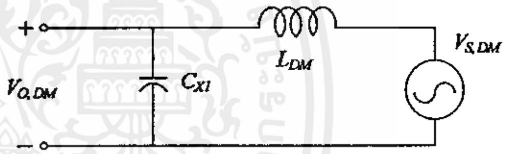

(ค) วงจรสมมูลย์โหมดผลต่างขณะที่สวิตช์เปิด



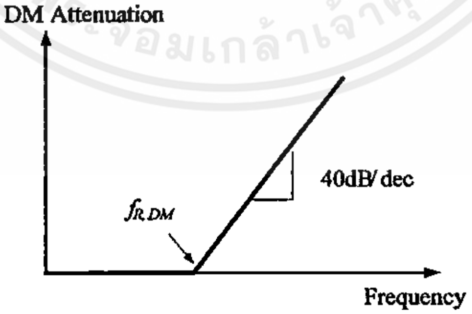

(ง) วงจรสมมูลย์โหมดผลต่างขณะที่สวิตช์ปิด




(จ) วงจรสมมูลย์โหมดผลต่างขณะที่สวิตช์เปิด
โดยใช้ทฤษฎี reciprocity




(ฉ) วงจรสมมูลย์โหมดผลต่างขณะที่สวิตช์ปิด
โดยใช้ทฤษฎี reciprocity



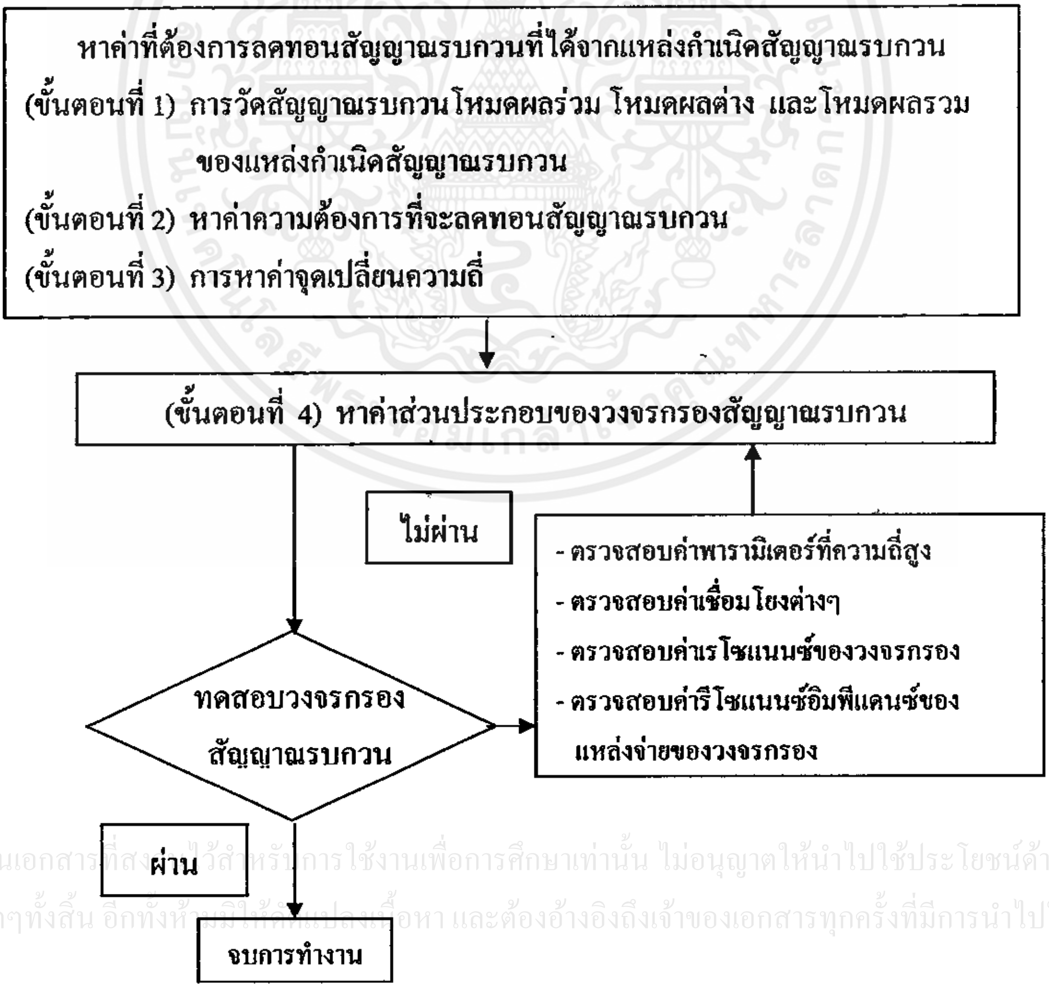

(ช) การลดทอนสัญญาณรบกวนของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

**รูปที่ 4.6 การหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ค้าในกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.1.3 ขั้นตอนออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ส่วนของขั้นตอนการออกแบบ โดยสามารถอธิบายได้จากรูปที่ 4.7 ซึ่งจะแสดงลำดับขั้นตอนการออกแบบ เริ่มจากการวัดสัญญาณรบกวนในโหมดต่างๆ ของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จากนั้นทำการคำนวณหาค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวน โดยจะทำการเปรียบเทียบกับเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน และขั้นตอนต่อมาทำการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง เพื่อที่จะคำนวณค่าส่วนประกอบในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อได้ค่าที่ต้องการแล้ว ทำการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ว่าสามารถที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ตามที่คำนวณได้หรือไม่ ถ้าได้ก็เป็นการสิ้นสุด ขั้นตอนการออกแบบ แต่ถ้าไม่ผ่านเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน จะต้องทำการตรวจสอบค่าต่างๆ เช่น ค่า high frequency parasitic และค่า radiation coupling ดังในรูปที่ 4.7 รวมทั้งตรวจสอบเงื่อนไขการทำงานอีกครั้ง แล้วจึงทำการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าใหม่อีกครั้งหนึ่ง ดังนั้นจึงสามารถสรุปขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนได้ 4 ขั้นตอน ดังนี้




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.7 ขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ขั้นตอนที่ 1 เริ่มจากการวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม ของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้โพรบกระแส ในการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

ขั้นตอนที่ 2 เมื่อได้สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวมแล้ว จากนั้นก็ทำการหาค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวน โดยจะทำการเปรียบเทียบกับเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน ตลอดย่านความถี่ใช้งาน และจะรวมผลของการผิดพลาดจากการวัดประมาณ 3 dB ซึ่งจะหาการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม $V_{reg,CM}$ ได้จากสมการที่ (4.27) และการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง $V_{reg,DM}$ ได้จากสมการที่ (4.28)

$$\left(V_{reg,CM}\right)_{dB} = \left(V_{CM}\right)_{dB} - \left(V_{\text{limit}}\right)_{dB} + 3dB \tag{4.27}$$

$$\left(V_{reg,DM}\right)_{dB} = \left(V_{DM}\right)_{dB} - \left(V_{\text{limit}}\right)_{dB} + 3dB \tag{4.28}$$

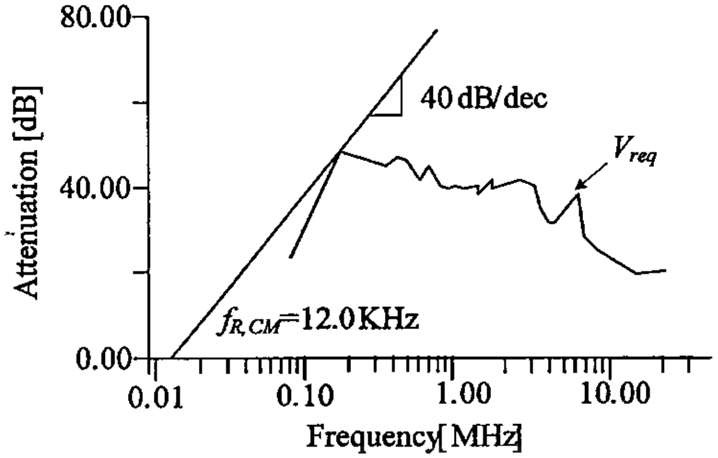
เมื่อ

$\left(V_{CM}\right)_{dB}$ คือ ค่าสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม ที่ได้จากขั้นตอนที่ 1
$\left(V_{DM}\right)_{dB}$ คือ ค่าสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ที่ได้จากขั้นตอนที่ 1
$\left(V_{\text{limit}}\right)_{dB}$ คือ เส้นขีดจำกัดมาตรฐาน
$3dB$ คือ ค่าผิดพลาดที่เกิดจากการวัด [12]

ขั้นตอนที่ 3 การหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่

ในขั้นตอนนี้จะมีความสำคัญมากเพราะถ้าจุดเปลี่ยนความถี่ไม่ถูกต้องแล้ว จะทำให้วงจรกรองสัญญาณรบกวนไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนตามที่ต้องการได้ เริ่มจากการนำค่าจากสมการที่ (4.27) คือ ค่าที่ต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมดผลร่วม $\left(V_{reg,CM}\right)_{dB}$ และจากสมการที่ (4.28) คือ ค่าที่ต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมดผลต่าง $\left(V_{reg,DM}\right)_{dB}$ มาหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ โดยจะนำค่าที่ได้มาทำการพล็อต (plot) ลงในล็อกสเกล (log-log scale) ดังในรูปที่ 4.8 ซึ่งจะแสดงตัวอย่างการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ แล้วจากนั้นก็นำสโลป ขนาด 40 dB/dec มาสำพัดเส้นที่ต้องการลดทอนสัญญาณรบกวน แล้วจึงได้จุดเปลี่ยนความถี่ ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 4.8 ตัวอย่างการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่**

**ขั้นตอนที่ 4 การหาค่าส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรกรองสัญญาณรบกวน**

จากขั้นตอนที่ 3 เราจะได้จุดเปลี่ยนความถี่ ของโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง จากนั้นนำค่าจุดเปลี่ยนความถี่ไปหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ได้ดังนี้

ก) หาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลร่วมจะได้ $L_C$ และ $C_Y$

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

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

การหาค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM}$ จะได้ดังสมการที่ (4.30)

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

การหาค่าตัวเก็บประ $C_Y$ จะได้ดังสมการที่ (4.31)

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

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

และจากสมการที่ (4.29) จะได้ค่าเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ ดังสมการที่ (4.32)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

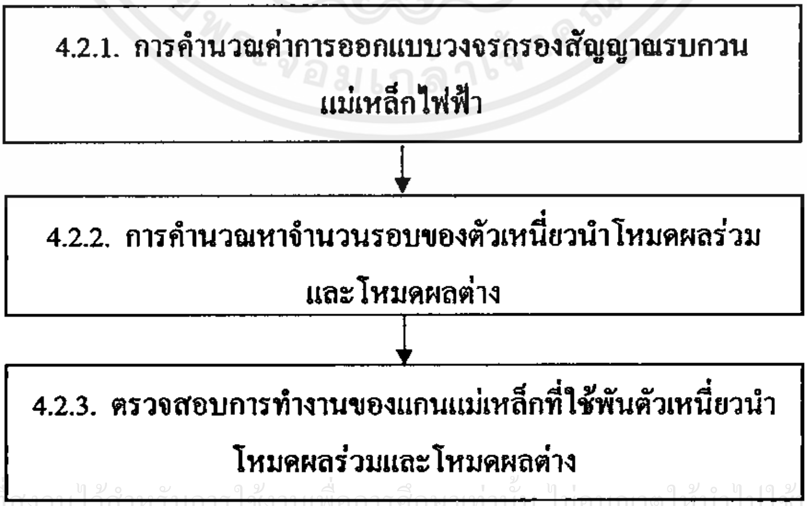
การหาค่าตัวเก็บประจุ $C_{DM} = C_{X1} = C_{X2}$ ได้ดังสมการที่ (4.33)

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

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

## 4.2 การคำนวณหาค่าการออกแบบและส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ในส่วนนี้จะเป็นการคำนวณหาค่าการออกแบบและส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ได้จากการขั้นตอนการออกแบบในหัวข้อที่ 4.1 และ ทำการตรวจสอบการทำงานของแกนเหล็กที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ดังในรูปที่ 4.9 สามารถแบ่งออกเป็น 3 ขั้นตอน ดังรูป



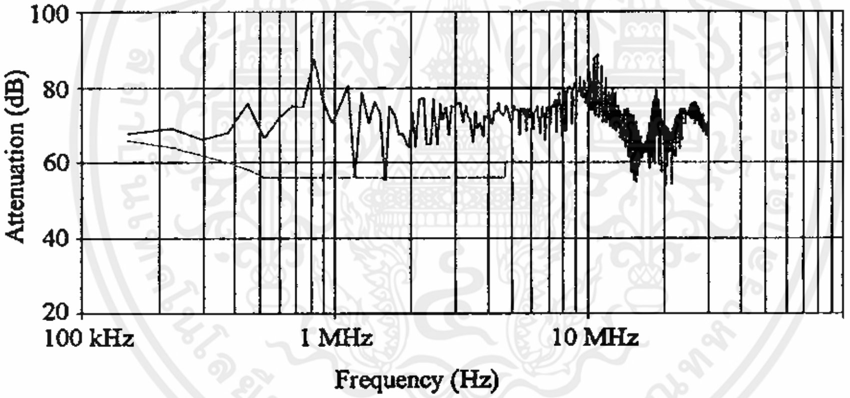

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ

**รูปที่ 4.9** การออกแบบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

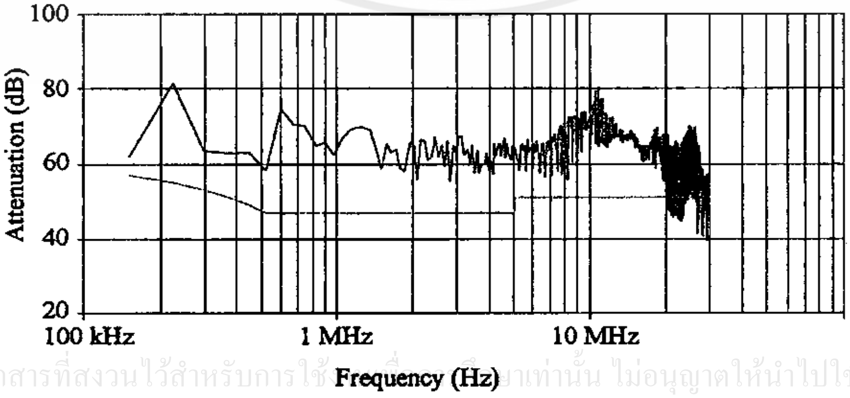
### 4.2.1. การคำนวณค่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.8 ในหัวข้อที่ 4.1.3 จะแสดงขั้นตอนออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งในส่วนนี้จะเป็นการคำนวณค่าของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จากขั้นตอนการออกแบบ โดยการคำนวณจะสามารถแบ่งเป็นขั้นตอนได้ดังนี้

**ขั้นตอนที่ 1** โดยจะเริ่มจากการวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม และโหมดผลต่าง ของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน คือ วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ ขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน ซึ่งในการวัดสัญญาณรบกวนจะใช้โพรบกระแสวัดสัญญาณรบกวนในโหมดต่างๆ และจะเก็บผลของสัญญาณรบกวนที่ได้จากเครื่อง EMC analyzer ในรูปของ excel แล้วจึงทำการพล็อตผลที่ได้ดังในรูปที่ 4.10 และ 4.11 ซึ่งผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมจะได้ดังในรูปที่ 4.10 และสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างจะได้ดังในรูปที่ 4.11 และในรูปทั้งสองจะแสดงเส้นขีดจำกัดมาตรฐานตามมาตรฐาน EN 55022 Class B ด้วย




**รูปที่ 4.10** สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ได้จากการวัด




**รูปที่ 4.11** สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่ได้จากการวัด

**ขั้นตอนที่ 2** ในขั้นตอนนี้จะนำผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม และโหมดผลต่าง ที่ได้จากการวัดในขั้นตอนที่ 1 มาทำหาค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม

และโหมดผลต่าง โดยจะทำการเปรียบเทียบกับเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน และจะรวมผลของการผิดพลาดจากการวัดประมาณ 3 dB ซึ่งในการหาค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม $V_{reg,CM}$ จะหาได้จากสมการที่ (4.27) และผลของค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม จะแสดงดังในรูปที่ 4.12 ตัวอย่างการหาค่า $V_{reg,CM}$ ที่ความถี่ 450 kHz จะได้ ค่า $(V_{CM})_{dB}$ เท่ากัน 92 dBμV และ $(V_{\text{limit}})_{dB}$ เท่ากับ 56 dBμV และค่าผิดพลาดจากการวัดประมาณ 3 dB จะได้ค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม เท่ากับ

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

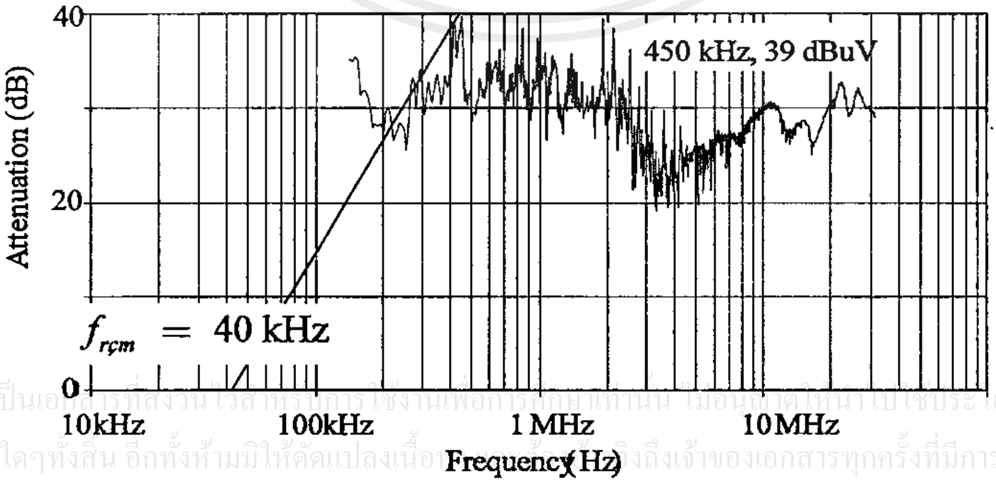
$$\left(V_{reg,CM}\right)_{dB} = (92)_{dB} - (56)_{dB} + 3\ dB = 39\ dB$$

จะได้ $V_{reg,CM}$ = 39 dBμV ดังในรูปที่ 4.11 จากนั้นในการหาค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง $V_{reg,DM}$ จะหาได้จากสมการที่ (4.28) และผลของค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง จะแสดงดังในรูปที่ 4.13 ตัวอย่างการหาค่า $V_{reg,DM}$ ที่ความถี่ 224.6 kHz จะได้ ค่า $(V_{DM})_{dB}$ เท่ากัน 90.5 dBμV และ $(V_{\text{limit}})_{dB}$ เท่ากับ 64 dBμV และค่าผิดพลาดจากการวัดประมาณ 3 dB จะได้ค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม เท่ากับ

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

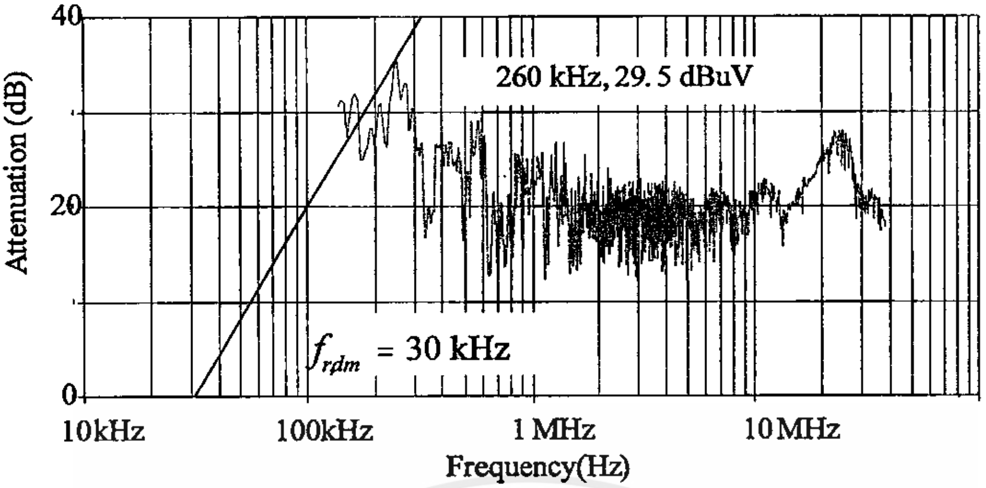
$$\left(V_{reg,DM}\right)_{dB} = (95)_{dB} - (64)_{dB} + 3\ \text{dB} = 34\ \text{dB}$$

จะได้ $V_{reg,DM}$ เท่ากับ 34 dB $\mu$V ดังในรูปที่ 4.24 ส่วนรายละเอียดต่างๆ และการคำนวณ จะแสดงในภาคผนวก ค




...สารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ...
...ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา ... อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**รูปที่ 4.12** การลดทอนสัญญาณรบกวน และค่าจุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลร่วม $f_{r,CM}$




**รูปที่ 4.13** การลดทอนสัญญาณรบกวน และค่าจุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลต่าง $f_{r,DM}$

**ขั้นตอนที่ 3** จะเป็นการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ $(f_r)$

ในขั้นตอนที่ 2 นั้นจะได้ค่าความต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง แล้ว จากนั้นในรูปที่ 4.12 และ 4.13 ข้อมูลจากผนวก ค จะแสดงการผลของการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ $(f_r)$ ด้วย ในขั้นตอนการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่นี้จะมีความสำคัญมากเพราะถ้าจุดเปลี่ยนความถี่ไม่ถูกต้องแล้ว จะทำให้วงจรกรองสัญญาณรบกวนไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนตามที่ต้องการได้ ในการหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่ เริ่มจากการนำค่าที่ต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมดผลร่วม $(V_{reg,CM})_{dB}$ และ ค่าที่ต้องการที่จะลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมดผลต่าง $(V_{reg,DM})_{dB}$ ในขั้นตอนที่ 2 จากนั้นนำความชัน ขนาด 40 dB/dec มาสัมผัสเส้นที่ต้องการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ดังในรูปที่ 4.12 และ 4.13 ซึ่งจะได้จุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลร่วม $f_{r,CM}$ เท่ากับ 40 kHz และจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลต่าง $f_{r,DM}$ เท่ากับ 20 kHz ดังในรูปที่ 4.12 และ 4.13 ตามลำดับ

ในส่วนของความชัน ขนาด 40 dB/dec นั้นจะได้มาจากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในหัวข้อที่ 4.1

**ขั้นตอนที่ 4** เป็นการหาค่าส่วนประกอบต่างๆ ของวงจรกรองสัญญาณรบกวน

จากขั้นตอนที่ 3 จะได้ค่าจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง จากนั้นในขั้นตอนนี้ จะเป็นการนำค่าจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ไปหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 3 แบบการพัน ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง**

หาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลร่วมจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_C$ และตัวเก็บประ $C_Y$

ในการหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดผลร่วมจะต้องหาค่ากระแสรั่วไหลลงดินก่อน ซึ่งดูจากวงจรกรองสัญญาณรบกวน ตัวเก็บประจุ $C_Y$ จะต่ออยู่ระหว่างสายตัวนำกับกราวน์และสายนิวตรอนกับกราวน์ ดังนั้น กระแสรั่วไหลลงดิน $I_{lkg}$ จะสามารถหาได้จาก $I_{lkg} = 2\pi f \cdot V \cdot (1.1) \cdot (1.2) \cdot C_{y,total}$ ซึ่งขีดจำกัดกระแสรั่วไหลลงดินสำหรับมาตรฐานความปลอดภัย สำหรับเครื่องมือที่สามารถเคลื่อนย้ายได้ จะให้กระแสรั่วไหลลงดิน $I_{lkg} = 0.75$ mA ดังนั้นตัวเก็บประจุ $C_{y,total}$ จะมีค่าเท่ากับ

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

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) โดยตัวเก็บประ $C_Y$ ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ $3.3 \times 10^{-9}$ F และจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลร่วม $f_{r,CM}$ เท่ากับ 40 kHz ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำ $L_{CM}$ จะมีค่าเท่ากับ

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

$$L_{CM} = \left( \frac{1}{2\pi \cdot 40 \times 10^3} \right)^2 \cdot \frac{1}{2 \cdot 3.3 \times 10^{-9}} = 2.4 \text{ mH}$$

ดังนั้น ค่าความเหนี่ยวนำ $L_{CM}$ ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 2.4 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

ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ

และค่าจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลร่วม $f_{r,DM}$ เท่ากับ 40 kHz ดังนั้นค่าเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ จะมีค่าเท่ากับ

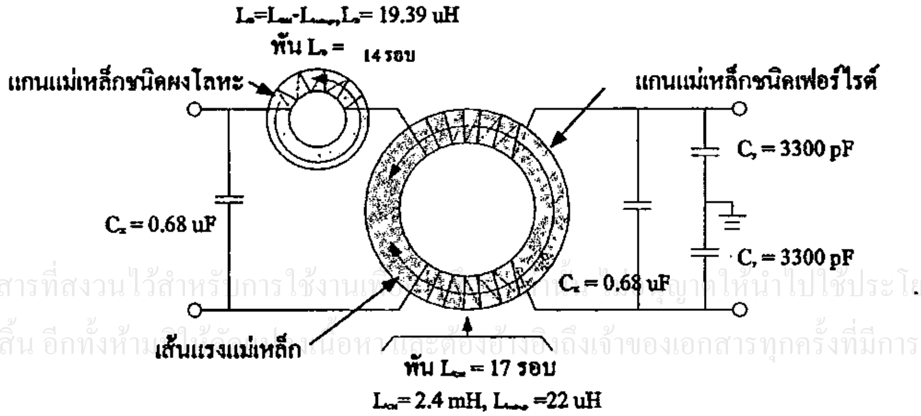
$$L_{DM} = \left(\frac{1}{2\pi \bullet f_{R,DM}}\right)^2 \bullet \frac{1}{C_{DM}}$$

$$L_{DM} = \left(\frac{1}{2\pi \bullet 30\times10^3}\right)^2 \bullet \frac{1}{0.68\times10^{-6}} = 41.39 \text{ uH}$$

ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 41.39 uH แต่ในทางปฏิบัติค่าความเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ จะมีผลของ ค่าความเหนี่ยวนำ $L_{leakage}$ ของตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ ที่ได้จากการวัดรวมอยู่ด้วย ดังนั้นค่าเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ ที่จะใช้พันเป็นตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ จะมีค่าเท่ากับ 41.39 uH - $L_{leakage}$ และในการวัดค่าความเหนี่ยวนำ $L_{leakage}$ ของตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM}$ มีค่าเท่ากับ 22 uH ดังนั้นจะได้ค่าความเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ ที่ใช้พันในทางปฏิบัติมีค่าเท่ากับ $41.39\times10^{-6} - 22\times10^{-6} = 19.39$ uH

**4.2.2 สรุปการหาค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง**

- ค่าตัวเก็บประจุ $C_{Y1}$ และ $C_{Y2}$ ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 3.5 nF แต่ในทางปฏิบัติจะเลือกใช้ค่า 3.3 nF
- ค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_{CM}$ ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 2.4 mH แต่ในทางปฏิบัติจะเลือกใช้ค่า 0.36 mH
- ค่าตัวเก็บประจุ $C_{X1}$ และ $C_{X2}$ ที่ใช้จะมีค่าเท่ากับ 0.68 μF
- ค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_{DM}$ ที่ได้จากการคำนวณมีค่าเท่ากับ 41.39 uH ในทางปฏิบัติมีค่าเท่ากับ $L_D = L_{DM} - L_{leakage} = 41.39\times10^{-6} - 22\times10^{-6} = 19.39$ uH




**รูปที่ 4.14** ค่าส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบทั่วไป

**การคำนวณหาจำนวนรอบการพันของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม**

จากการออกแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม ค่าที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 2.4 mH ดังนั้น จำนวนรอบที่ต้องการ เมื่อแทนค่าในสมการที่ 4.34 เมื่อ $A_L (nH/N^2)$ จะได้ข้อมูลจากผู้ผลิต (ผนวก ก) นั้นมีค่าเท่ากับ 8230 $(nH/N^2)$ จะมีค่าเท่ากับ

$$\text{Required turns} = \left[\frac{2.4\times10^{6}\ (nH)}{8230\ (nH/N^{2})}\right]^{1/2} = 17 \text{ turns}$$

ดังนั้นจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมจะเท่ากับ 17 รอบ

**การคำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง**

จากการออกแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง ค่าที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 93.12 μH ในทางปฏิบัติจะมีค่าเท่ากับ $L_D = L_{DM} - L_{leakage} = 41.39\times10^{-6} - 22\times10^{-6} = 19.39$ uH ดังนั้นจำนวนรอบที่ต้องการ เมื่อแทนค่าในสมการที่ 4.34 เมื่อ $A_L (nH/N^2)$ จะได้ข้อมูลจากผู้ผลิต (ผนวก ก) นั้นมีค่าเท่ากับ 100 $(nH/N^2)$ จะมีค่าเท่ากับ

$$\text{Required turns} = \left[\frac{19.39\times10^{3}\ (nH)}{100\ (nH/N^{2})}\right]^{1/2} = 13.92 \text{ turns}$$

ดังนั้นจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่างจะเท่ากับ 13.92 รอบ และในทางปฏิบัติแล้วจะพันเท่ากับ 14 รอบ

### 4.2.3 ตรวจสอบการทำงานของแกนเหล็กที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

ในขั้นตอนนี้ จะเป็นการตรวจสอบการอิ่มตัวของแกนเหล็กที่ใช้ในงานวิจัย โดยแกนเหล็กที่ใช้จะมี 2 ชนิด คือแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ และแกนเหล็กชนิดผลโลหะ แต่วิธีในการหาค่าการอิ่มตัวของแกนเหล็กของทั้งสองแกนเหล็กจะมีวิธีเหมือนกัน

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_{max} = B_{DC} + B_{AC} + B_{rg} < B_{Sat}$$

โดยที่ค่า $B_r$ คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเมื่อค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก $H$ มีค่าเป็นศูนย์ หรือเมื่อกระแสไฟฟ้าไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งข้อมูลจากผู้ผลิตจะได้ $B_r$ มีค่าประมาณ 100 mT และการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับ จะหาได้จาก

$$B_{AC} = \frac{34\times10\times10^{-6}}{7\times159} = 0.3\ \mu\text{T}$$

และในการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสตรง จะหาได้จาก

$$B_{DC} = \frac{4\pi\times10^{-7}\times7\times2}{0.170} = 0.1\ \text{mT}$$

และนำค่าทั้งหมดที่หาได้แทนลงในสมการที่ (3.21) เพื่อหาค่า $B_{max}$ จะได้

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

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

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

$$B_{AC} = \frac{34\times10\times10^{-6}}{10\times106} = 3\ \mu\text{T}$$

และในการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสตรง จะหาได้จาก

$$B_{DC} = \frac{4\pi\times10^{-7}\times7\times2}{0.101} = 0.17\ \text{mT}$$

และนำค่าทั้งหมดที่หาได้แทนลงในสมการที่ (3.21) เพื่อหาค่า $B_{max}$ จะได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ

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

## 4.3 การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

ในหัวข้อนี้จะเป็นการหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ของตัวเหนี่ยวนำดังนี้

อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ CM เมื่อพิจารณารูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ CM จะได้วงจรวงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ CM โดยตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง $L_{DM}$ ได้จากการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง $L_{DM}$ อีกแกนหนึ่ง และตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม $L_{CM}$ ได้จากรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม

ในการหาค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ CM นั้นสามารถหาได้ โดยจะได้ transfer function ของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ดังสมการที่ (4.35) โดยที่ $Z_S$ คือค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าด้านเข้า และ $Z_L$ คือค่าอิมพีแดนซ์ของโหลด

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

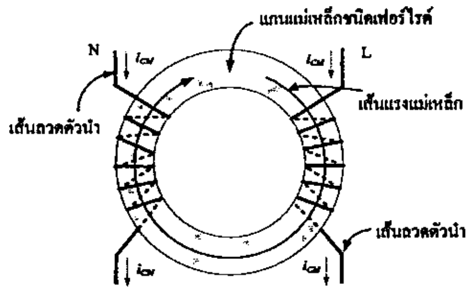
จากสมการที่ (4.35) แทนค่าในสมการที่ (3.1) จะได้ค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ CM ดังแสดงในสมการที่ (4.37) เมื่อค่า $Z_1 = j\omega L_{DM}, Z_2 = j\omega L_{CM}$

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

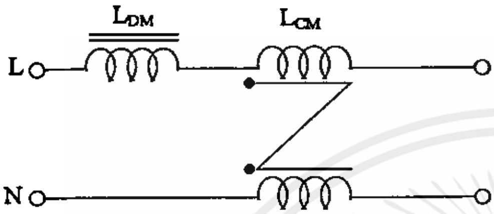
$$IL_{dB} = 20\log_{10}\left|1 + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_S + Z_L}\right| \tag{4.37}$$

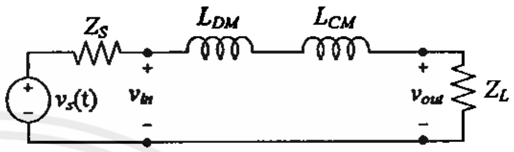
จากสมการที่ (4.37) จะเห็นว่าถ้าค่าอินดัคตีฟรีแอคแตนซ์ (inductive reactance) ของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม $(Z_2)$ และโหมดผลต่าง $(Z_1)$ มีค่ามากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลดที่นำมาต่อจะทำให้ตัวเหนี่ยวนำมีประสิทธิภาพในการกรองสัญญาณรบกวนได้สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




(ก) รูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมแบบ CM




(ข) วงจรสมมูลย์ของตัวเหนี่ยวนำที่มีการพันแบบ CM

(ค) อัตราการลดทอนของตัวเหนี่ยวนำที่มีการพันแบบ CM

**รูปที่ 4.28** อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่มีการพันแบบ CM

## 4.4 บทสรุปการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยวิธีการใช้จุดเปลี่ยนความถี่ในการออกแบบ

ในบทที่ 4 นี้เป็นการนำเสนอเกี่ยวกับ การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโดยวิธีการใช้จุดเปลี่ยนความถี่ในการออกแบบ โดยนำเสนอตั้งแต่แนวคิดเกี่ยวกับทฤษฎีที่ใช้เพื่อลดทอนสัญญาณรบกวน ณ จุดที่สัญญาณรบกวนเกินกว่ามาตรฐาน และอธิบายถึงส่วนประกอบต่างๆ ที่ช่วยใช้ในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ทั้งตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้านั้นต้องทำการคำนวณองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนทั้ง 2 โหมด คือ โหมดผลร่วม และโหมดผลต่าง จึงจะได้วงจรกรองที่มีความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนสูงสุด

แต่ในการออกแบบโดยใช้วิธีการใช้จุดเปลี่ยนความถี่นั้น ไม่ได้คำนึงถึงค่าที่แท้จริงของอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน จึงทำให้การลดทอนสัญญาณในความถี่ที่นั้นอาจจะลดไม่ได้ตามที่ต้องการ ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า อีกแบบหนึ่งคือ การออกแบบโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดต่อไปในบทที่ 5

# บทที่ 5

# การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

## 5.1 บทนำ

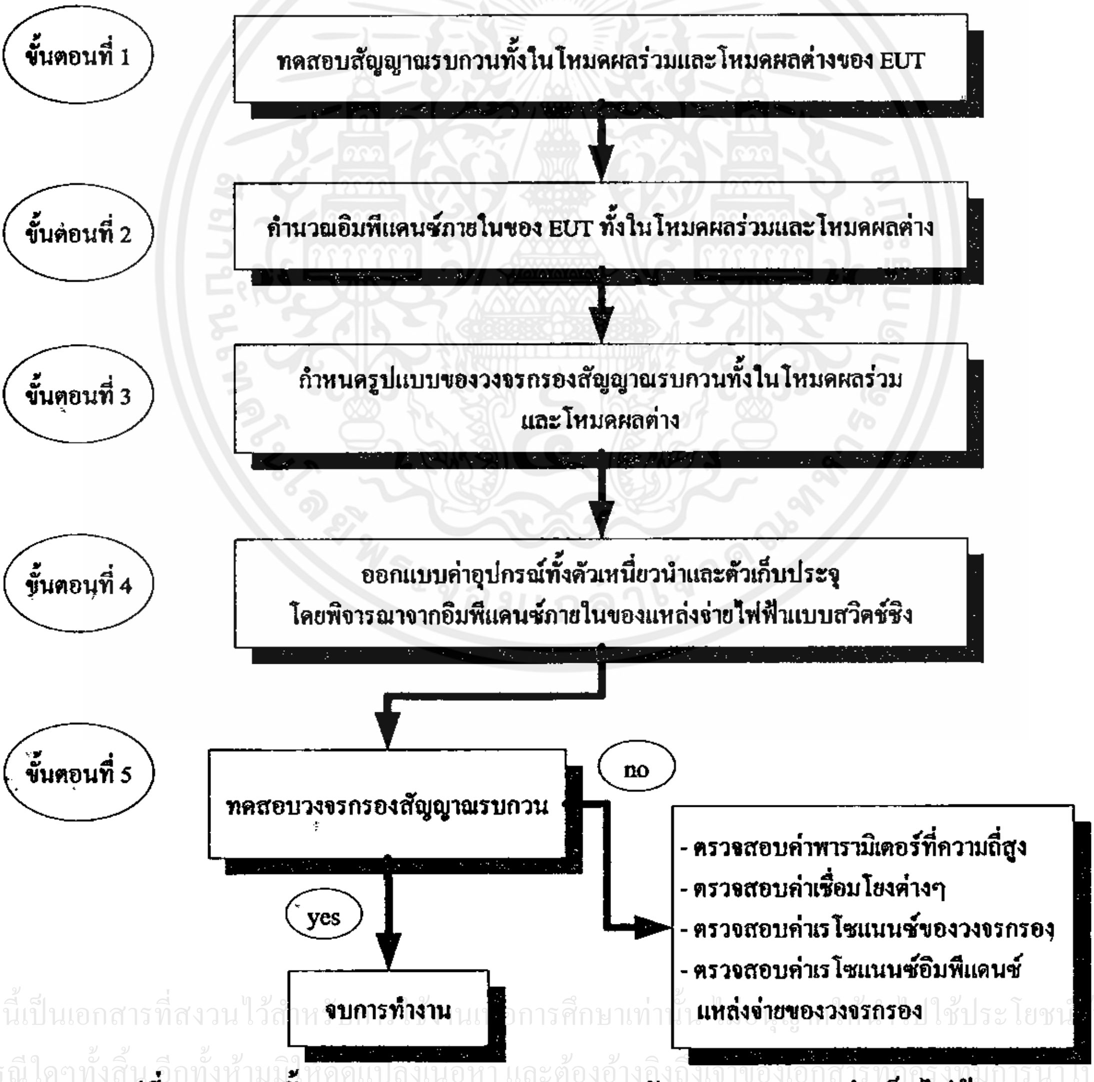
การออกแบบวงจรกรองสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง เป็นการออกแบบวงจรกรองสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้า นอกเหนือจากการออกแบบโดยใช้หลักการของความถี่หักมุมในการหาค่าต่างๆ ของอุปกรณ์ในวงจรกรองสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้า โดยเริ่มจากการวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง และการทำงานในโหมดผลร่วม และในโหมดผลต่าง ซึ่งแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม ซึ่งวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงจะเหมือนกับแหล่งจ่ายกระแสที่ต่อขนานกับค่าอิมพีแดนซ์ที่มีค่าสูง และแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง จะมีการทำงานอยู่สองลักษณะคือ ลักษณะแรกขณะที่ไดโอดทำงาน จะทำให้สวิตช์ปิด และวงจรจะต่อกับค่าอิมพีแดนซ์ที่มีค่าต่ำ และอนุกรมกับแหล่งจ่ายแรงดันและลักษณะที่สองขณะที่ไดโอดไม่ทำงาน จะทำให้สวิตช์เปิด และจะเหมือนกับแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม ซึ่งในการออกแบบในแบบนี้นั้น ค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงจะเป็นการประมาณซึ่งไม่ได้ตรวจวัด แต่ในการออกแบบโดยใช้ค่าอิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงในบทนี้ จำเป็นต้องทราบค่าของอิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโดยใช้วิธีการหาดังแสดงในบทที่ 3 และค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่เราต้องการ ณ ความถี่ที่มีค่าสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า เกินกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน เพื่อหาค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

โดยในบทที่ 5 นี้จะเป็นการนำเสนอขั้นตอนในการออกแบบ ตั้งแต่การเริ่มหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง ทั้งในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง, การวิเคราะห์รูปแบบของวงจรกรองความถี่ที่เหมาะกับค่าอิมพีแดนซ์ทั้งด้านของโหลด และด้านของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และการคำนวณหาค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจรกรองทั้งในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง และนำเสนอวงจรสมบูรณ์ที่รวมทั้งวงจรกรองในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างโดยใช้วิธีการออกแบบโดยการใช้ค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.2 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ชิ่ง

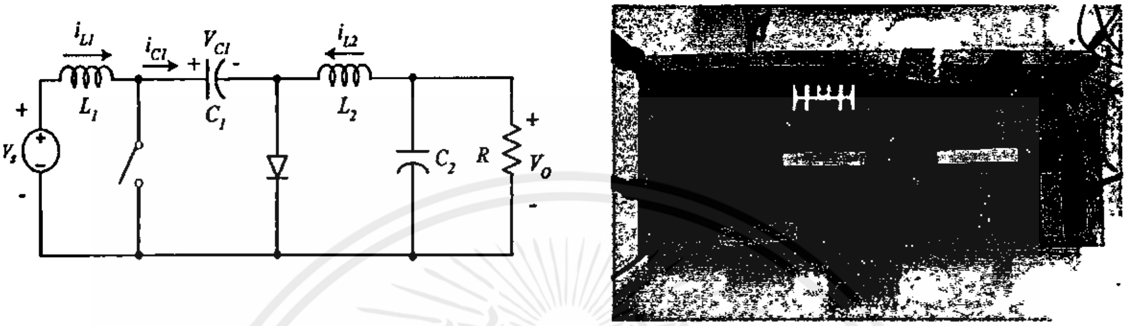
ในส่วนนี้จะเป็นการเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่งทั้งในโหมดผลร่วม และโหมดผลต่าง [14] โดยวัตถุประสงค์ในการออกแบบเพื่อให้ผ่านมาตรฐาน EN 55022 class B ซึ่งเป็นมาตรฐานสำหรับการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (ความถี่ตั้งแต่ 150 kHz – 30 MHz) ซึ่งในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่สมบูรณ์แบบนั้น จะต้องทำการออกแบบวงจรกรองทั้งในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างให้สมบูรณ์ก่อน จึงนำวงจรกรองทั้ง 2 โหมดนั้นมารวมกันเพื่อให้เกิดการลดทอนสัญญาณรบกวนได้ทั้งในโหมดผลร่วม ละโหมดผลต่าง ซึ่งขั้นตอนการออกแบบจะนำเสนอดังรูปที่ 5.1




**รูปที่ 5.1** แสดงขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยการใช้อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง

**ขั้นตอนที่ 1**

เป็นขั้นตอนในการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ (Cúk converter) ที่มีพิกัดกำลังไฟฟ้า 60 วัตต์ แรงดันด้านอินพุต 12.5 โวลต์ และแรงดันด้านออก 25 โวลต์ ซึ่งแสดงในรูปที่ 5.2 โดยมีเงื่อนไขในการทดสอบเหมือนในบทที่ 4 ในการทดสอบจะทดสอบสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทั้งในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง



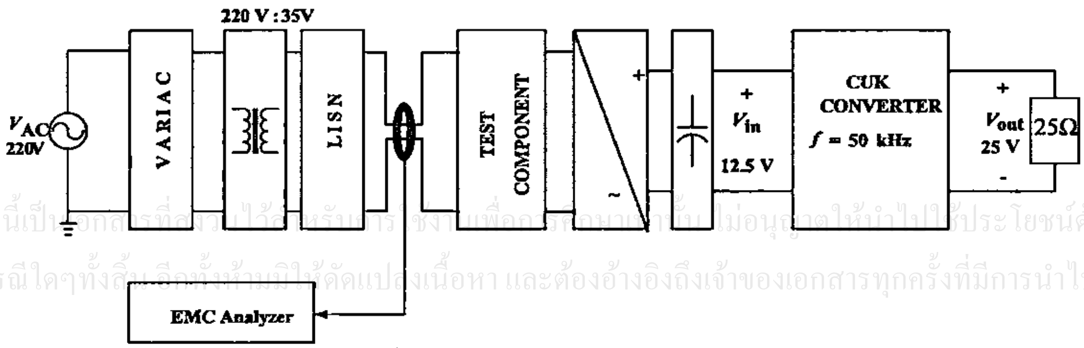

(ก) (ข)

**รูปที่ 5.2 วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ทดสอบ**

เมื่อกำหนดวงจรได้แล้ว จึงทำการทดสอบสัญญาณรบกวนทั้งในโหมดผลร่วม และโหมดผลต่าง ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ จะทำการทดสอบวงจรต้นแบบที่ได้ออกแบบไว้แล้ว และจะทำการทดสอบตามมาตรฐาน CISPR 22 Class B ซึ่งได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยมีการติดตั้งเพื่อทดสอบการวัดดังในรูปที่ 5.3 ซึ่งเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบสำหรับการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำจะประกอบด้วย

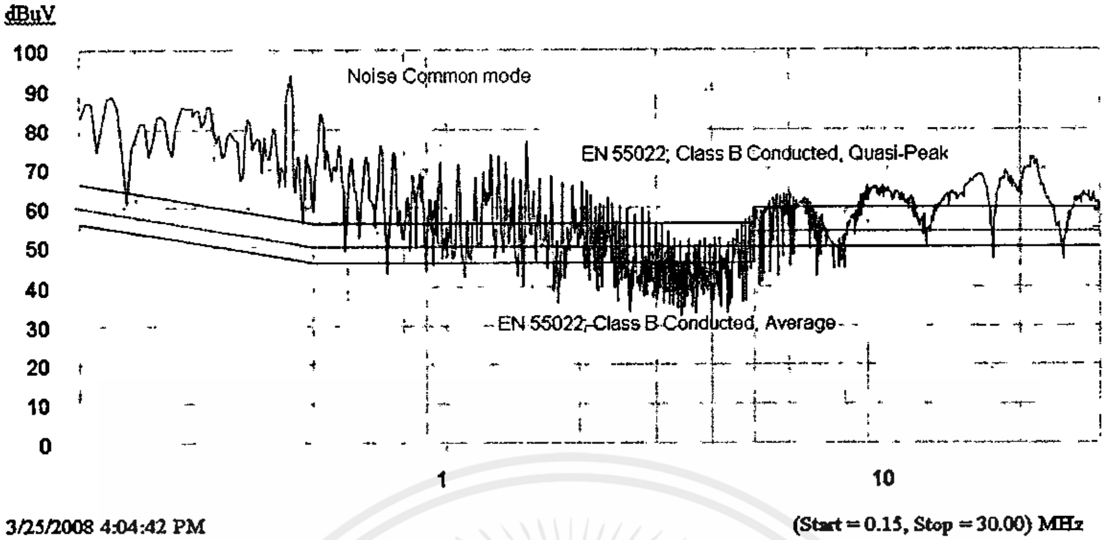
- EMI Receiver : Hewlett Packard / Model HP 85420E
- LISN:EMCO / Model EMCO 3825/2
- Current Probe : Hewlett Packard / 84310-80019

และผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ก่อนใส่อุปกรณ์ทดสอบหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง ได้แสดงในรูปที่ 5.4 และ รูปที่ 5.5

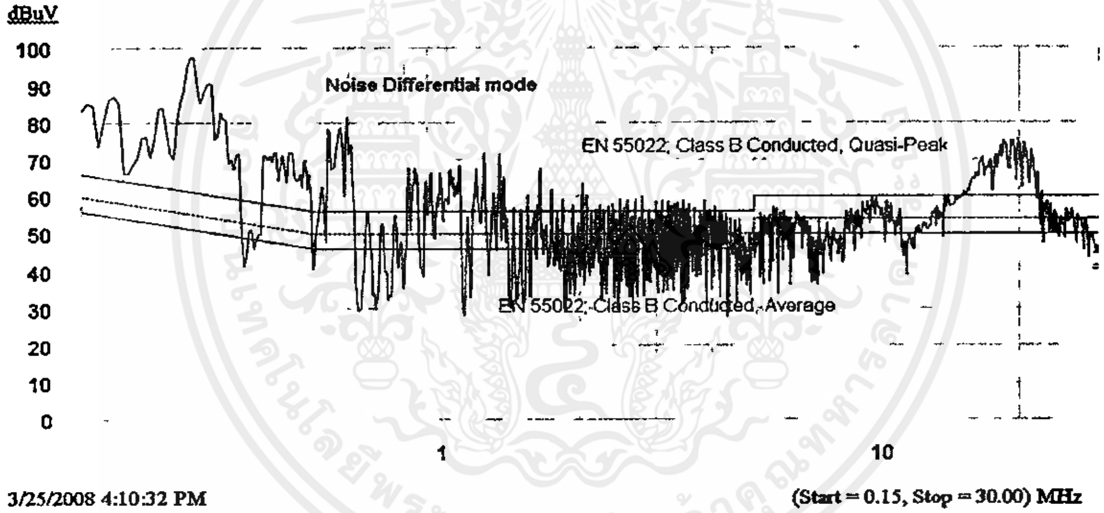



**รูปที่ 5.3 การติดตั้งเพื่อทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 5.4** สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของชุดคอนเวอร์เตอร์




**รูปที่ 5.5** สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของชุดคอนเวอร์เตอร์

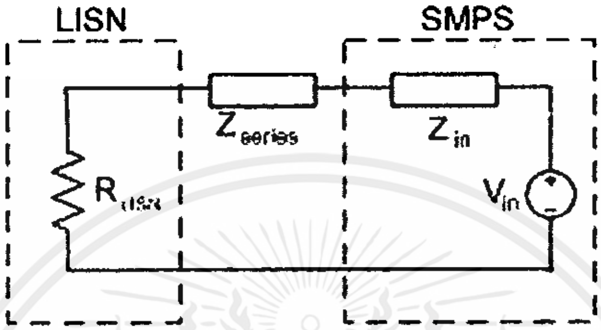
**ขั้นตอนที่ 2**

เพื่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้านั้น อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง โดยวิธีที่ใช้ในการหาค่านั้นจะเป็นตามในบทที่ 3 ซึ่งวิธีที่ใช้คือวิธีการทดสอบอัตราการลดทอน

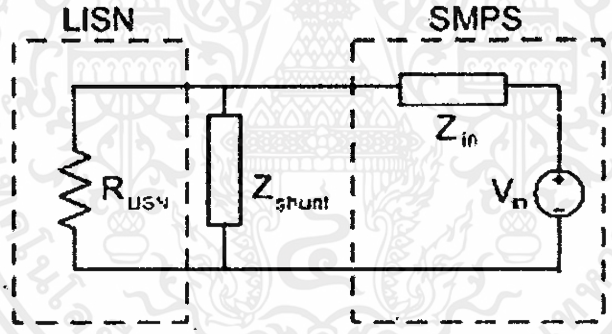
วิธีการหาจะแยกเป็น 2 โหมดในการหาคือ

- อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลร่วม
- อิมพีแดนซ์ภายในแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลต่าง

ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในการหาค่าดังกล่าวนั้นจะใช้ไม่เหมือนกัน โดยในโหมดผลร่วมจะใช้ขดลวดเหนี่ยวนำต่ออนุกรมระหว่าง LISN (Line Impedance Stabilization Network) และ EUT (Equipment Under Test) เพื่อหาอัตราการลดทอนในโหมดผลร่วม และในโหมดผลต่างจะใช้ตัวเก็บประจุต่อขนานระหว่าง LISN และ EUT เพื่อหาอัตราการลดทอนในโหมดผลต่างดังรูปที่ 5.6 และ 5.7 ตามลำดับ




**รูปที่ 5.6** วงจรทดสอบอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลร่วม



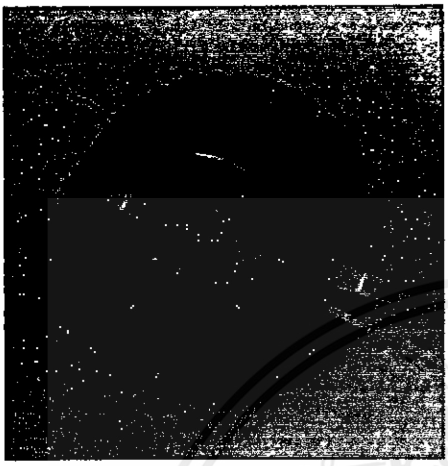

**รูปที่ 5.7** วงจรทดสอบอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลต่าง

สิ่งที่ต้องทราบในการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง ประกอบด้วย 2 ส่วนคือ ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ในย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz และค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

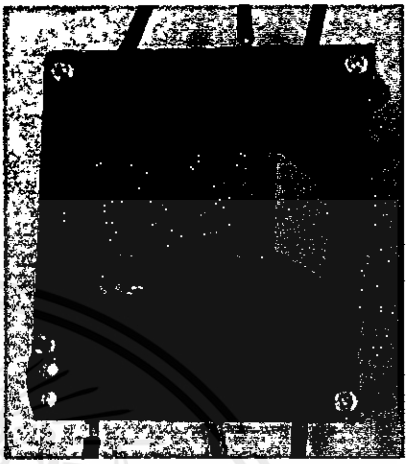
เมื่อทราบตัวแปรทั้งสองจึงใช้สมการ $|Z_{in}| \approx \frac{|Z_{series}|}{|IL|}$ เพื่อคำนวณหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลร่วม และ $|Z_{in}| \approx |Z_{shunt}| \times |IL|$ เพื่อคำนวณหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นจากการหาอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่จะนำไปลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า จะสนใจเพียงขนาดของอิมพีแดนซ์เท่านั้น โดยจะนำตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุตามรูปที่ 5.8 ไปวัดค่าอิมพีแดนซ์จาก Impedance Analyzer



(ก) ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วม

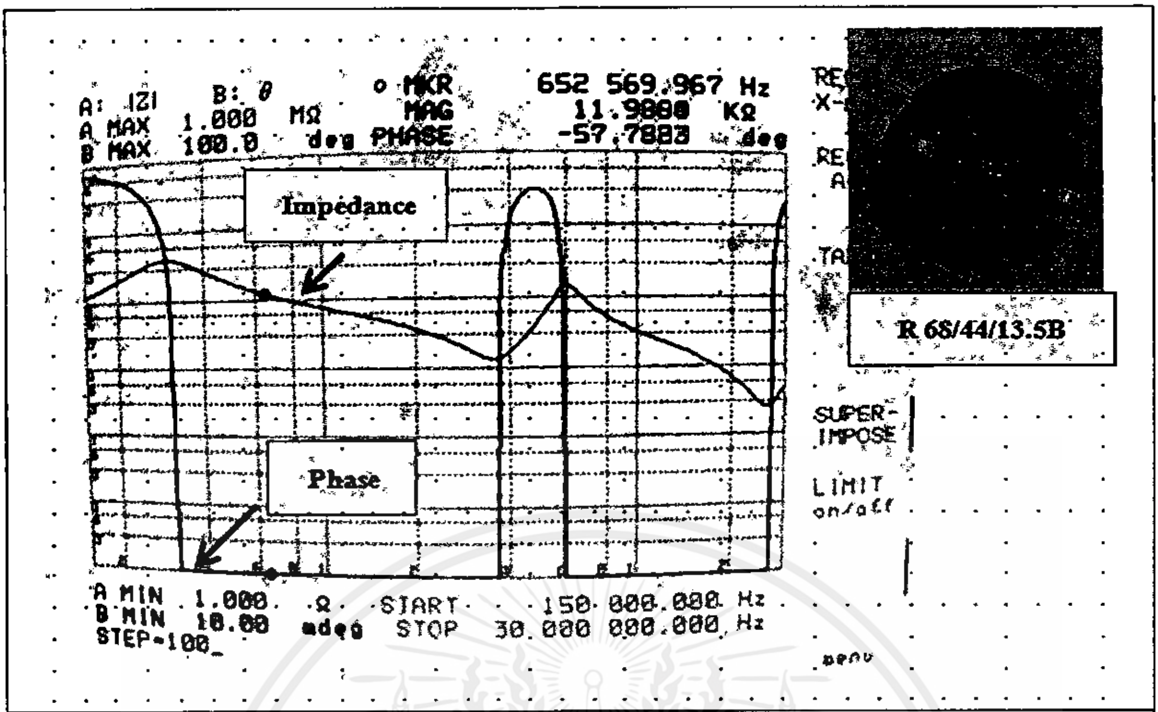


(ข) ตัวเก็บประจุที่ใช้ในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลต่าง

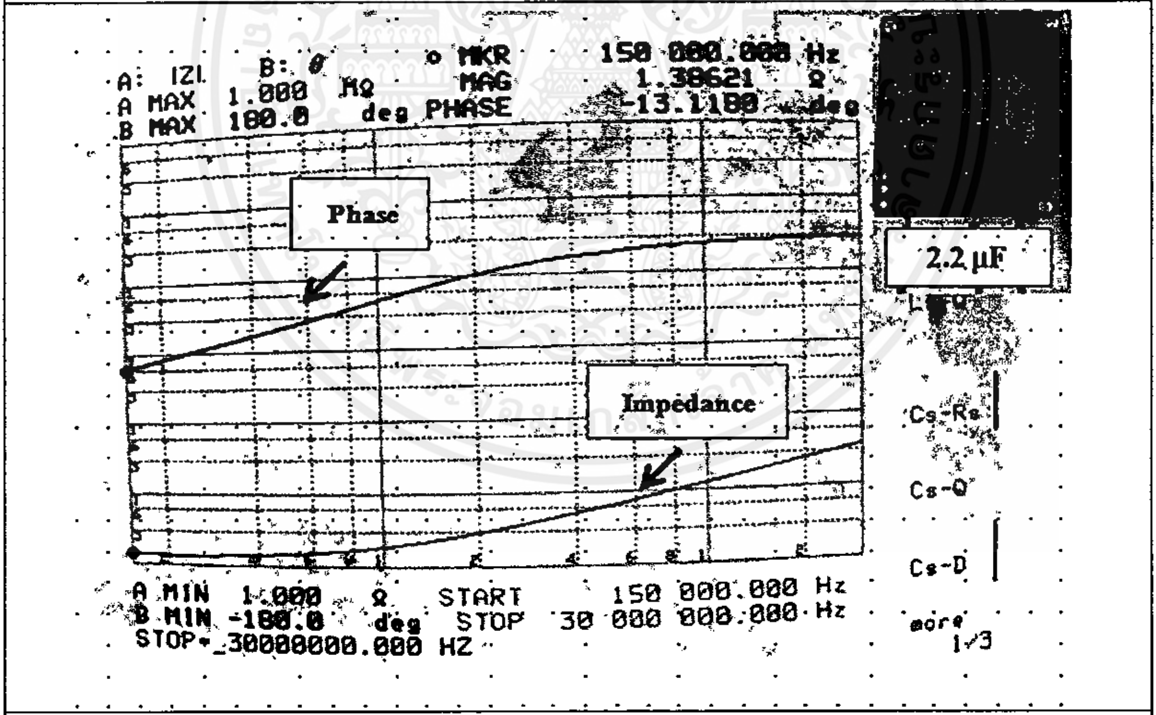
รูปที่ 5.8 อุปกรณ์ที่ใช้การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ค่าอิมพีแดนซ์ที่วัดได้จากเครื่อง Impedance Analyzer แสดงในรูปที่ 5.9 และเมื่อนำตัวเหนี่ยวนำดังกล่าวไปใส่ในวงจรตามรูปที่ 5.6 แล้ววัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าหลังใส่ตัวเหนี่ยวนำดังกล่าว เพื่อหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม หลังใส่ตัวเหนี่ยวนำดังกล่าว การทดสอบในโหมดผลต่างก็เช่นเดียวกับในโหมดผลร่วม คือใส่ตัวเก็บประจุเข้าในวงจรตามรูปที่ 5.7 เพื่อหาค่าการลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมดผลต่าง โดยอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแสดงในตารางที่ 5.1 และเมื่อได้ค่าทั้งสองแล้วจะสามารถคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




(ก) ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม




(ข) ตัวเก็บประจุโหมดผลต่าง

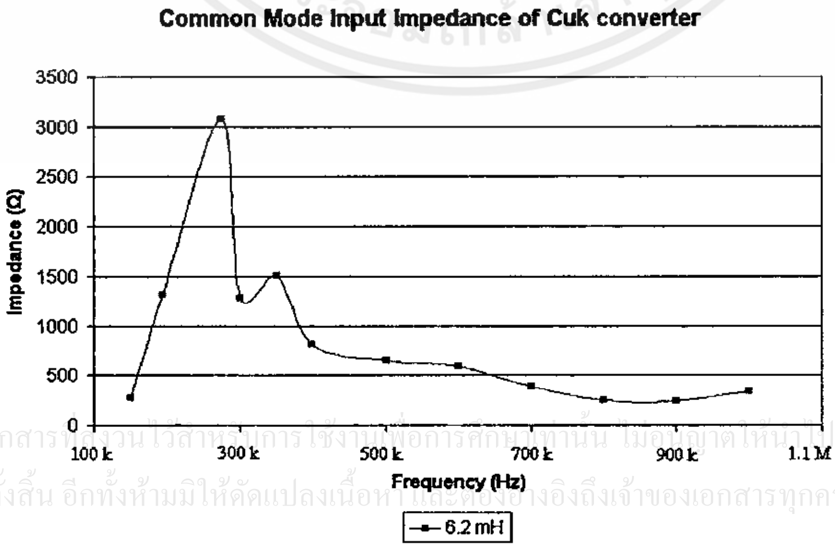
**รูปที่ 5.9 อิมพีแดนซ์อุปกรณ์ที่ใช้ทดสอบหาการลดทอนสัญญาณรบกวน**

อกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้
ม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

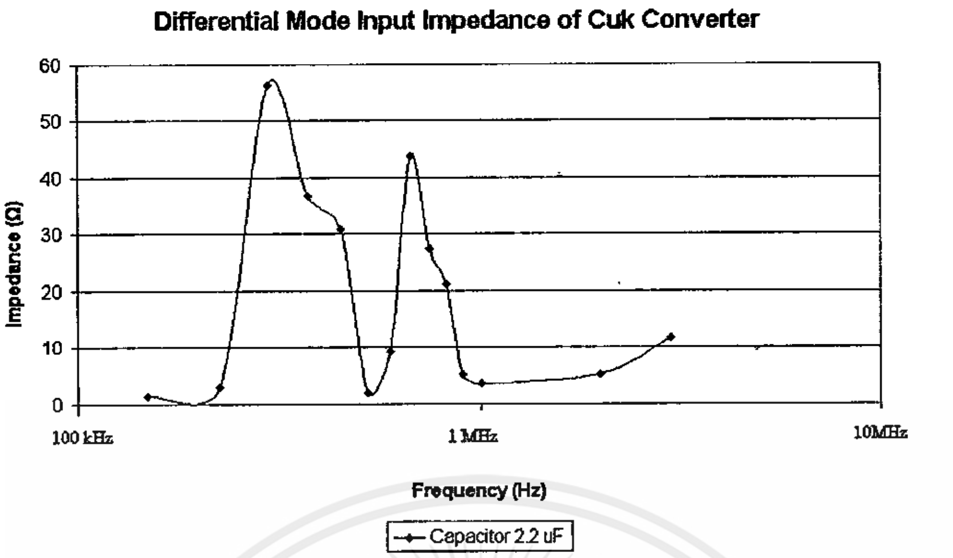
| ตัวเหนี่ยวนำ (โหมดผลร่วม) | | ตัวเก็บประจุ (โหมดผลต่าง) | |
|---|---|---|---|
| ความถี่ (Hz) | อัตราการลดทอน(dBμV) | ความถี่ (Hz) | อัตราการลดทอน(dBμV) |
| 150 k | 30.53 | 150 k | 1 |
| 195 k | 11.93 | 225 k | 2.18 |
| 275 k | 12.13 | 300 k | 40.6 |
| 300 k | 25.15 | 375 k | 25.8 |
| 350 k | 24.07 | 450 k | 21.12 |
| 400 k | 28.85 | 525 k | 1.32 |
| 500 k | 30.97 | 600 k | 5.95 |
| 600 k | 27.12 | 675 k | 27.43 |
| 700 k | 31.3 | 750 k | 16.47 |
| 800 k | 32.76 | 825 k | 12.42 |
| 900 k | 28.57 | 900 k | 2.84 |
| 1 M | 20.71 | 1 M | 1.8 |

เมื่อได้ค่าอิมพีแดนซ์ของทั้งตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ และอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแล้ว จะสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของชุดคอนเวอร์เตอร์โหมดผลร่วม และโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ได้ดังรูปที่ 5.10 และ 5.11 ตามลำดับ




รูปที่ 5.10 อิมพีแดนซ์ภายในโหมดผลร่วมของชุดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



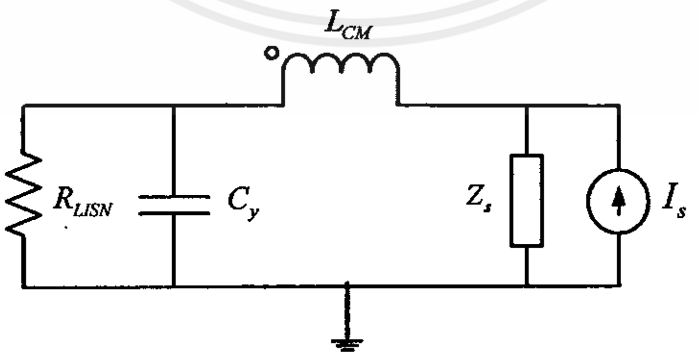

**รูปที่ 5.11** อิมพีแดนซ์ภายในโหมดผลต่างของชุดคอนเวอร์เตอร์

**ขั้นตอนที่ 3**

การกำหนดรูปแบบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้งในโหมดผลร่วม และโหมดผลต่างนั้น จะพิจารณาจากอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง ซึ่งแสดงไว้ในบทที่ 3 และในส่วนของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบนี้จะแบ่งการออกแบบออกเป็น 2 โหมด

**1) วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วม (Common Mode EMI Filter)**

ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วมนั้น จะเริ่มจากการพิจารณาอัตราการลดทอนที่ต้องการ ณ ความถี่ที่มีค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเกินกว่ามาตรฐาน EN 55022 Class B ในที่นี้ เลือกวงจรกรองสัญญาณรบกวนแบบ LC เพราะต้องการกรองความถี่สูงออกรูปวงจรที่พิจารณาแสดงในรูปที่ 5.12




**รูปที่ 5.12** วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ ... ใช้ประโยชน์ด้านการศึ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพสามารถคำนวณหาค่า $L_{CM}$ และ $C_y$ ได้จากอัตราการลดทอนในสมการที่ 3.1 คือ

$$|A_{TCM}| = \left[\frac{V_1}{V_2}\right] \tag{5.1}$$

$V_1$ = แรงดันไฟฟ้าที่ LISN ขณะไม่ได้ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า
$V_2$ = แรงดันไฟฟ้าที่ LISN ขณะใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

$$V_1 = \frac{R_{LISN} Z_{sCM}}{R_{LISN} + Z_{sCM}} I_{sCM} \tag{5.2}$$

$$V_2 = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_{LCM}} I_{sCM} \tag{5.3}$$

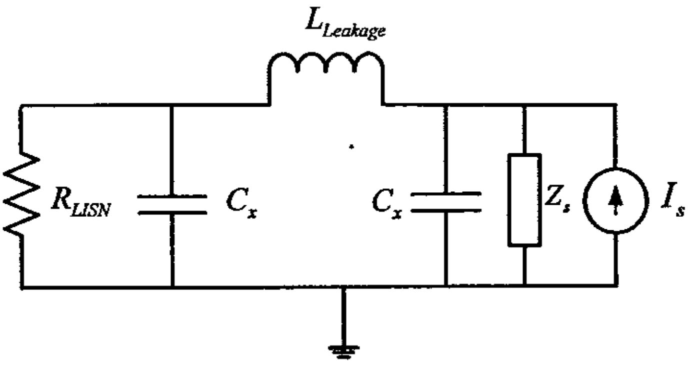
$$Z_1 = \frac{R_{LISN} Z_{Cy}}{R_{LISN} + Z_{Cy}} \tag{5.4}$$

$$Z_2 = (Z_{LCM} + Z_1)\left(\frac{Z_{sCM}}{Z_{sCM} + Z_1 + Z_{LCM}}\right) \tag{5.5}$$

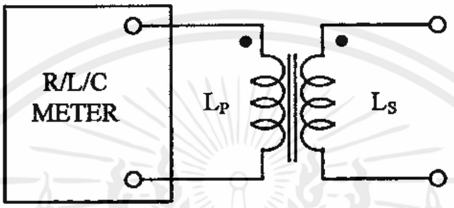
เมื่อพิจารณาตามสมการที่ 5.2 – 5.5 เราจะสามารถหาค่า $L_{CM}$ และ $C_y$ ได้ด้วยการกำหนดอัตราการลดทอนที่ต้องการลดสัญญาณรบกวน ณ ความถี่ที่เกินมาตรฐานที่กำหนด EN 55022 Class B ซึ่งการคำนวณค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรจะแสดงในขั้นตอนที่ 4 ต่อไป

**2) วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลต่าง (Differential Mode EMI Filter)**

ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลต่างนั้น จะเริ่มจากการพิจารณาอัตราการลดทอนที่ต้องการ ณ ความถี่ที่มีค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเกินกว่ามาตรฐาน CISPR 22 Class B ในที่นี้ เลือกวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ $\pi$ ดังแสดงในรูปที่ 5.13 เพราะ จะมี Leakage current จาก common mode choke อยู่แล้ว และวิธีการวัดค่าเหนี่ยวนำโดยส่วนมากจะวัดค่าโดยใช้มิเตอร์ที่สามารถวัดค่าเหนี่ยวนำได้ ในการวัดค่าเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำหรือค่าเหนี่ยวนำของหม้อแปลงไฟฟ้าจะมีลักษณะเหมือนกัน และจากรูปที่ 5.14 จะแสดงการวัดค่าเหนี่ยวนำที่ขดลวดปฐมภูมิ โดยที่ขั้วของขดลวดปฐมภูมิจะต่อกับขั้วของมิเตอร์ ในขณะที่ขดลวดทุติยภูมิจะมีลักษณะเปิดวงจร (open circuit) และในการวัดค่าเหนี่ยวนำที่ขดทุติยภูมิจะทำเช่นเดียวกันในการวัดค่าเหนี่ยวนำที่ขดปฐมภูมิ สิ่งที่สำคัญในการวัดค่าเหนี่ยวนำ คือ มิเตอร์ที่ใช้ในการวัดจะต้องมีมาตรฐานรับรอง เพราะแรงดันที่ป้อนและความถี่ที่ใช้ในการทดสอบทำให้ค่าเหนี่ยวนำมีความแตกต่างกัน

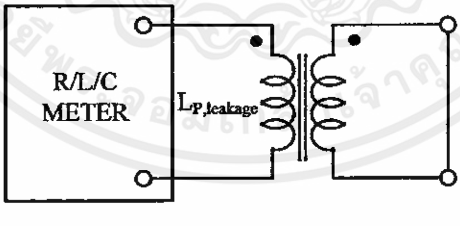



**รูปที่ 5.13** วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลต่าง




**รูปที่ 5.14** การวัดค่าเหนี่ยวนำที่ขดลวดปฐมภูมิ [8]

สำหรับการวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดนั้นจะสามารถทำได้ดังในรูปที่ 5.15 จะแสดงการวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ขดลวดปฐมภูมิ ($L_{P,leakage}$) โดยที่ขั้วของขดลวดปฐมภูมิจะต่อกับมิเตอร์ ในขณะที่ขดลวดทุติยภูมิจะมีลักษณะปิดวงจร (short circuit) และเช่นเดียวกันการวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ขดลวดทุติยภูมิ ($L_{S,leakage}$) โดยที่ขั้วของขดลวดทุติยภูมิจะต่อกับมิเตอร์ ในขณะที่ขดลวดปฐมภูมิจะมีลักษณะปิดวงจร (short circuit)




**รูปที่ 5.15** การวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลที่ขดลวดปฐมภูมิ

เมื่อพิจารณาถึงค่าการเหนี่ยวนำรั่วไหลแล้ว จึงสามารถนำมาออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยในการออกแบบจะคำนวณหาค่าอุปกรณ์ คือ ตัวเก็บประจุโหมดผลต่าง $C_x$ และค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดโหมดผลร่วม ($L_{leakage}$) ซึ่งในการคำนวณจะคำนวณจากสมการที่ 5.6 -5.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_1 = \frac{R_{LISN} Z_{sDM}}{R_{LISN} + Z_{sDM}} I_{sDM} \tag{5.6}$$

$$V_2 = \frac{Z_{Cs} Z_{C1}}{(Z_{C1} + Z_{LDM} + Z_{Cs})} I_{sDM} \tag{5.7}$$

$$|A| = \left| \frac{R_{LISN} Z_{sDM} (Z_{C1} + Z_{LDM} + Z_{Cs})}{(R_{LISN} + Z_{sDM}) Z_{Cs} Z_{C1}} \right| \tag{5.8}$$

$$Z_{C1} = \frac{R_{LISN} Z_{CX}}{R_{LISN} + Z_{CX}} \tag{5.9}$$

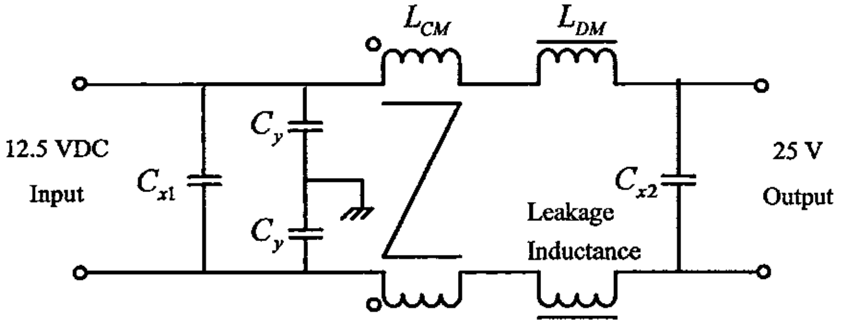
$$Z_{Cs} = \frac{Z_{CX} Z_{sDM}}{Z_{sDM} + Z_{CX}} \tag{5.10}$$

**ขั้นตอนที่ 4**

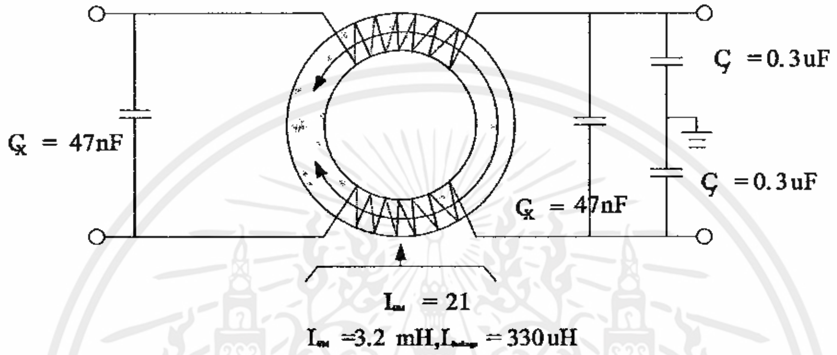
การคำนวณค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมดผลร่วม สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 5.2 -5.5 โดยในการออกแบบจะเริ่มต้นจากการคำนวณหาค่าของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมก่อน ซึ่งคำนวณจากค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลร่วม โดยหากต้องการให้ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมมีประสิทธิภาพในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้านั้น ต้องกำหนดให้ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม ($L_{CM}$) ดังกล่าวมีค่าอิมพีแดนซ์มากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลร่วม ที่ความถี่ที่มีสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเกินกว่ามาตรฐานที่กำหนด ในที่นี้กำหนดให้มีความสูงกว่าเป็น 2 เท่าคือ $2 \times 1\ k\Omega = 2\ k\Omega$ ในการออกแบบ ซึ่งเท่ากับ 3.4 mH ที่ความถี่ 450 kHz และเมื่อได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมแล้วจะได้ค่าของตัวเก็บประจุ ($C_y$) ที่คำนวณได้ตามสมการที่ 5.2 – 5.5 คือ 0.3 μF ซึ่งหากใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ตามค่าดังกล่าวจะได้การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า 40 dBμV ที่ 450 kHz

และการคำนวณค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมดผลต่างสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 5.6 -5.10 โดยก่อนอื่นต้องทำการวัดค่าเหนี่ยวนำรั่วไหล ($L_{leakage}$) เพื่อใช้ในการคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุ ($C_x$) คือค่าเหนี่ยวนำรั่วไหล ($L_{leakage}$) เท่ากับ 330 μH และจะสามารถคำนวณค่า $C_x$ เท่ากับ 44 nF ซึ่งในทางปฏิบัติจะใช้ตัวเก็บประจุขนาด 47 nF ซึ่งวงจรแสดงตามรูปที่ 5.15

เมื่อนำวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งโหมดผลร่วม และโหมดผลต่างมารวมกัน จะได้เป็นวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าตามรูปที่ 5.16 และ 5.17




**รูปที่ 5.16** วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลรวม




**รูปที่ 5.17** ค่าของส่วนประกอบของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลรวม

**การคำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม**

การคำนวณหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมนั้น จะหาได้จากสมการที่ (4.34)

$$\text{Required turns} = \left[\frac{desired\ L\ (nH)}{A_L(nH/N^2)}\right]^{1/2} \tag{5.11}$$

เมื่อ $A_L(nH/N^2)$ จะได้ข้อมูลจากผู้ผลิต (ภาคผนวก ข)

จากสมการที่ 5.11 จะเป็นการคำนวณหาจำนวนรอบในการพันของตัวเหนี่ยวนำ โดยจะต้องทราบค่าเหนี่ยวนำที่ต้องการ แล้วจากนั้นเลือกขนาดของแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ที่ใช้ในการพันซึ่งแกนเหล็กจะบอกค่า $A_L(nH/N^2)$ ที่ใช้ในการคำนวณ

**การคำนวณหาจำนวนรอบการพันของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม**

จากการออกแบบตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม ค่าที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 3.4 mH ดังนั้นจำนวนรอบที่ต้องการ เมื่อแทนค่าในสมการที่ 5.11 เมื่อ $A_L(nH/N^2)$ จะได้ข้อมูลจากผู้ผลิต นั้นมีค่าเท่ากับ 8230 $(nH/N^2)$ จะมีค่าเท่ากับ

$$\text{Required turns} = \left[\frac{3.4\times10^{6}\ (\text{nH})}{8230\ (\text{nH/N}^{2})}\right]^{1/2} = 20.33\ \text{turns}$$

ดังนั้นจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมจะเท่ากับ 20.33 รอบ และในทางปฏิบัติแล้วจะพันเท่ากับ 21 รอบ และค่าเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมที่วัดได้จะมีค่าเท่ากับ 3.4 mH

**ตรวจสอบการทำงานของแกนเหล็กที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม**

จะเป็นการตรวจสอบการอิ่มตัวของแกนเหล็กที่ใช้ในงานวิจัย โดยวิธีในการหาค่าการอิ่มตัวของแกนเหล็กของทั้งสองแกนเหล็กจะมีวิธีเหมือนกัน

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

$$B_{max} = B_{DC} + B_{AC} + B_{rg} < B_{Sat}$$

โดยที่ค่า $B_r$ คือ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเมื่อค่าความเข้มสนามแม่เหล็ก $H$ มีค่าเป็นศูนย์ หรือเมื่อกระแสไฟฟ้าไฟฟ้าเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งข้อมูลจากผู้ผลิตจะได้ $B_r$ มีค่าประมาณ 100 mT และการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับ จะหาได้จาก

$$B_{AC} = \frac{34\times10\times10^{-6}}{7\times159} = 0.3\ \mu\text{T}$$

และในการหาค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสตรง จะหาได้จาก

$$B_{DC} = \frac{4\pi\times10^{-7}\times7\times2}{0.170} = 0.1\ \text{mT}$$

และนำค่าทั้งหมดที่หาได้แทนลงในสมการที่ (3.21) เพื่อหาค่า $B_{max}$ จะได้

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

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

**5.3 บทสรุปการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโดยวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง**

ในบทที่ 5 นี้เป็นการเสนอการหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง เพื่อที่จะนำไปใช้ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำต่อไป ซึ่งในการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงนั้น อุปกรณ์ที่นำมาช่วยในการหาค่าอิมพีแดนซ์นั้นมีความสำคัญเป็นอย่างมาก เช่นในการหาค่าอิมพีแดนซ์ในโหมดผลร่วม โดยการสุ่มขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่มีค่ามากกว่าค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้า แบบสวิตช์ชิงในโหมดผลร่วม เพื่อที่จะให้เกิดการลดทอนสัญญาณรบกวนอย่างชัดเจนเพื่อที่จะนำไปหาค่าอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงต่อไป

และในการออกแบบวงจรสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงนั้น การเลือกรูปแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าให้เหมาะสมกับอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง และอิมพีแดนซ์ของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) นั้น มีความสำคัญอย่างมาก เพราะหากเลือกรูปแบบวงจรที่ไม่เหมาะสมกับอิมพีแดนซ์ที่วงจรกรองต่ออยู่นั้น ก็จะทำให้การลดทอนสัญญาณรบกวนจะไม่ได้อย่างที่คำนวณไว้ ซึ่งเพื่อยืนยันผลการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ คือการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง และการใช้จุดเปลี่ยนความถี่ นั้นจะแสดงต่อไปในบทที่ 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

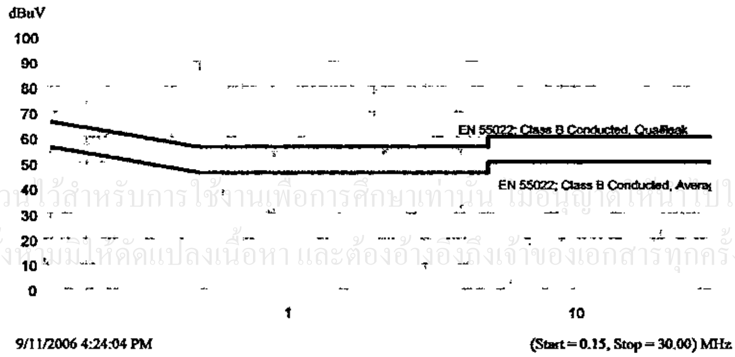
# บทที่ 6

# ผลการทดลองและการวิเคราะห์

บทนี้จะกล่าวถึงผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลอง โดยผลการทดลองจะเป็นไปตามรูปแบบการออกแบบในบทที่ 4 - 5 ในขณะที่การวิเคราะห์ในบทนี้จะเป็นการวิเคราะห์ผลการทดลอง ระหว่างวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่ออกแบบโดยวิธีหาจุดเปลี่ยนความถี่ และการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง โดยจะเป็นการเปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในโหมดต่างๆ ซึ่งในบทที่ 6 นี้จะประกอบด้วย 3 หัวข้อ คือหัวข้อที่ 6.1 จะกล่าวถึงการทดลองด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และหัวข้อที่ 6.2 การเปรียบเทียบความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวน ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนด้วยการออกแบบทั้งสองวิธี และหัวข้อที่ 6.3 จะเป็นการสรุปผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

## 6.1 การทดลองด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ในหัวข้อนี้จะเป็นการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแตกต่างกันของการพันทั้ง 3 แบบ โดยการทดสอบจะสอดคล้องกับรูปแบบการทดลองที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 5 จะสรุปเงื่อนไขต่างๆ ในการทดสอบการติดตั้งสำหรับวัดสัญญาณรบกวน ดังในรูปที่ 5.3 โดยการทดสอบ จะเป็นการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเท่านั้น สำหรับรูปแบบและการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้นได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 ที่ว่าด้วยวิธีการวัดและทดสอบสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และในรูปที่ 6.1 แสดงเส้นขีดจำกัดมาตรฐานของ CISPR 22 Class B ที่ใช้ในการทดสอบ โดยที่เส้นสีแดงบนจะเป็นเส้นขีดจำกัดการวัดแบบ quasi peak และเส้นสีน้ำเงินล่างจะเป็นเส้นขีดจำกัดการวัดแบบ average




รูปที่ 6.1 เส้นขีดจำกัดมาตรฐานของ CISPR 22 Class B

อกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

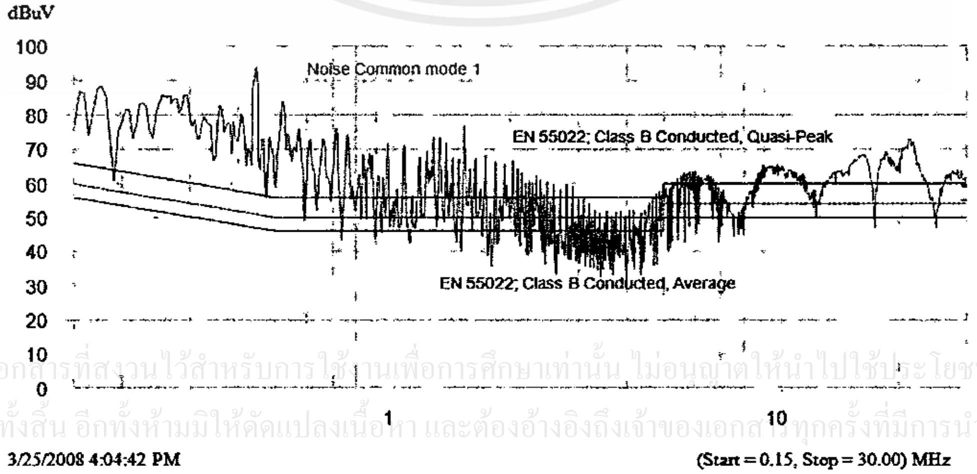
ส่วนขั้นตอนการทดสอบที่ใช้ในงานวิจัย จะแสดงดังในรูปที่ 1.1 ส่วนวงจรที่ใช้ในการทดสอบจะเป็นวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ จะกล่าวไว้ในบทที่ 4

### 6.1.1 ผลการทดสอบวัดสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์

ในหัวข้อนี้ เป็นการแสดงผลการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ได้จากวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ ขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนโดยจะแสดงผลการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 6.2 ถึงรูปที่ 6.4

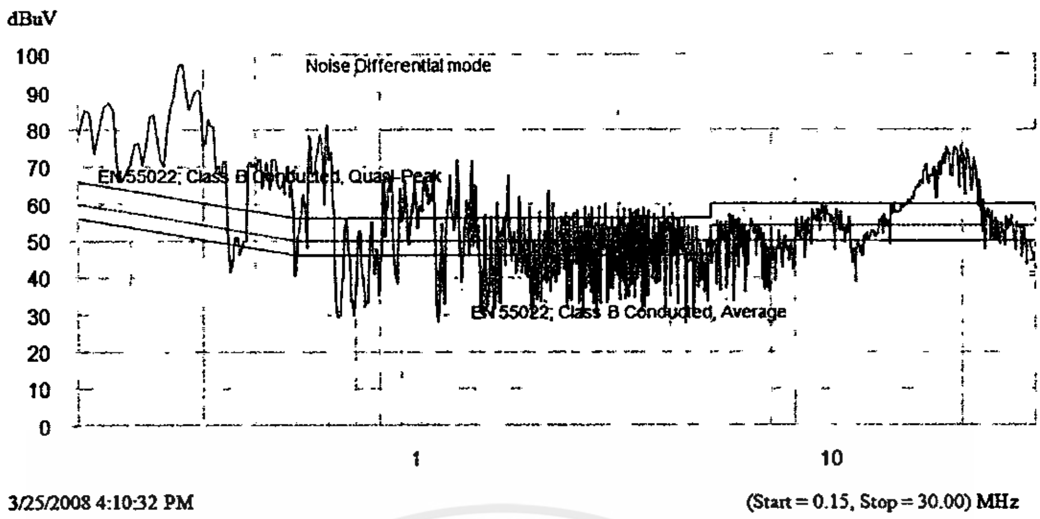
จากรูปที่ 6.2 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน ซึ่งในรูปที่ 6.2 จะมีความสำคัญต่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วม เพราะรูปที่ 6.2 จะนำไปสู่การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนเพื่อหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลร่วมในบทที่ 4 และจากการออกแบบในบทที่ 4 จะได้จุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลร่วมที่ความถี่ 450 kHz และมีค่าสัญญาณรบกวนเท่ากับ 92 dB และในการออกแบบโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลร่วมที่ความถี่เดียวกัน

จากรูปที่ 6.3 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน ซึ่งในรูปที่ 6.3 จะมีความสำคัญต่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลต่าง เพราะรูปที่ 6.3 จะนำไปสู่การออกแบบการวงจรกรองเพื่อหาค่าจุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลต่างในบทที่ 4 และจะได้จุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลต่าง ที่ความถี่ 224 kHz และมีค่าสัญญาณรบกวนเท่ากับ 95 dB ส่วนรูปที่ 6.4 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม ขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน และในการออกแบบโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงโหมดผลต่างที่ความถี่เดียวกัน

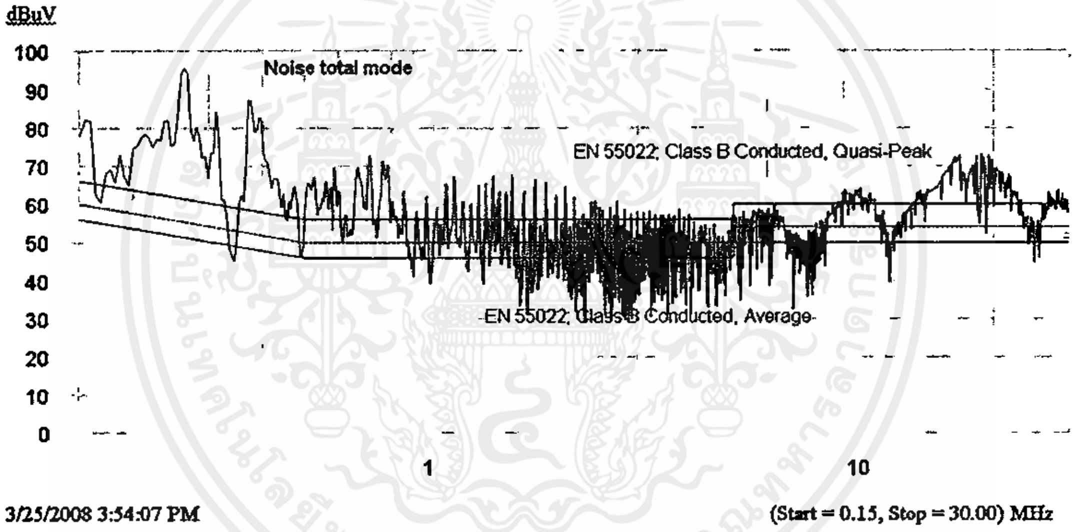



รูปที่ 6.2 สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะที่ไม่ใส่วงจรกรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 6.3 สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะที่ไม่ใส่วงจรกรอง

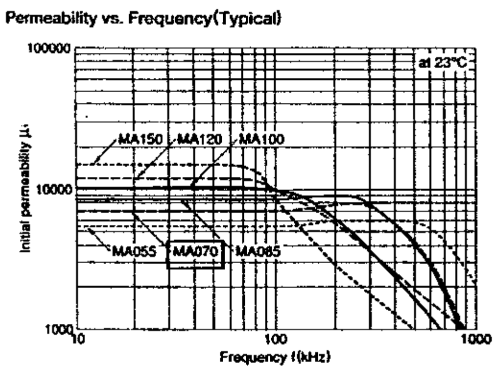



รูปที่ 6.4 สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะที่ไม่ใส่วงจรกรอง

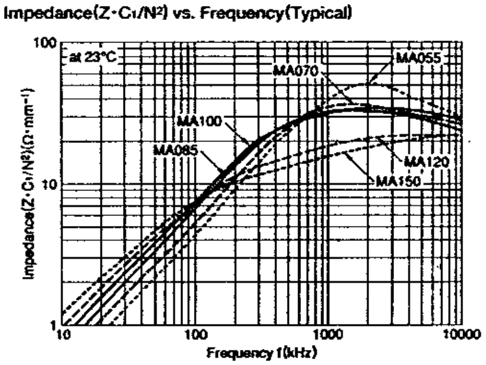
- ในการเลือกแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์สำหรับตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม ควรจะเลือกแกนเหล็กที่มีค่าความซาบซึมต่อความถี่สูงๆ และหาได้จากข้อมูลของผู้ผลิตดังในรูปที่ 6.5 และในการเลือกแกนเหล็กชนิดผลโลหะสำหรับตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง ควรจะเลือกเนื้อสารแกนเหล็กให้เหมาะกับการใช้งาน และหาได้จากข้อมูลของผู้ผลิตดังในรูปที่ 6.6

- สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในย่านความถี่ต่ำ จะมีค่าสัญญาณรบกวนสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนดอยู่มาก เป็นเพราะในการลดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมในย่านความถี่ต่ำจำเป็นต้องใช้ตัวเก็บประจุ $C_x$ ช่วยในการลดทอนสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




(ก) ค่าความซาบซึมต่อความถี่ (ผนวก ข)




(ข) ค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ (ผนวก ข)

รูปที่ 6.5 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 Et/n | | | | | X | X | X | X | X | X | X | |
| DC Chokes: < 50 kHz or low Et/n | | 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 6.6 คุณสมบัติของแกนเหล็กชนิดผงโลหะ

**หมายเหตุ X หมายถึงการมีคุณสมบัติตามหัวข้อ**

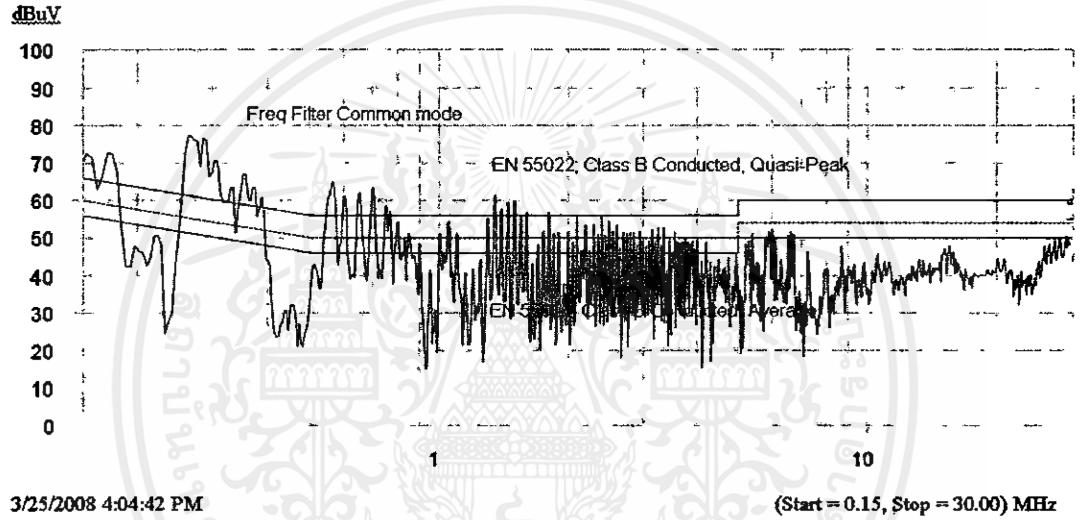
### 6.1.2 การทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ณ จุดที่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่มีค่าเกินมาตรฐาน

จากหัวข้อที่ 6.1.1 จะแสดงผลการทดสอบสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และในหัวข้อนี้จะแสดงผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนขณะที่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน โดยมีเงื่อนไข คือ จะออกแบบที่จุดเปลี่ยนความถี่เดียวกันทั้งโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ดังแสดงวิธีการไว้แล้วในบทที่ 4 ที่ว่าด้วยขั้นตอนการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และวิธีการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง โดยการออกแบบจะใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง ที่ความถี่เดียวกันกับวิธีการออกแบบโดยใช้จุดเปลี่ยนความถี่

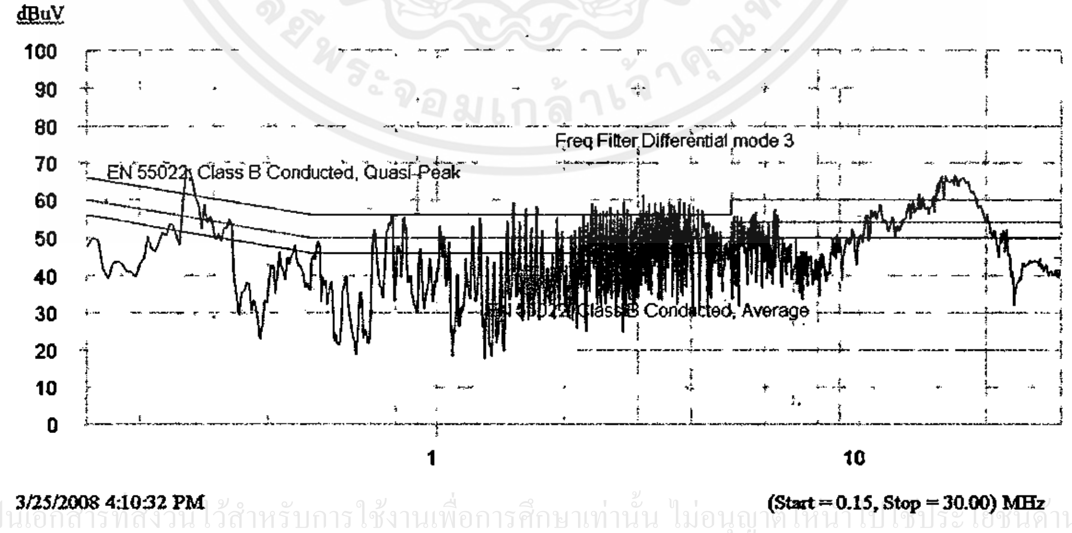
อกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการออกแบบโดยวิธีใช้จุดเปลี่ยนความถี่

ในรูปที่ 6.7 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันแบบ CM โดยรูปที่ 6.7 (ก) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม และผลจากการทดสอบ ที่ย่านความถี่ 200 kHz – 700 kHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่สูงกว่าเส้นจำกัดมาตรฐานเล็กน้อย รูปที่ 6.7 (ข) แสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่ย่านความถี่ 200 kHz – 1 MHz ยังสูงกว่าเส้นจำกัดมาตรฐาน และในรูปที่ 6.12 (ค) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โดยที่ย่านความถี่ 200 kHz – 500 kHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน

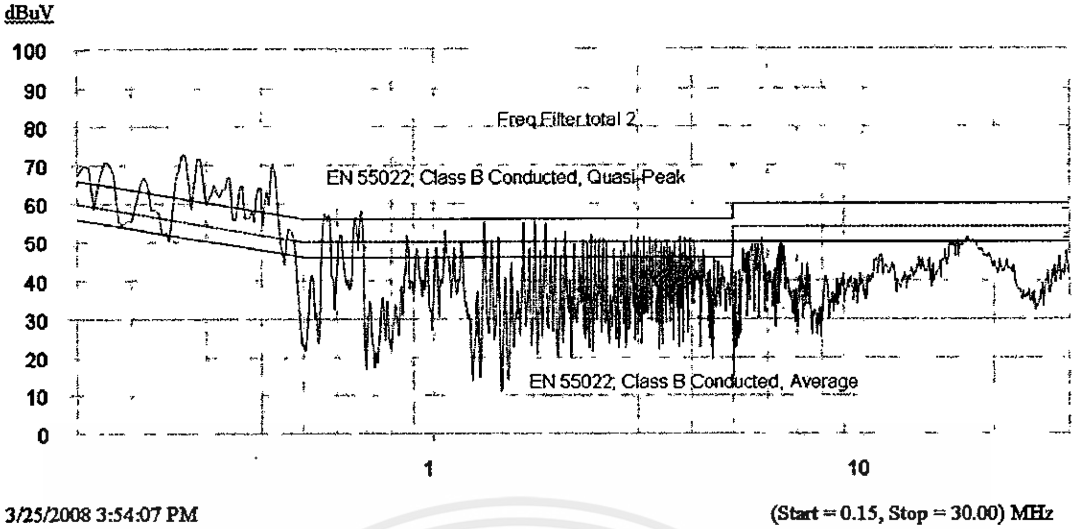



(ก) สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม




(ข) สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

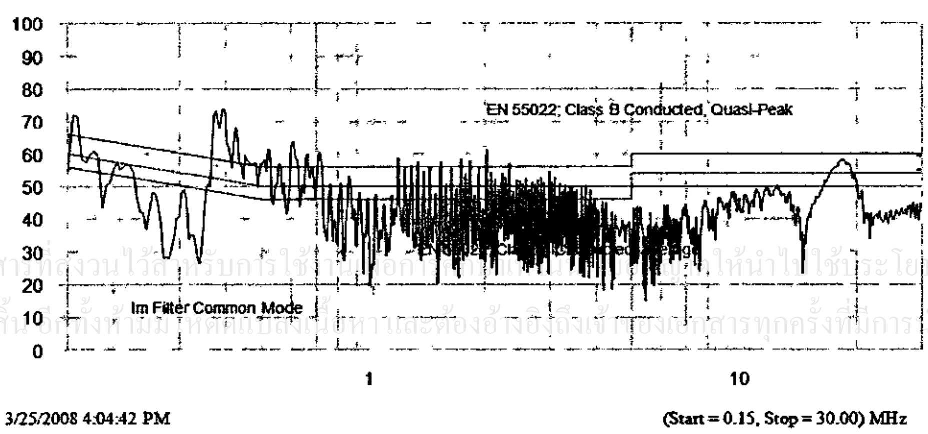



(ค) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

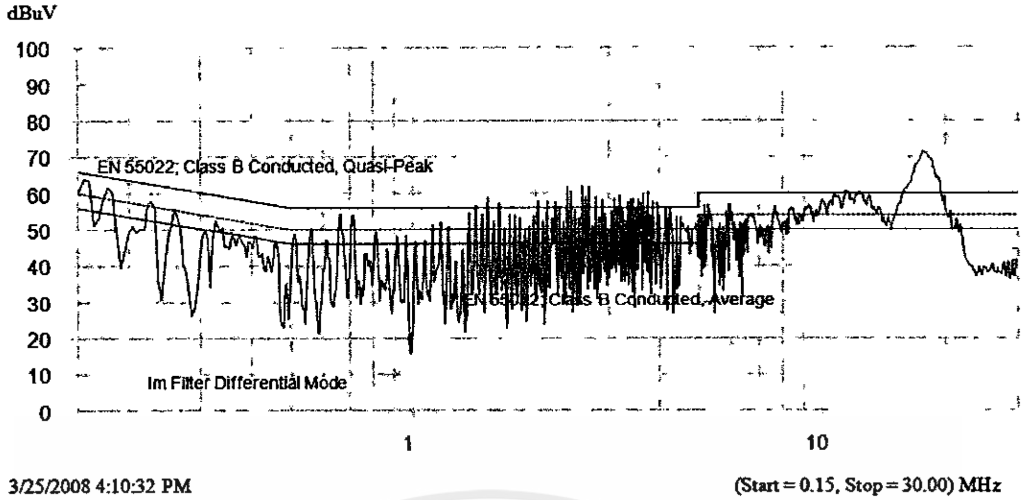
**รูปที่ 6.7** ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการออกแบบโดยใช้วิธีจุดเปลี่ยนความถี่

**2. ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่มีการออกแบบโดยวิธีใช้อิมพีแดนซ์ภายใน ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง**

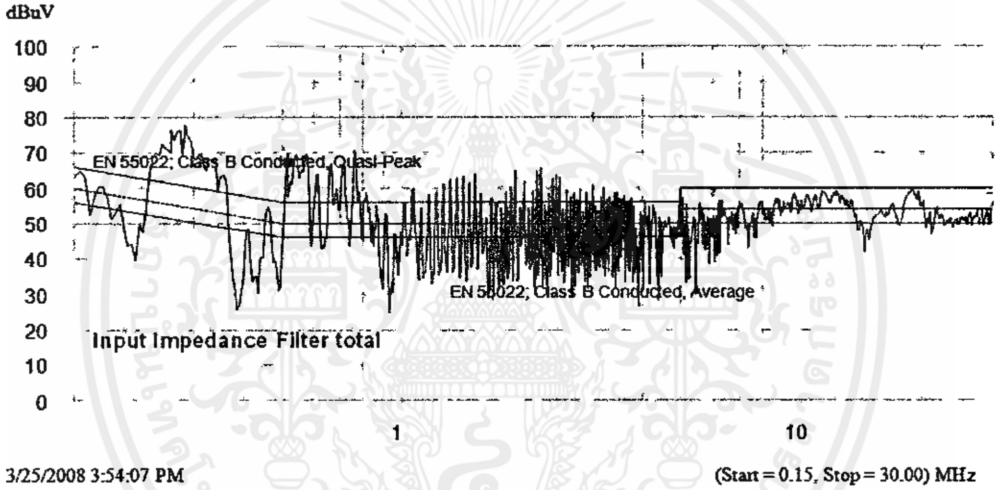
ในรูปที่ 6.8 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีกรองสัญญาณรบกวนที่มีการออกแบบโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง โดยรูปที่ 6.8 (ก) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม และผลจากการทดสอบ ที่ย่านความถี่ 300 kHz – 700 kHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่สูงกว่าเส้นจำกัดมาตรฐานเล็กน้อย รูปที่ 6.8 (ข) แสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่ย่านความถี่สูงกว่า 10 MHz ผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างยังสูงกว่าเส้นจำกัดมาตรฐาน และในรูปที่ 6.8 (ค) จะแสดงผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม โดยที่ย่านความถี่ 300 kHz – 800 kHz ยังมีผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐาน




(ก) สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม




(ข) สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง



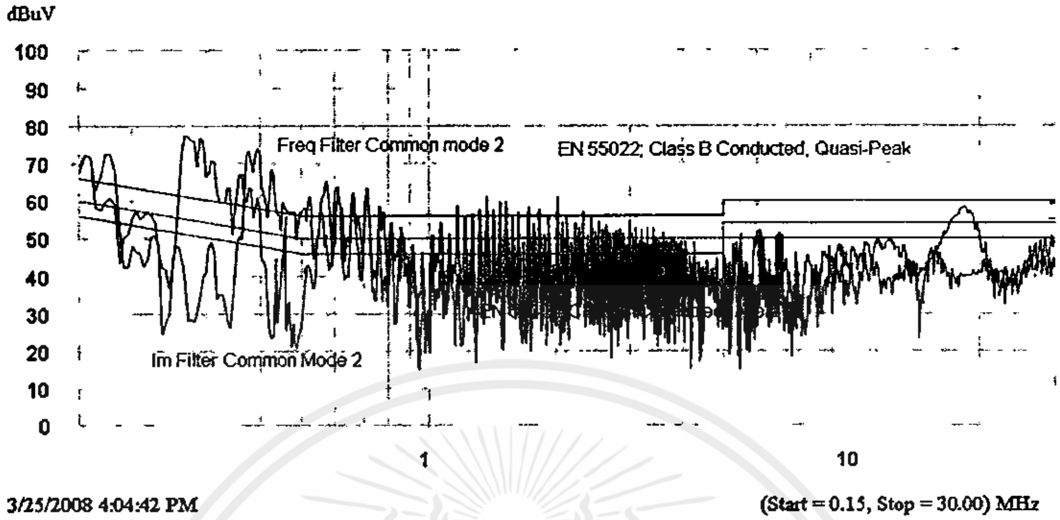

(ค) สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

**รูปที่ 6.8** ผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการออกแบบโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

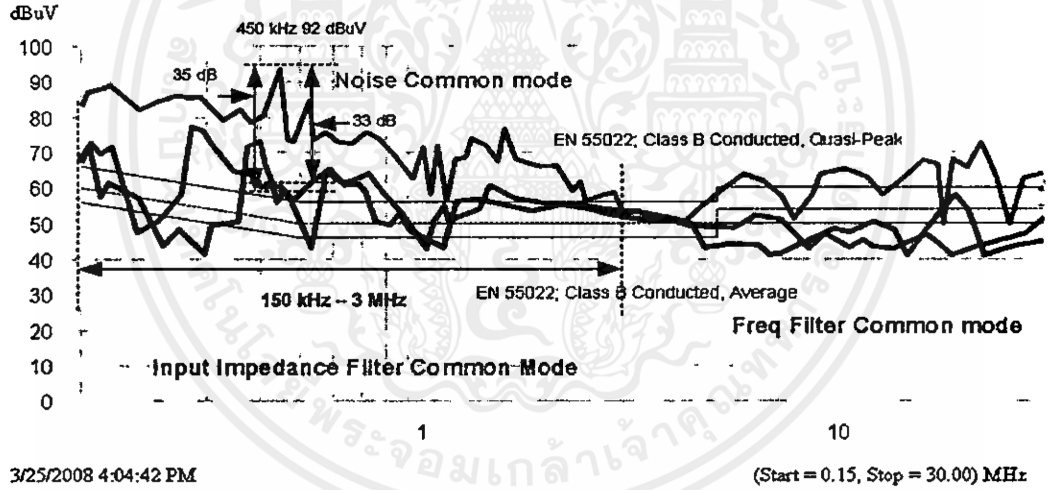
**3. การเปรียบเทียบผลการทดสอบ**

ในหัวข้อนี้จะเป็นการเปรียบเทียบผลการทดสอบ การทำงานของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และจากรูปที่ 6.9 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของการออกแบบทั้ง 2 แบบ และจะทำการพล็อทค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนของการออกแบบทั้ง 2 แบบ ดังแสดงในรูปที่ 6.10 และจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของออกแบบทั้ง 2 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะที่ไม่มีวงจรกรอง ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่สูงมาก และสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด และเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าระดับสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมจะมีค่าลดลงตลอดทั้งย่านการทำงานและในย่านความถี่ 150

kHz- 20 MHz สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มาก และที่จุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลร่วม ที่ความถี่ 821 kHz สามารถลดทอนสัญญาณรบรบกวนโหมดผลร่วมได้สูงสุด เท่ากับ 33 dB

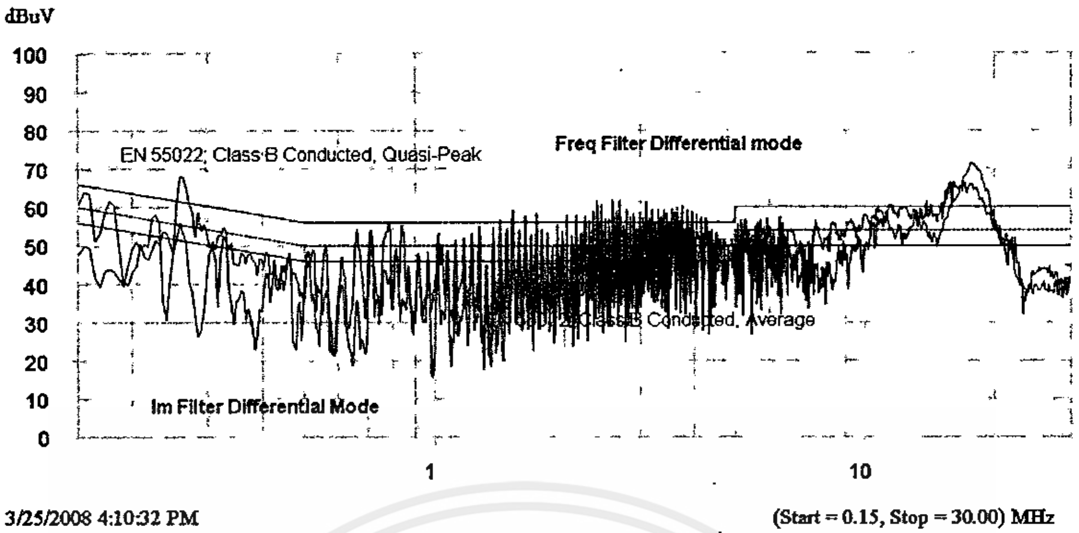



**รูปที่ 6.9** สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมของการออกแบบทั้ง 2 แบบ

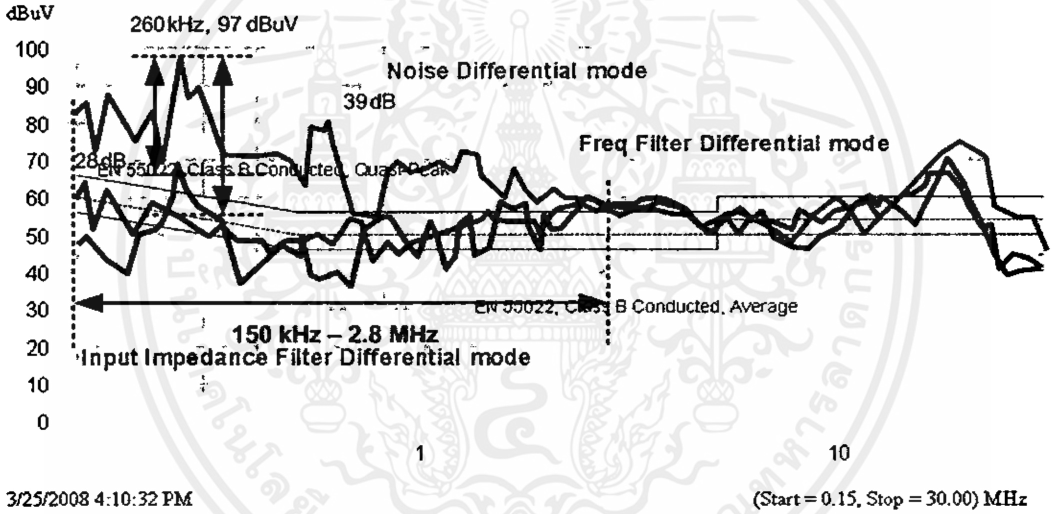



**รูปที่ 6.10** เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม

จากรูปที่ 6.11 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของการออกแบบทั้ง 2 แบบ และจากรูปจะทำการพล็อทค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างดังแสดงในรูปที่ 6.12 จะทำการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของการออกแบบทั้ง 2 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่สูงมาก และสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด และเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแล้ว ระดับสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างจะมีค่าลดลงเกือบตลอดทั้งย่านการทำงาน และในย่านความถี่ 150 kHz-12 MHz สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มาก และที่จุดเปลี่ยนความถี่โหมดผลต่าง ที่ความถี่ 224 kHz สามารถลดทอนสัญญาณรบรบกวนโหมดผลต่างได้เท่ากับ 26.3 dB



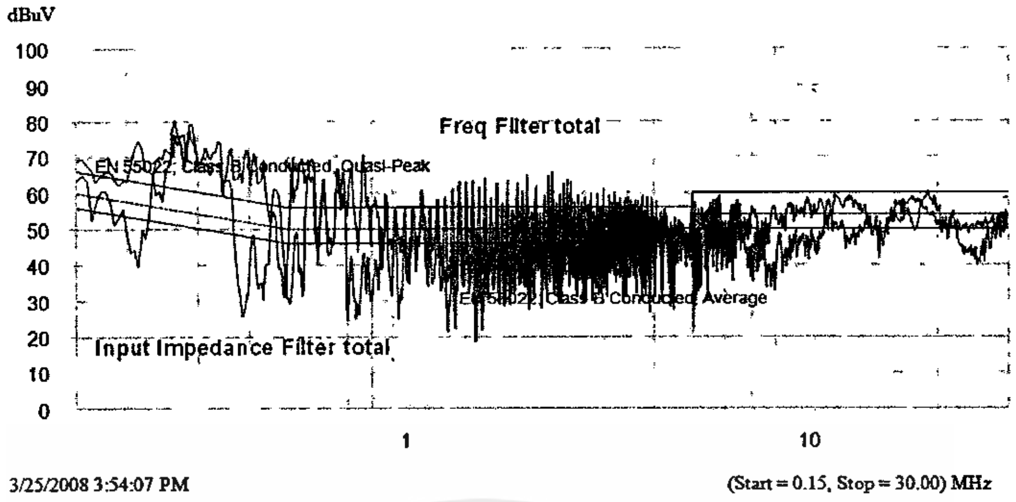

รูปที่ 6.11 สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างของการออกแบบทั้ง 2 แบบ



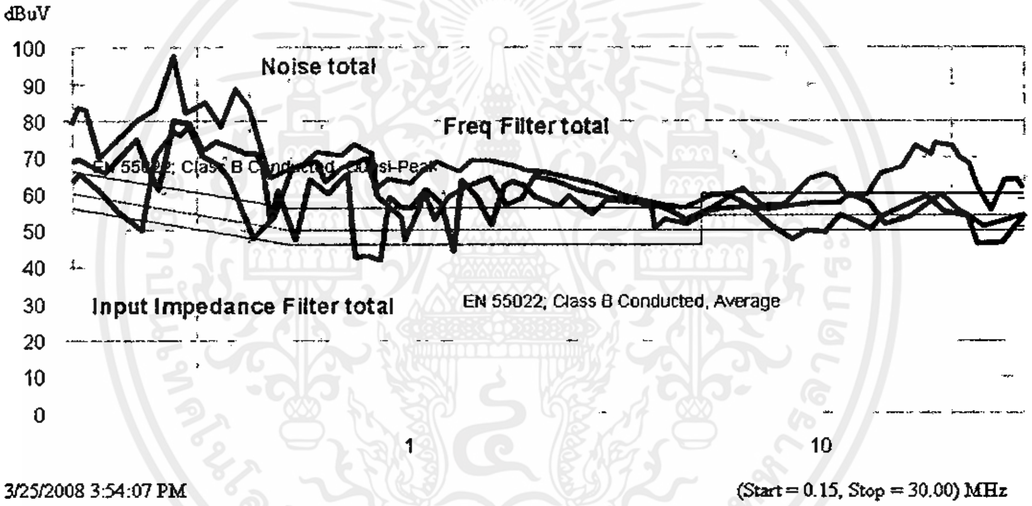

รูปที่ 6.12 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

จากรูปที่ 6.13 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการออกแบบทั้ง 2 แบบ และจากรูปจะทำการพล็อทค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมดังแสดงในรูปที่ 6.14 จะทำการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการออกแบบทั้ง 2 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่สูงมาก และเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแล้ว ระดับสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม นั้นมีค่าลดลงตลอดทั้งย่านความถี่ 150 kHz- 30 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 6.13** สัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการออกแบบทั้ง 2 แบบ




**รูปที่ 6.14** เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

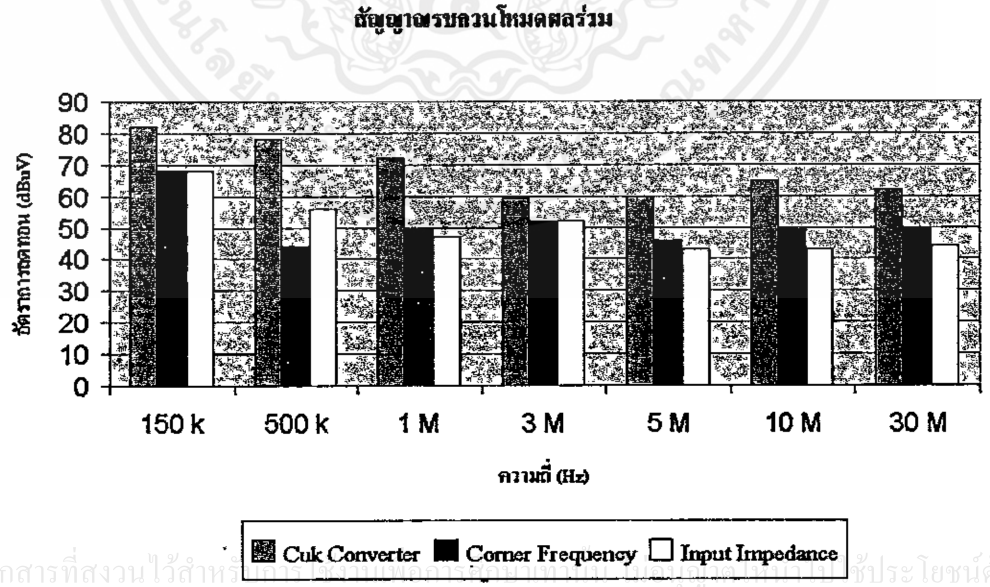
ตารางที่ 6.1 แสดงผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดต่างๆ ของการออกแบบโดยใช้วิธีการจุดเปลี่ยนความถี่ และวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ตารางที่ 6.1** ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดต่างๆ

| รูปแบบการพัน | การวัดสัญญาณรบกวน (dB) | ความถี่ (MHz) | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 0.15 | 0.5 | 1 | 3 | 5 | 10 | 30 |
| Cuk converter (without filter) | CM | 78 | 59 | 55 | 59 | 59 | 61 | 60 |
| | DM | 79 | 60 | 57 | 60 | 59 | 58 | 46.5 |
| | Total | 79.5 | 65 | 62.5 | 60.5 | 60.5 | 62 | 61 |
| การออกแบบโดยใช้จุดเปลี่ยนความถี่ | CM | 68 | 44 | 50 | 52 | 46 | 49 | 50 |
| | DM | 45 | 47 | 52 | 61 | 52.5 | 58 | 40 |
| | Total | 72 | 48 | 54 | 54 | 52 | 43 | 50 |
| การออกแบบโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง | CM | 55 | 56 | 47 | 52 | 43 | 43 | 44 |
| | DM | 60 | 48 | 50 | 59 | 50 | 50 | 39 |
| | Total | 62 | 57 | 52 | 53 | 52 | 52 | 49 |

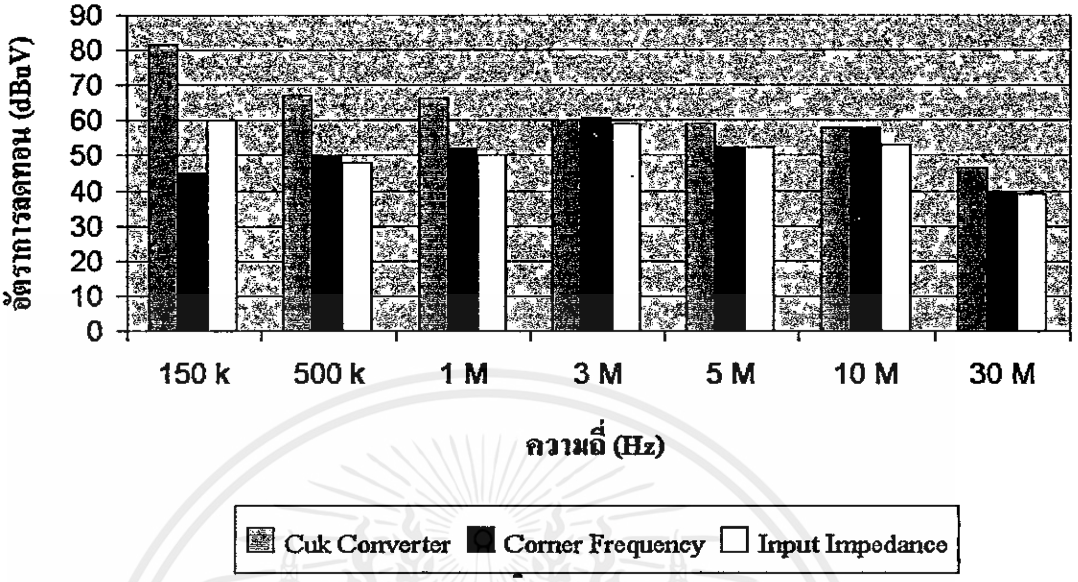
จากตารางที่ 6.1 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน ซึ่งจะแสดงผลของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 โหมด คือ โหมดผลร่วม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม และจากตารางจะแสดงค่าสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่างๆ และสามารถพล็อทกราฟได้ดังในรูปที่ 6.15 - 6.17 จะแสดงการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดการทำงานต่างๆ ขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน




อกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ... ที่มีการนำไปใช้

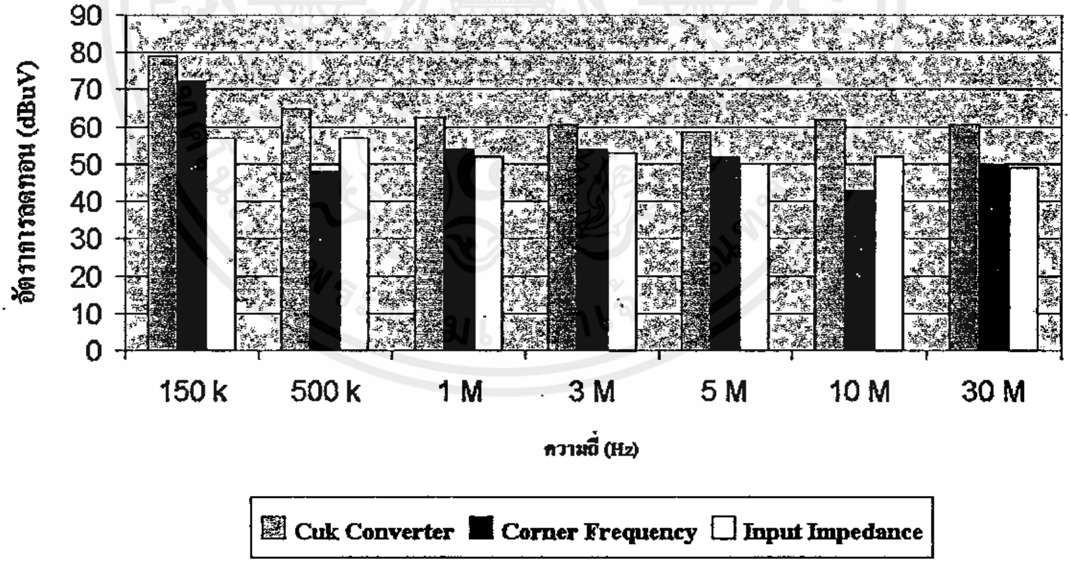
**รูปที่ 6.15** เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง

สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง




รูปที่ 6.16 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง

สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม




รูปที่ 6.17 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง

จากรูปที่ 6.15 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และจากการทดสอบพบว่าวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 2 แบบสามารถลดทอนสัญญารบกวนได้มากในย่านความถี่ 1 MHz – 10 MHz ประมาณ 20 dB และจากรูปที่ 6.16 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะมีวงจรกรองสัญญารบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบแล้วพบว่าที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ 150 kHz – 1 MHz จะสามารถลดทอนสัญญารบกวนและวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกแบบจากอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง นั้นจะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากกว่าการออกแบบโดยการใช้จุดเปลี่ยนความถี่ที่ความถี่ตั้งแต่ 500 kHz – 30 MHz จากรูปที่ 6.17 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบพบว่าที่ความถี่ 150 kHz จะสามารถลดทอนสัญญารบกวนได้มากถึง 15 dB โดยวิธีการออกแบบโดยอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

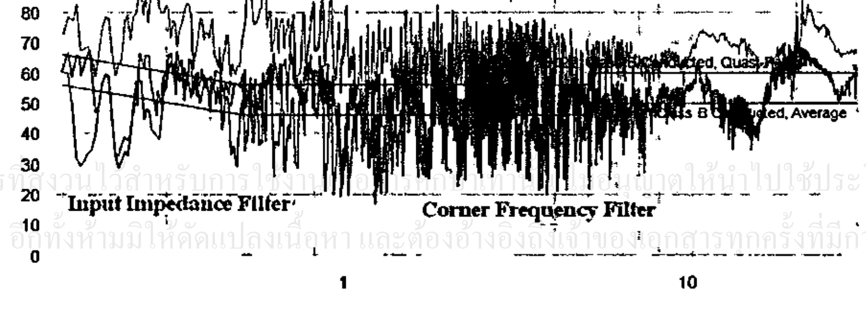
4 สรุปผลการทดสอบและการวิเคราะห์ผลการทดสอบ

- ผลการทดสอบที่ว่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถสรุปได้ว่าเมื่อพิจารณาโหมดผลร่วม ที่ความถี่ 450 kHz การออกแบบโดยวิธีจุดเปลี่ยนความถี่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด คือ 34 dB และเมื่อพิจารณาโหมดผลต่าง ที่จุดเปลี่ยนความถี่ที่ความถี่ 224 kHz การออกแบบโดยการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงจะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด ถึง 42 dB

- จากการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 2 แบบ จะเห็นว่าที่ความถี่สูงตั้งแต่ 10 MHz - 30 MHz ยังมีผลของสัญญารบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดกำจัดมาตรฐานกำหนด เป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรหรือ เป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์

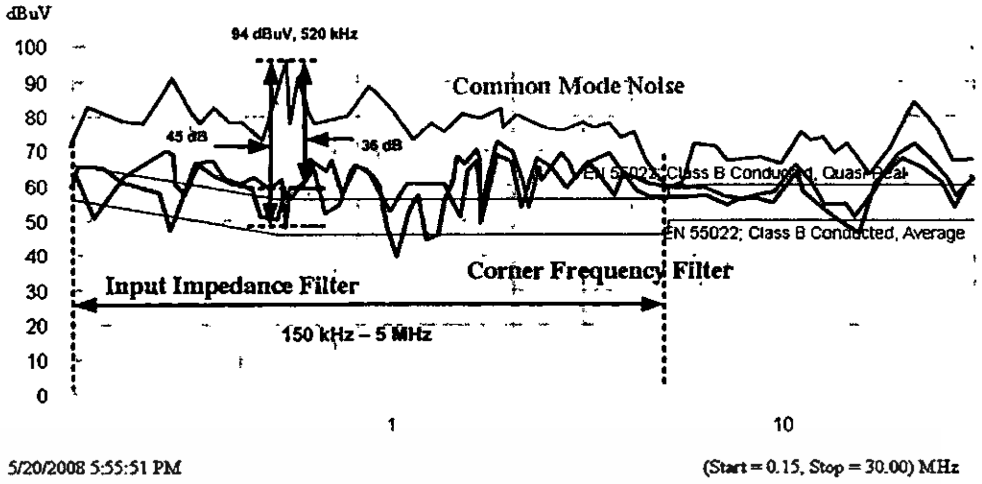
### 6.1.3 การทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อกระแสโหลดเท่ากับ 0.25 แอมแปร์

เป็นการทดสอบความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อเปลี่ยนโหลดเป็น 100 Ω เพื่อลดกระแสโหลดเป็น 0.25 A และทำการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ คือ วิธีใช้จุดเปลี่ยนความถี่ และวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง ซึ่งผลการทดลองในโหมดผลร่วม แสดงในรูปที่ 6.18 – 6.19




รูปที่ 6.18 สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม

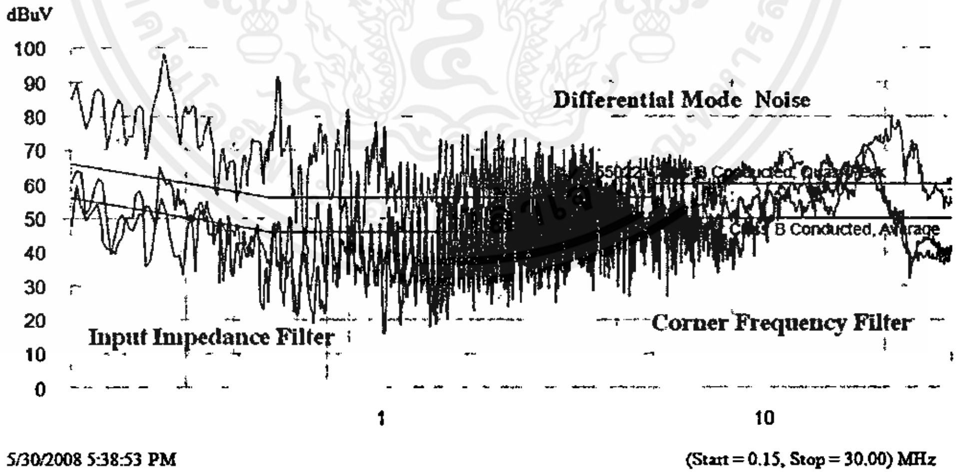
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 6.19 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม

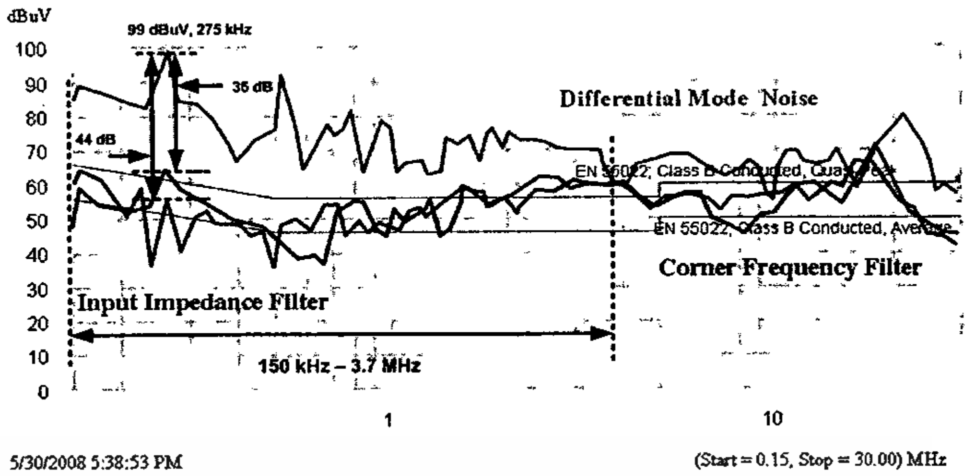
จากรูปที่ 6.19 เมื่อเปรียบเทียบการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม ณ จุดที่ทำการออกแบบคือ 520 kHz โดยการออกแบบด้วยวิธีการใช้จุดเปลี่ยนความถี่จะให้การลดทอนเท่ากับ 36 dB ซึ่งการออกแบบด้วยวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแปล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ชิง จะให้การลดทอนเท่ากับ 45 dB และเมื่อเปรียบเทียบวิธีการออกแบบโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ชิงจะให้การลดทอนที่ดีกว่า 9 dB

ช่วงที่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้ตั้งแต่ 150 kHz – 5 MHz และการเปรียบเทียบการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง แสดงในรูปที่ 6.20 – 6.21




รูปที่ 6.20 สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

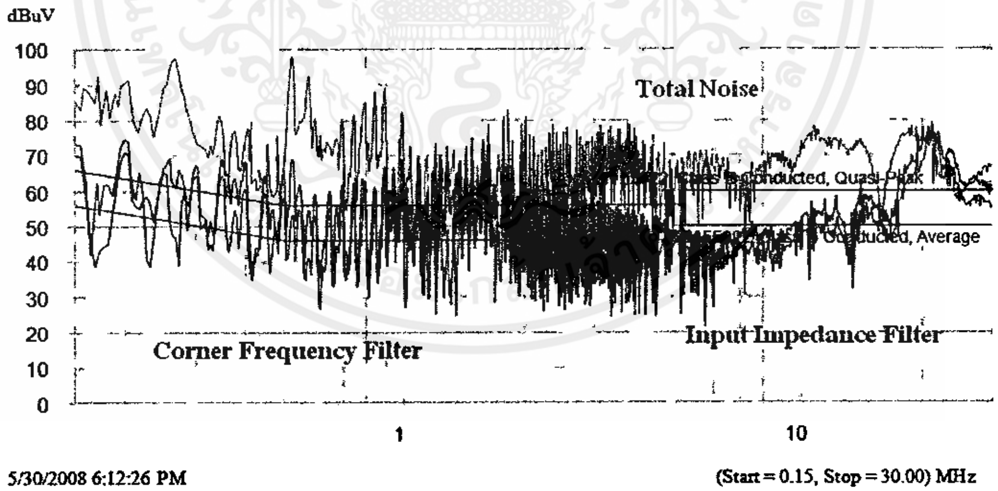
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 6.21** เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

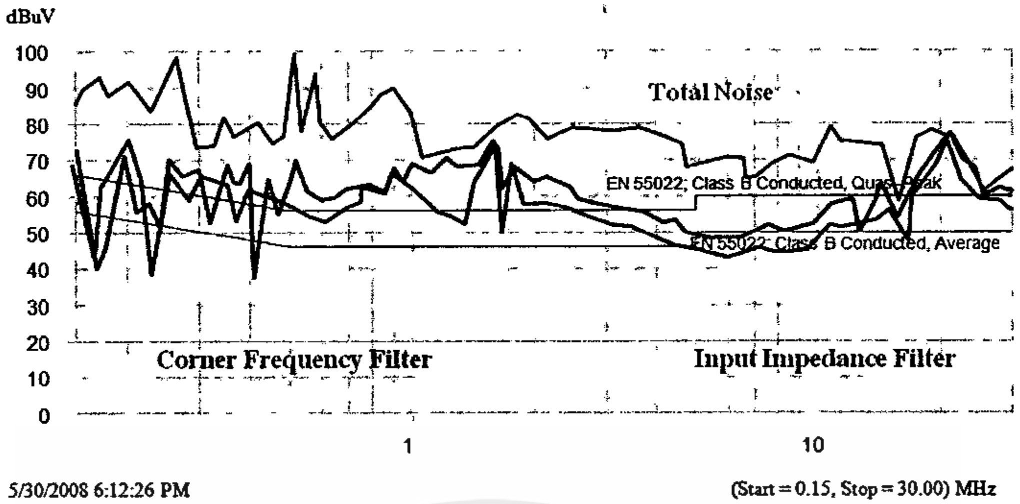
จากรูปที่ 6.21 เมื่อเปรียบเทียบการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ณ จุดที่ทำการออกแบบคือ 275 kHz โดยการออกแบบด้วยวิธีการใช้จุดเปลี่ยนความถี่จะให้การลดทอนเท่ากับ 36 dB ซึ่งการออกแบบด้วยวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแปล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง จะให้การลดทอนเท่ากับ 44 dB และเมื่อเปรียบเทียบวิธีการออกแบบโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงจะให้การลดทอนที่ดีกว่า 8 dB

ช่วงที่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้ตั้งแต่ 150 kHz – 3.7 MHz และการเปรียบเทียบสัญญาณโหมดผลรวมแสดงในรูปที่ 6.22 – 6.23




**รูปที่ 6.22** สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



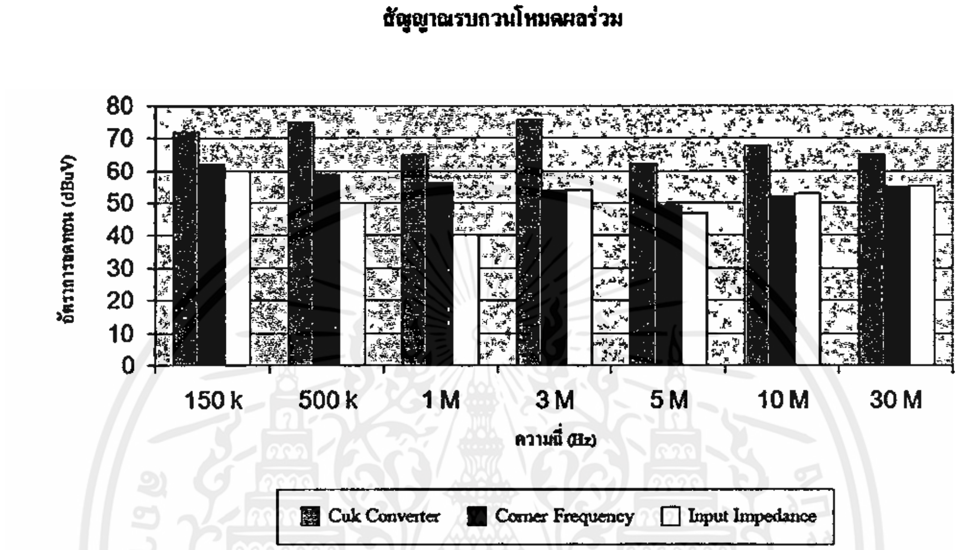

**รูปที่ 6.23 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม**

จากรูปที่ 6.22 จะแสดงสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการออกแบบทั้ง 2 แบบ และจากรูปจะทำการพล็อทค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมดังแสดงในรูปที่ 6.23 จะทำการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมของการออกแบบทั้ง 2 แบบ กับสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวนจะมีระดับสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมที่สูงมาก และเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแล้ว ระดับสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม นั้นมีค่าลดลงตลอดทั้งย่านความถี่ 150 kHz- 30 MHz

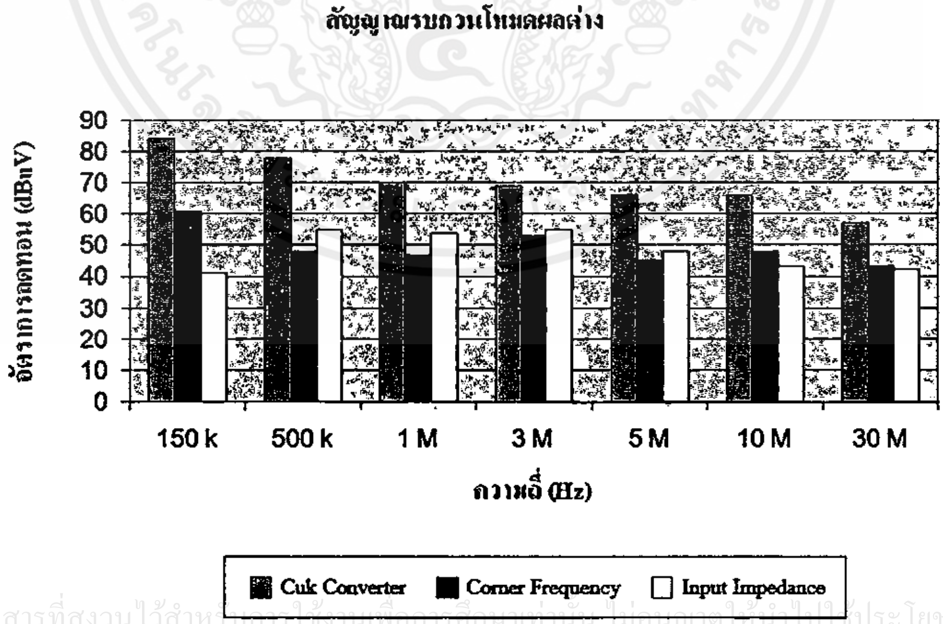
**ตารางที่ 6.2** ผลการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในโหมดต่างๆ

| รูปแบบการพัน | การวัดสัญญาณรบกวน (dB) | ความถี่ (MHz) | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 0.15 | 0.5 | 1 | 3 | 5 | 10 | 30 |
| Cuk converter (without filter) | CM | 72 | 75 | 65 | 76 | 62 | 68 | 65 |
| | DM | 84 | 78 | 70 | 69 | 66 | 66 | 57 |
| | Total | 85 | 92 | 80 | 78 | 69 | 70 | 66 |
| **การออกแบบโดยใช้จุดเปลี่ยนความถี่** | CM | 62 | 59 | 56 | 54 | 49 | 52 | 55 |
| | DM | 61 | 48 | 47 | 53 | 45 | 48 | 43 |
| | Total | 69 | 67 | 61 | 55 | 47 | 53 | 57 |
| **การออกแบบโดยใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง** | CM | 60 | 50 | 40 | 54 | 47 | 53 | 55 |
| | DM | 41 | 55 | 54 | 55 | 48 | 43 | 42 |
| | Total | 72 | 68 | 69 | 57 | 50 | 54 | 60 |

จากตารางที่ 6.2 จะแสดงผลการทดสอบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน ซึ่งจะแสดงผลของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 โหมด คือ โหมดผลร่วม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม และจากตารางจะแสดงค่าสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่างๆ และสามารถพล็อทกราฟได้ดังในรูปที่ 6.24 - 6.26 จะแสดงการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดการทำงานต่างๆ ขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน

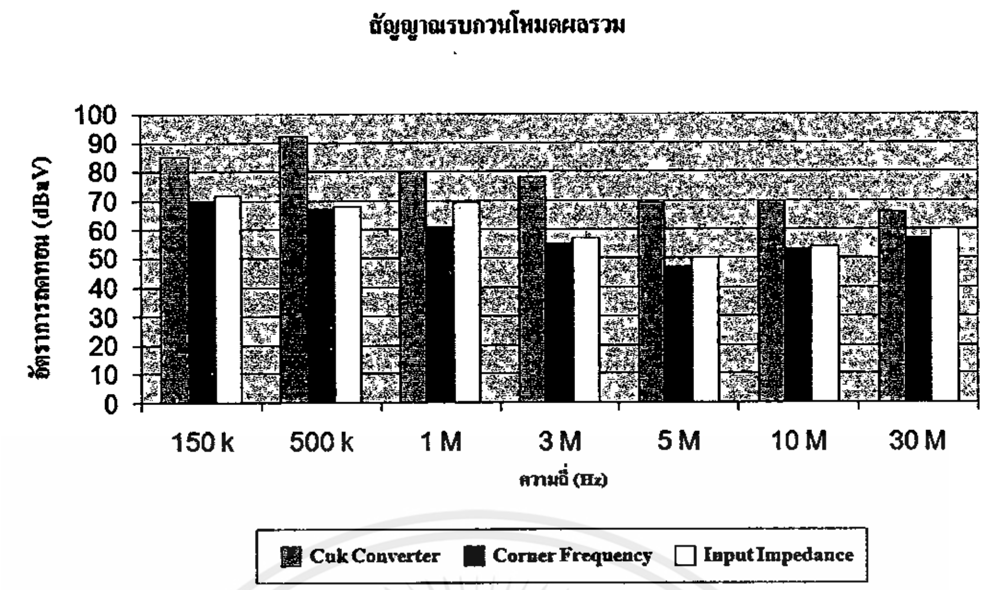



รูปที่ 6.24 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง




รูปที่ 6.25 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ... นำไปใช้




**รูปที่ 6.26** เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง

จากรูปที่ 6.24 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และจากการทดสอบพบว่าวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 2 แบบสามารถลดทอนสัญญารบกวนได้มากในย่านความถี่ 1 MHz – 10 MHz ประมาณ 20 dB และจากรูปที่ 6.25 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะมีวงจรกรองสัญญารบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบแล้วพบว่าที่ความถี่ 150 kHz – 5 MHz วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกแบบจากจุดเปลี่ยนความถี่จะสามารถลดทอนสัญญารบกวนได้มากกว่า วิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง แต่ที่ความถี่สูงกว่า 5 MHz วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกแบบจากวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง จะสามารถลดทอนสัญญารบกวนได้มากกว่าวิธีการใช้จุดเปลี่ยนความถี่ จากรูปที่ 6.26 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม ขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบพบว่าตลอดย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz การออกแบบทั้งสองวิธีจะสามารถลดทอนสัญญารบกวนได้ใกล้เคียงกัน และลดทอนได้มากถึง 10 - 20 dB

## 6.2 สรุปผลการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ในบทนี้จะเป็นการทดสอบทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยเริ่มจากการทดสอบการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง โดยวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำเสนอทั้ง 2 แบบ สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หรือวงจรไฟฟ้าได้มากหรือน้อยและผลจากการทดสอบได้สรุปและวิเคราะห์ไว้แล้วในหัวข้อที่ 6.1.2 ข้อ 3 และ 6.1.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 7

# สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับ เทคนิคการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงแบบต่างๆ ความสำคัญของอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงต่อการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ทั้งแบบการหาจุดเปลี่ยนความถี่ และการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ

## 7.1 สรุปผลการวิจัย

จะแบ่งการสรุปออกเป็น 3 ส่วนคือ ส่วนของการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง และการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และการสรุปงานวิจัยด้านอื่นๆ

### 7.1.1 สรุปการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง

จากการศึกษาเทคนิคการหา อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง นั้นได้มีการนำเสนอทั้งหมด 3 วิธี โดยในวิธีของการทดสอบรีโซแนนท์นั้น ในการทดลองต้องหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าพอดีที่จะทำให้เกิดรีโซแนนท์กับวงจรที่ต้องการทดสอบ จึงเป็นการยากที่จะหาค่าที่พอดีนั้น และในส่วนของการหาโดยวิธีการใช้โพรบกระแส 2 ตัวนั้น ก็มีความยุ่งยากในการเตรียมอุปกรณ์ คือโพรบกระแสที่ใช้ในการจ่ายสัญญาณ ดังนั้นวิธีที่เหมาะสมกับการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงที่ใช้ในงานวิจัยนี้ คือการใช้อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในการช่วยหา เพราะอุปกรณ์ต่างๆ เป็นอุปกรณ์พื้นฐานในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่มีอยู่แล้ว และวิธีการหาไม่ซับซ้อน จึงเลือกใช้ในการหาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงในงานวิจัยนี้

### 7.1.2 สรุปการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

การใช้ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง จะไม่สามารถการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ตลอดย่านความถี่ แต่สามารถลดทอนได้ในระดับหนึ่ง และยังสูงกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด

อกสารนี้เป็น... ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น

วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกแบบ โดยวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง จะเหมาะสำหรับวงจรอิเล็กทรอนิกส์หรือผลิตภัณฑ์ที่มีสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างสูง เนื่องจากการออกแบบด้วยวิธีนี้ จะมีค่าเหนี่ยวนำรั่วไหล $L_{CM,leakage}$ ที่เกิดจากรูปแบบการพันสูง ทำให้สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างได้

ในการเลือกแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์สำหรับตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม ควรจะเลือกแกนเหล็กที่มีค่าความซาบซึมต่อความถี่สูงๆ และ ในการเลือกแกนเหล็กชนิดผลโลหะสำหรับตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง ควรจะเลือกเนื้อสารแกนเหล็กให้เหมาะกับการใช้งาน

ผลการทดสอบที่ว่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า สามารถสรุปได้ว่าเมื่อพิจารณาโหมดผลร่วม ที่ความถี่ 450 kHz การออกแบบโดยวิธีจุดเปลี่ยนความถี่ สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด คือ 34 dB และเมื่อพิจารณาโหมดผลต่าง ที่จุดเปลี่ยนความถี่ที่ความถี่ 224 kHz การออกแบบโดยการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิงจะสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด ถึง 42 dB

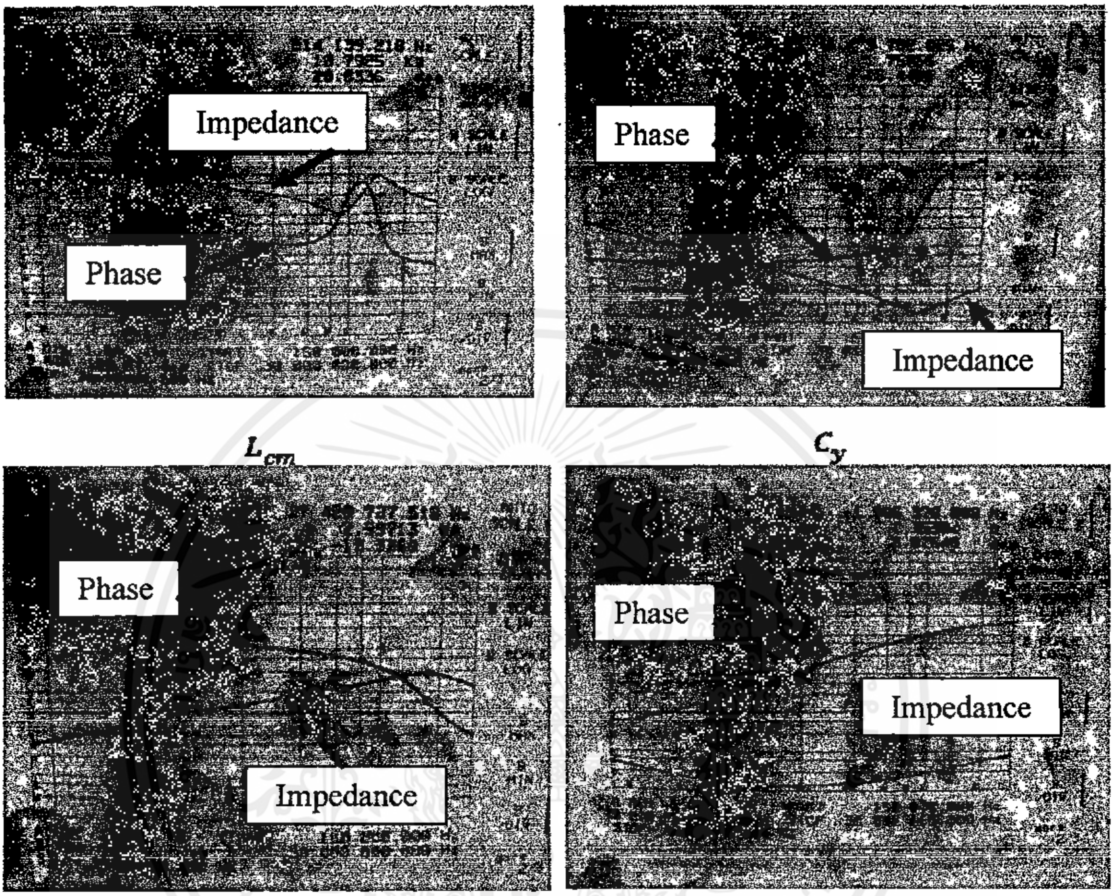
จากการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 2 แบบ จะเห็นว่าที่ความถี่สูงตั้งแต่ 10 MHz - 30 MHz ยังมีผลของสัญญารบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดกำจัดมาตรฐานกำหนด เป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรหรือ เป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์

เนื่องจากผลของการลดทอนของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ของการออกแบบในโหมดผลร่วมนั้น ให้การลดทอนที่ความถี่ตั้งแต่ 150 kHz – 2.7 MHz นั้นสาเหตุอาจเกิดจากค่าการรีโซแนนท์ในอุปกรณ์แต่ละตัวของวงจรกรอง จึงได้ทำการวัดค่าอิมพีแดนซ์ต่อความถี่ของอุปกรณ์ที่ใช้แต่ละตัวในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่ตั้งแต่ 150 kHz – 30 MHz ทั้งที่ออกแบบโดยการใช้ความจุดเปลี่ยนความถี่ และการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิง รูปที่ 7.1 แสดงอุปกรณ์ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ออกแบบโดยการใช้จุดเปลี่ยนความถี่

**รูปที่ 7.1 อุปกรณ์ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ออกแบบโดยการใช้จุดเปลี่ยนความถี่**

เมื่อวิเคราะห์การตอบสนองความถี่ ของอุปกรณ์ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำของอุปกรณ์โหมดผลร่วม ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าจุดรีโซแนนท์ของ $L_{cm}$ นั้นจะอยู่ที่ 514 kHz และค่ารีโซแนนท์ของ $C_y$ นั้นอยู่ที่ 14 MHz ซึ่งจากผลการทดลองเกี่ยวกับความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า นั้นจะลดทอนสัญญาณได้ตั้งแต่ความถี่ 150 kHz - 3 MHz จะทำให้ผลการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่สูงกว่าความถี่นี้ ไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ได้ตามที่คำนวณไว้

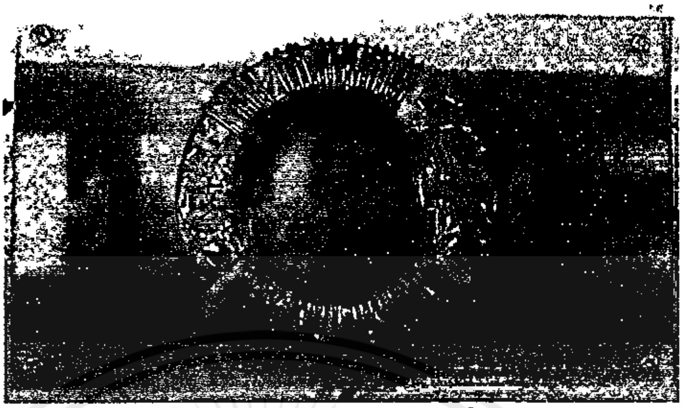
เนื่องจากอิมพีแดนซ์ที่คำนวณนั้นเป็นอุดมคติไม่มีผลของรีโซแนนท์ ผลการตอบสนองความถี่ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวน ด้วยวิธีการใช้จุดเปลี่ยนความถี่แสดงในรูปที่ 7.2




**รูปที่ 7.2** ผลการตอบสนองความถี่ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองด้วยวิธีการใช้จุดเปลี่ยนความถี่

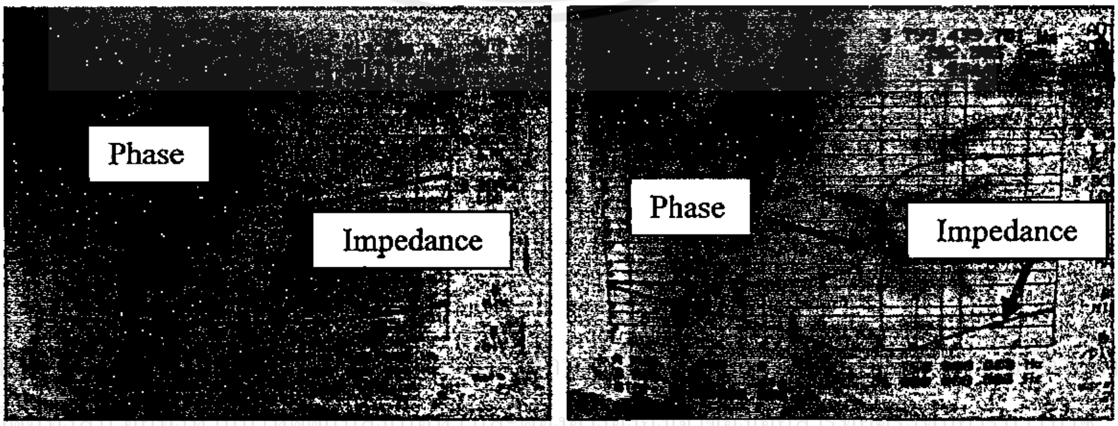
และในส่วนของวงจรกรองสัญญาณรบกวน ที่ออกแบบโดยการใช้วิธีจุดเปลี่ยนความถี่ในโหมดผลต่าง จะมีอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง 3 ส่วนคือ $L_{dm}$ , $C_y$ และ $C_x$ ซึ่ง $L_{dm}$ จากรูปมีจุดรีโซแนนท์อยู่ที่ความถี่ 17 MHz $C_y$ มีจุดรีโซแนนท์ที่ความถี่ 14 MHz และ $C_x$ มีจุดรีโซแนนท์ที่ความถี่ 2 MHz ซึ่งจากผลการทดลองเกี่ยวกับความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวน ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะลดทอนสัญญาณได้ตั้งแต่ความถี่ 150 kHz – 2.7 MHz จะทำให้ผลการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่สูงกว่าความถี่นี้ ไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ได้ตามที่คำนวณไว้เนื่องจากอิมพีแดนซ์ที่คำนวณนั้นเป็นอุดมคติไม่มีผลของรีโซแนนท์

อุปกรณ์ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ออกแบบโดยการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ชิง แสดงในรูปที่ 7.3

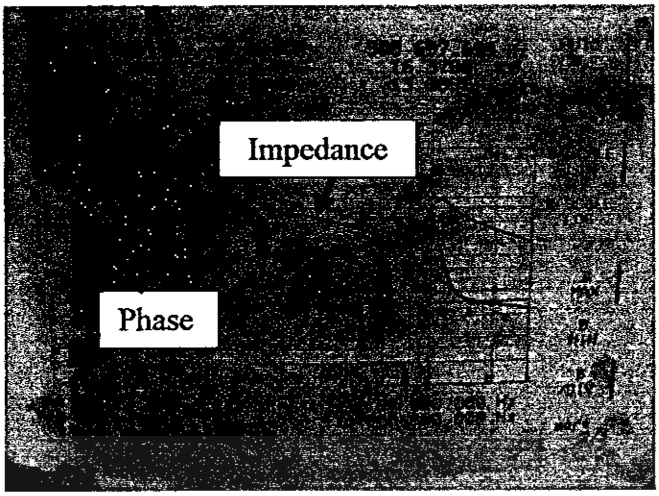


**รูปที่ 7.3** อุปกรณ์ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ออกแบบโดยการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซ์ชิง

เมื่อวิเคราะห์การตอบสนองความถี่ ของอุปกรณ์ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำของอุปกรณ์โหมดผลร่วม ซึ่งจากรูปจะเห็นได้ว่าจุดรีโซแนนท์ของ $L_{cm}$ นั้นจะอยู่ที่ 514 kHz และค่ารีโซแนนท์ของ $C_y$ นั้นอยู่ที่ 14 MHz ซึ่งจากผลการทดลองเกี่ยวกับความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะลดทอนสัญญาณได้ตั้งแต่ความถี่ 150 kHz - 3 MHz จะทำให้ผลการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่สูงกว่าความถี่นี้ ไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ได้ตามที่คำนวณไว้เนื่องจากอิมพีแดนซ์ที่คำนวณนั้นเป็นอุดมคติไม่มีผลของรีโซแนนท์ ผลการตอบสนองความถี่ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวน ด้วยวิธีการใช้จุดเปลี่ยนความถี่แสดงในรูปที่ 7.4




$C_x$ $C_y$




$L_{dm}$

รูปที่ 7.4 ผลการตอบสนองความถี่ของอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองด้วยวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่ง

และในส่วนของวงจรกรองสัญญาณรบกวน ที่ออกแบบโดยการใช้วิธีวิธีการใช้อิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่งในโหมดผลต่าง จะมีอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้อง 3 ส่วนคือ $L_{dm}$ , $C_y$ และ $C_x$ ซึ่ง $L_{dm}$ จากรูปมีจุดรีโซแนนท์อยู่ที่ความถี่ 500 kHz $C_y$ มีจุดรีโซแนนท์ที่ความถี่ 3.7 MHz และ $C_x$ มีจุดรีโซแนนท์ที่ความถี่ 1.4 MHz ซึ่งจากผลการทดลองเกี่ยวกับความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวน ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะลดทอนสัญญาณได้ตั้งแต่ความถี่ 150 kHz – 2.7 MHz จะทำให้ผลการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่สูงกว่าความถี่นี้ ไม่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ได้ตามที่คำนวณไว้เนื่องจากอิมพีแดนซ์ที่คำนวณนั้นเป็นอุดมคติไม่มีผลของรีโซแนนท์

### 7.1.3 การสรุปงานวิจัยในด้านอื่นๆ

อุณหภูมิที่เกิดขึ้นจากการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง สามแบบ จะมีอุณหภูมิที่ต่ำประมาณ 24.5 °C เนื่องจากแกนเหล็กที่ใช้ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 2 แบบ มีพิกัดการใช้งานที่สูง และวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนมีพิกัดกำลังไฟฟ้าต่ำ

## 7.2 ข้อเสนอแนะ

จากการศึกษาของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า พบว่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ายังมีความยุ่งยาก และมีเงื่อนไขการทำงานมาก และในวิทยานิพจน์นี้ ได้นำเสนอวิธีการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าวิธีหนึ่ง ที่สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ และผลจากการทดสอบจะพบปัญหาว่า ที่ย่านความถี่สูง ยังมีผลของสัญญาณรบกวนที่เกินกว่าเส้นขีดจำกัดมาตรฐานกำหนด และจากการศึกษาพบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในย่านความถี่สูงนั้น เกิดจากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรหรือ เป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์ จึงทำให้มีงานวิจัยมากมายที่ให้ความสำคัญกับเรื่องนี้ สำหรับงานวิจัยที่น่าจะทำต่อในอนาคตก็คือ การศึกษาค่าพารามิเตอร์แฝง และการเชื่อมโยงต่างๆ ที่เกิดขึ้นในของวงจรกรองสัญญาณรบกวนในย่านความถี่สูง เพื่อที่จะสามารถคลอบคลุมการลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในย่านความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บรรณานุกรม


[1] วีระเชษฐ์ ขันเงิน, วุฒิพล ธาราธีรเศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพมหานคร: โรงพิมพ์ ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ.พริ้นติ้ง. 2547

[2] Tihanyi, László., "Electromagnetic Compatibility in Power Electronics", IEEE Press, 1995.

[3] Kodali, V.Prasad., "Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, and Technologies", IEEE Press, 1996.

[4] Dongbin Zhang and Dan Y. Chen, "Non-intrinsic differential mode noise in switching power supplies" *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 1998, pp. 1131-1133.

[5] J. C. Fluke, Sr. Controlling Conducted Emissions by Design. New York: Van Nostrand Teinhold, 1991.

[6] 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.

[7] D. Morgan, A handbook for EMC testing and measurement, Peter Peregrinus Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1994

[8] Mark J. Nave, "Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies", VNR, 1991.

[9] Dan Y. Chen, "Measurement of Noise Source Impedance of Off-Line Converters," *IEEE Trans.Power Electron.*,vol. 15, Sep 2000, pp 820 - 825

[10] L.M. Schneider, "Noise source equivalent circuit model for off-line converters and its use in input filter design," in Proc.IEEE EMC'83 Symposium, 1983, pp. 167-175

[11] K.Y. See, J Deng, "Measurement of noise source impedance of SMPS using a two probes approach," IEEE Trans.Power Electron.,vol. 19, Issue 3, May 2004, pp 862-868.

[12] 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.


อกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้


[13] Richard Lee Ozenbaugh, "EMI Filter Design", Marcel Dekker, 1996.


ม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


[14] 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.

# ภาคผนวก ก

# การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำตามมาตรฐาน CISPR 11 และ CISPR 22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

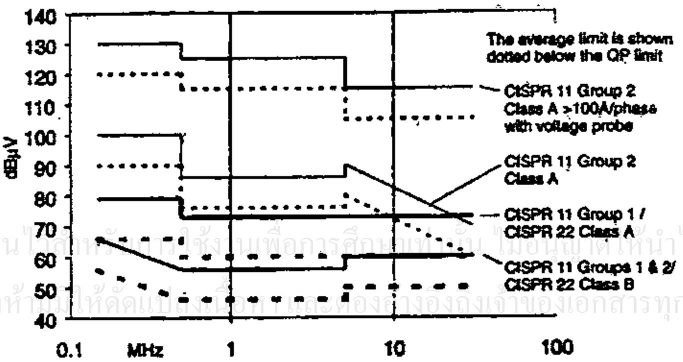
**การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำตามมาตรฐาน CISPR**

การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ถูกต้องนั้น จะต้องมีอุปกรณ์ที่จำเป็นต้องใช้หลายอย่าง และเพื่อให้เป็นไปตามมาตรฐานนานาชาติ ในหัวข้อนี้จะนำเสนอลักษณะการติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำในโหมดร่วม ซึ่งได้แปลและเรียบเรียงมาจากมาตรฐาน CISPR 11 และ CISPR 22 โดยมีเงื่อนไขของอุปกรณ์ดังนี้

1 AMN/LISN

เครื่องมือที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถติดตั้งได้ง่าย โดยการต่อไว้ที่ทางด้านเข้าของแหล่งจ่ายไฟของอุปกรณ์ที่ต้องการจะวัด (Equipment Under Test: EUT) ซึ่งสาเหตุที่ต้องต่อเครื่องวัดไว้ที่ด้านเข้าของแหล่งจ่ายไฟเพราะที่ด้านออกของแหล่งจ่ายไฟเป็นเส้นทางหลักของสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์จะไปรบกวนวงจรอื่นทางตัวนำ และเพราะว่าสายที่ต่อจากแหล่งจ่ายจะทำตัวคล้ายกับเป็นสายอากาศแผ่สัญญาณรบกวนออกไปด้วยความถี่ที่ทำการทดลองจาก EN 55022 (CISPR 22) ฉบับพิมพ์ครั้งที่ 3 เมื่อปี 1997 ได้นำเสนอการทดลองการรบกวนทางตัวนำที่พอร์ตโทรคมนาคม (Telecommunication ports) แต่ที่กล่าวไว้ก็ยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้อีกมาก ในรูปที่ 1 คือ ระดับเส้นเปรียบเทียบหรือกลุ่มเส้นจำกัด (Limit) ที่ความถี่ต่าง ๆ ของ CISPR เกือบทุกมาตรฐาน โดยที่ Class A (เส้นทึบ) ใช้กับอุปกรณ์ที่ใช้ในเชิงการค้า และอุตสาหกรรม และ Class B (เส้นประ) ใช้สำหรับอุปกรณ์สำนักงาน ที่พักอาศัย ซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับการค้า และอุตสาหกรรม

เส้นจำกัดเหล่านี้ได้สมมุติความต้านทานที่ความถี่วิทยุเพื่อเตรียมสำหรับการทดลอง ซึ่งโดยทั่วไปความต้านทานหลักสามารถปรับค่าได้กว้างแค่ไหนขึ้นอยู่กับสิ่งที่แวดล้อมที่จะทำการวัด เมื่อทำการวัดแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานและถ้าอุปกรณ์ที่จะทำการทดสอบมีความต้านทานต่ออยู่กับแหล่งจ่าย โดยไม่สามารถทราบได้ว่ามีค่าเท่าไรแต่อาจจะมีค่าค่อนข้างสูง ในการทดลองให้ทำการวัดค่าหลายๆ ครั้ง จากหลายๆ ห้องทดลองที่มีค่าเท่ากันความต้านทานหลักที่ต่อเข้าไปจะต้องมีความเสถียรภาพ นั่นเป็นที่มาของ Artificial Main Network หรือ AMN ตามมาตรฐาน CISPR หรือ Line Impedance Stabilization Network: LISN ตามมาตรฐานของสหรัฐอเมริกา และรวมไปถึงโครงข่ายชนิดอื่นๆ ด้วย

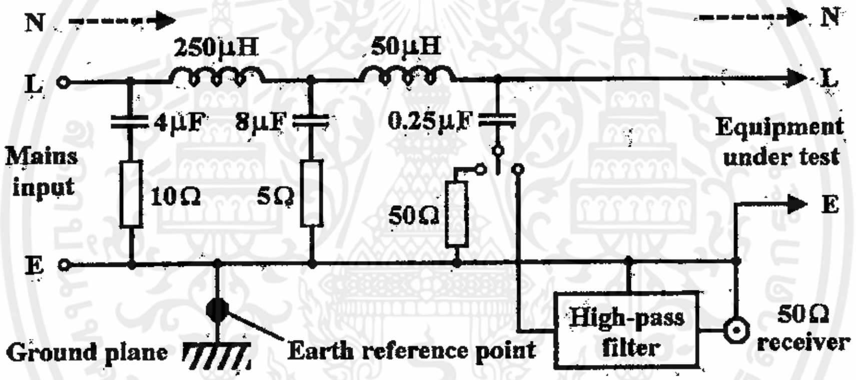



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

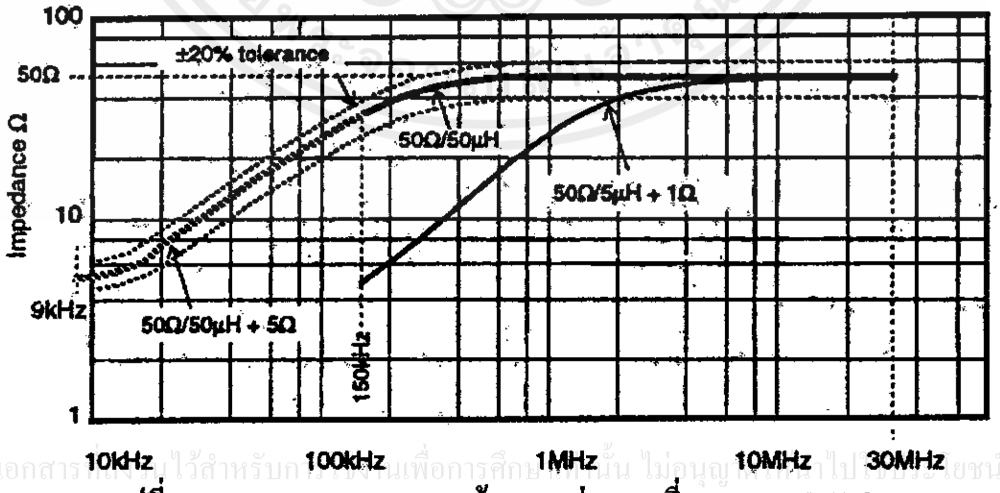
รูปที่ 1 เส้นจำกัดของการรบกวนทางตัวนำตามมาตรฐาน CISPR

ข้อบังคับเกี่ยวกับ AMN/LISN จะอยู่ใน CISPR 16 – 1 ซึ่งจะมีค่าที่แตกต่างกันออกไป แต่ที่นิยมใช้เป็นมาตรฐานในการทดสอบคือ 50Ω / 50 uH ± 5Ω AMN/LISN จากข้อบังคับต้องการหมายถึง ความต้านทานระหว่างสายแต่ละเส้นกับจุดดิน (Earth) จะมีค่าเป็น 50Ω ขนานกับ 50 uH ที่ความถี่ 150 kHz ถึง 30 MHz แต่ถ้าต้องการทดสอบที่ความถี่ต่ำกว่า 150 kHz จะใช้ตัวต้านทาน 5Ω ต่ออนุกรมกับ 50 uH แทน รูปที่ 2 เป็นวงจรพื้นฐานของโครงข่ายดังกล่าว และรูปที่ 3 เป็นการตอบสนองต่อความถี่ตามมาตรฐาน CISPR 16 – 1 โครงข่ายที่ใช้ในแต่ละสายจะต้องมีค่าที่เท่ากันทั้ง 2 สาย ในกรณี 1 เฟส และ 3 หรือ 4 สายในกรณี 3 เฟส วงจรกรองแบบความถี่สูงผ่านอาจจะไม่ต้องมีก็ได้ แต่ในเชิงพาณิชย์จะต่อไว้กับ AMN/LISN เพื่อช่วยลดความถี่ต่ำ (50 Hz และฮาร์มอนิกส์) ที่ไหลผ่านเครื่องมือวัด และป้องกันผลที่เกิดจากกระแสเกิน

AMN/LISN จะต้องนำสัญญาณที่จะวัดทั้งสองสายมาต่อเข้ากับอุปกรณ์รับสัญญาณที่มีความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion loss) ต่ำ และสามารถปรับระดับของสัญญาณที่จะวัดได้เพื่อยกระดับให้แยกออกจากแหล่งจ่ายไฟ วิธีการเหล่านี้สามารถทำได้โดยใช้ส่วนต่างๆ ในโครงข่าย




รูปที่ 2 วงจร AMN/LISN ตามมาตรฐาน CISPR




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3 การตอบสนองของความต้านทานต่อความถี่ของ AMN/LISN

CISPR 16 – 1 ได้กำหนดโครงข่าย 50Ω / 50 uH ± 5Ω ซึ่งมีค่าความต้านทานต่อความถี่ดังรูปที่ 2.20 สามารถใช้ได้กับกระแสสูงสุด 500 A อย่างไรก็ตามจะไม่สามารถใช้เป็นวงจรอ้างอิงให้กับทุก

มาตรฐานของ CISPR ได้ เพราะค่อนข้างจะเป็นเชิงพาณิชย์จึงใช้ได้ในช่วงที่ไม่กว้างมาก สิ่งสำคัญในการใช้ AMN/LISN คือต้องต่อจุดเปรียบเทียบเข้ากับแผ่นกราวนด์ (Ground plane) ซึ่งพบได้ตามมาตรฐานในการวัดทั่วไปจะเสมือนมีค่าความจุไฟฟ้าประมาณ 12 uF ต่ออยู่ระหว่างแต่ละสายกับกราวนด์ ถ้าเป็นเหตุการณ์จริงที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 230 V ความถี่ 50 Hz และมีค่าความจุไฟฟ้านี้ต่ออยู่ด้วย ซึ่งค่าดังกล่าวนี้จะทำให้เกิดกระแสประมาณ 0.9 A ไหลผ่านตัวเก็บประจุลงดิน กระแสนี้จะเป็นอันตรายอย่างมาก หากไม่มีการป้องกันโดยการต่อสายลงดิน ดังนั้นจะต้องมีแหล่งจ่ายและระบบสายดินที่เชื่อถือได้เมื่อต้องการใช้ AMN/LISN การทดลองโดยทั่วไปจึงต้องมีข้อบังคับในเรื่องนี้เพื่อความปลอดภัยแก่ผู้ใช้ อุปกรณ์ที่ใช้จึงต้องมีฉลากเกี่ยวกับวิธีใช้อย่างปลอดภัยจากผู้ประกอบการเพื่อป้องกันกระแสรั่วที่มีค่าสูง และต้องต่อสายดินทุกครั้ง ถ้าไม่ได้ทำการแยกระบบ (Isolate) ของ AMN/LISN ออกจากแหล่งจ่ายไฟและจุดเปรียบเทียบหลัก

ผลกระทบที่สองของกระแสรั่วจากแหล่งจ่ายไฟของ AMN/LISN ไม่สามารถจะป้องกันโดยใช้ Earth leakage หรือ RCB ได้ ดังนั้นถ้าต้องการความปลอดภัยที่แน่นอน ควรใช้หม้อแปลงแยกระบบที่จะวัดออกจากแหล่งจ่ายไฟและวิธีนี้จะไม่มีผลต่อความถี่วิทยุที่ต้องการจะวัดด้วย ถึงแม้ว่าจะถูกจำกัดกระแสโดยแหล่งจ่ายซึ่งอาจเป็นปัญหาในของวงจรแปลงระดับแรงดันไฟฟ้า เช่น แหล่งจ่ายไฟตรงแบบใหม่ซึ่งเป็นที่นิยม อาจทำให้หม้อแปลงอิ่มตัวด้วยกระแสที่สูงมากในทุกครึ่งคาบ วิธีนี้จะทำให้รูปคลื่นผิดเพี้ยนไป และทำให้การวัดคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวนผิดจากความเป็นจริง ทำให้ต้องใช้พิกัดโวลต์แอมแปร์ที่สูงในการทดลอง

2 แผ่นกราวนด์

เมื่อต้องการวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำ โดยให้อุปกรณ์ที่ต้องการจะวัด หรือ Equipment Under Test: EUT ตั้งอยู่บนโต๊ะทดลอง จะต้องตั้งให้สูงกว่าแผ่นโลหะที่ใช้ทำเป็นกราวนด์อ้างอิง 0.4 เมตร โดยที่แผ่นโลหะจะต้องมีขนาดกว้างและยาวอย่างน้อยด้านละ 2 เมตร และจะต้องตั้งให้ห่างจากแผ่นโลหะอื่นที่ไม่เกี่ยวข้องกับการทดลองอย่างน้อย 0.8 เมตร ถ้าอุปกรณ์ที่ต้องการวัดบรรจุอยู่ในกล่องปิดให้ถือว่าระยะห่างจากแผ่นกราวนด์อ้างอิง 0.4 เมตรนี้ วัดถึงวัสดุที่ใช้ทำกล่อง ถ้าอุปกรณ์ที่ต้องการวัดไม่ได้บรรจุอยู่ในกล่องปิดให้ถือว่าระยะห่างจากแผ่นกราวนด์อ้างอิง 0.4 เมตรนี้ วัดถึงแนวระดับของแผ่นกราวนด์ภายในวงจร

แผ่นกราวนด์จะต้องวางอยู่ที่พื้นระดับแนวราบใต้โต๊ะที่จะใช้ในการทดลอง และต้องทำการยึดแผ่นกราวนด์ให้มั่นคงด้วยวัสดุที่ไม่ได้ทำมาจากโลหะหรืออาจใช้พื้นที่ทำด้วยโลหะแทนแผ่นกราวนด์ก็ได้ และแผ่นกราวนด์ที่ใช้จะต้องมีขอบที่อยู่เลยจากขอบของอุปกรณ์ที่ต้องการจะวัดไม่น้อยกว่า 0.5 เมตร มีขนาดไม่ต่ำกว่า 2 เมตรคูณ 2 เมตร จุดกราวนด์อ้างอิงของ AMN/LISN และ Impedance Stabilization Network (ISN) จะต้องต่อกับแผ่นกราวนด์ด้วยตัวนำ โดยให้สายที่ใช้ต่อสั้นที่สุดเท่าที่จำทำได้

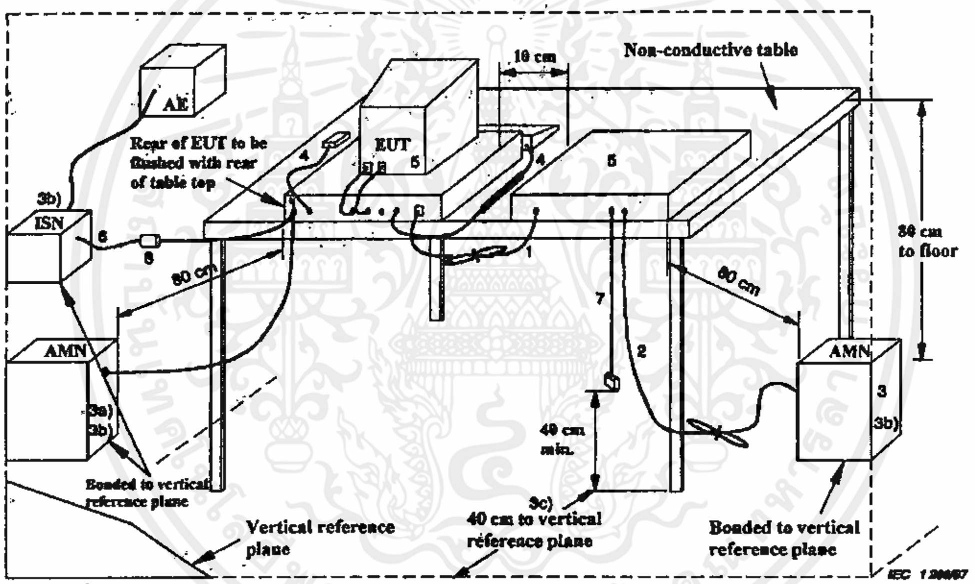
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3 เครื่องรับสัญญาณที่ได้จากการวัด

เครื่องรับสัญญาณที่ได้จากการวัดปกติมักจะใช้ Spectrum analyzer เป็นเครื่องรับสัญญาณ ซึ่งเครื่องรับสัญญาณที่ใช้ในการวัดแบบ Quasi – peak จะต้องเป็นไปตามมาตรฐานข้อ 2 ของ CISPR 16 – 1 เครื่องรับสัญญาณแบบ Average จะต้องเป็นไปตามมาตรฐานข้อ 2 ของ CISPR 16 – 1 และจะต้องมี Bandwidth 6 dB ตามมาตรฐานข้อ 2 ของ CISPR 16 – 1 ส่วนเครื่องรับสัญญาณแบบ Peak จะต้องเป็นไปตามมาตรฐานข้อ 3 ของ CISPR 16 – 1 และจะต้องมี Bandwidth 6 dB ตามมาตรฐานข้อ 2 ของ CISPR 16 – 1

4 การติดตั้งเครื่องมือวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำแบบวางอุปกรณ์บนโต๊ะ

จากรูปที่ 4 จะเป็นตำแหน่งการติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำแบบวางอุปกรณ์บนโต๊ะซึ่งมีเงื่อนไขการติดตั้งดังนี้




AMN: Artificial mains network

AE: Associated equipment

EUT: Equipment under test

ISN: Impedance stabilization network

**รูปที่ 4** การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำแบบวางอุปกรณ์บนโต๊ะ

1. ถ้าสายตัวนำซึ่งห้อยอยู่ต่ำกว่า 40 เซนติเมตร เหนือแนวระดับของแผ่นกราวนด์และไม่สามารถทำให้สั้นได้ จะต้องมัดทบปลายสายให้มีความยาวระหว่าง 30 ถึง 40 เซนติเมตร
2. สายไฟจากแหล่งจ่ายจะต้องมัดทบกันให้สายสั้นที่สุด

3. อุปกรณ์ที่ต้องการจะวัดต้องต่ออยู่กับ AMN/LISN 1 ตัว โดยที่ AMN/LISN และ ISN ทุกตัวจะต้องต่อเข้ากับแผ่นกราวนด์ที่อยู่ในแนวระดับ

- แหล่งจ่ายไฟทุกส่วนของระบบจะต้องต่อมาจาก AMN/LISN ตัวที่ 2 โดยสามารถติดตั้งให้มีปลายแบบใช้ได้หลายอุปกรณ์

- AMN/LISN และ ISN ที่ใช้เป็นที่ใช้เป็นตัวอ้างอิงจะต้องวางห่างจากอุปกรณ์ที่ทำการวัด 80 เซนติเมตร และอย่างน้อย 80 เซนติเมตร จากอุปกรณ์อื่นๆ และแผ่นโลหะอื่นๆ

- สายไฟหลักและสายสัญญาณควรวางให้อยู่ห่างกันมากที่สุดเท่าที่ทำได้และจะต้องอยู่สูงจากแผ่นกราวนด์อ้างอิง 40 เซนติเมตร

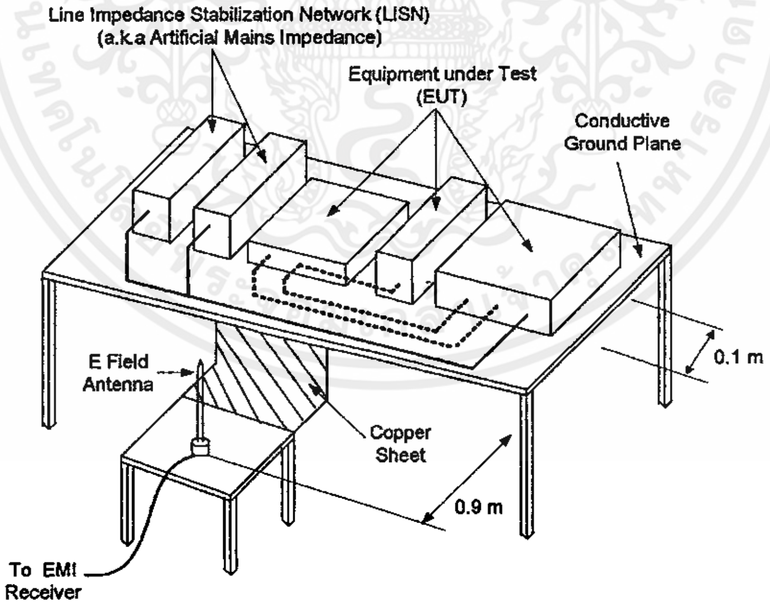
4. สายของเครื่องมือที่ใช้ร่วมในการวัด เช่น สายคีย์บอร์ด สายเมาส์ และอื่นๆให้วางในเหมือนการใช้งานทั่วไป

5. สิ่งที่อยู่รอบๆ ภายนอกจะต้องอยู่ห่างอย่างน้อย 10 เซนติเมตร จากอุปกรณ์อื่นข้างเคียงและจากตัวควบคุม ยกเว้นจอภาพซึ่งต้องใช้ในการทดสอบ สามารถวางอยู่บนตัวควบคุมได้

6. มีสายสัญญาณเข้าออก สำหรับต่อกับอุปกรณ์ภายนอก

7. ที่ปลายสายสัญญาณเข้าออกที่ไม่ได้ต่อกับอุปกรณ์ช่วยสามารถปล่อยลอยเอาไว้ หรืออาจต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์ก็ได้ ถ้าจำเป็นต้องใช้ Current probe ควรวางห่างจาก LISN ไม่น้อยกว่า 0.1 เมตร

5 การวัดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายทางอากาศตามมาตรฐาน CISPR




**รูปที่ 5** การติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายทางอากาศแบบวางอุปกรณ์บนโต๊ะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้นหรือทั้งหมดห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5 จะเป็นตำแหน่งการติดตั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในการวัดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่กระจายทางอากาศ แบบวางอุปกรณ์บนโต๊ะ ซึ่งมีเงื่อนไขการติดตั้งดังนี้

1. ต้องมีระยะห่างในการวัด 10 เมตร (หรือ 3 เมตร หรือ 30 เมตร ในบางกรณี แต่ต้องแก้ไขแฟคเตอร์ $\frac{1}{D}$)

2. สถานที่ทดสอบต้องเป็นที่โล่งและจัดห้องให้ไม่มีการสะท้อนของสัญญาณ

3. จัดวางสายเคเบิล อินพุท เอาท์พุตควรจัดวางให้เหมาะสมกับชนิด

4. สำหรับกรณีหาสนามแม่เหล็กสูงสุด

- ให้สายอากาศหันไปทางแม่เหล็กทั้งแนวตั้งและแนวนอน
- ปรับความสูงของสายอากาศจาก 1 ถึง 4 เมตร เพื่อหาจุดสูงสุดของผลการสะท้อนกลับของกราวนด์ (Ground)
- หมุน EUT 360$^\circ$ เพื่อหาจุดที่มีการแผ่รังสีที่แย่ที่สุดของแบบอุปกรณ์ (หรือทำให้สายอากาศเคลื่อนที่รอบๆ EUT)

5. ตัวรับสัญญาณต้องให้สอดคล้องกับข้อประกาศข้อ 16 ของ CISPR มี Band width (6 dB) ที่ 9 kHz สำหรับใช้งานที่ความถี่ $0.15 < f < 30$ MHz หรือ 120 kHz ที่ความถี่ $30 < f < 1,000$ MHz

6. ใช้ตัวตรวจจับสัญญาณแบบควอซี่ – พีค (Quasi – peak detector) ตัวตรวจจับสัญญาณแบบควอซี่ – พีค ควรกำหนดค่า Band width ไว้ต้องมีความสามารถในการแยกแยะสัญญาณระหว่างสัญญาณ Broadband (BB) และสัญญาณ Narrowband (NB) ข้อบังคับในการออกแบบการป้องกันสัญญาณรบกวนทั้ง 2 ชนิด กรณีใช้เกี่ยวกับบ้านพักอาศัย เกี่ยวกับโรงงานและเกี่ยวกับการค้า ควรใช้มาตรฐานพลเรือนของ CISPR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ภาคผนวก ข

# วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์

(ข้อมูลการออกแบบและการทำงานของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ในบทที่ 4 เท่านั้น)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

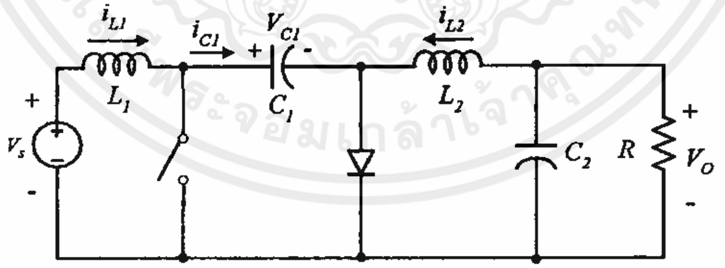
**เงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์**

**ตารางที่ 1** พิกัดของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ (Cúk converter)

| ปริมาณทางไฟฟ้า | ขนาด/พิกัด | หน่วยวัด |
|---|---|---|
| แรงดันด้านเข้า ($V_I$) | 12.5 | โวลต์ (V) |
| แรงดันด้านออก ($V_o$) | -25 | โวลต์ (V) |
| กระแสไฟฟ้าด้านออก ($I_o$) | 0.5 | แอมแปร์ (A) |
| กำลังไฟฟ้าด้านออก ($P_o$) | 100 | วัตต์ (W) |
| ความถี่สวิตชิ่ง ($f$) | 50 | กิโลเฮิรตซ์ (kHz) |

**เงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบ**

ตารางที่ 1 จะเป็นพิกัดของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน โดย วงจรชุคคอนเวอร์เตอร์มีหลักการทำงาน คือ เป็นวงจรที่เพิ่มหรือลดระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออก โดยที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีทิศทางตรงกันข้ามกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ได้ถูกออกแบบ เพื่อแก้ปัญหากระแสฮาร์มอนิกส์สูง โดยจะมีตัวเหนี่ยวนำ $L_1$ ทำหน้าที่กรองกระแสไฟฟ้าในด้านเข้า และมีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิด $LC$ ทางด้านออก ส่วนการเชื่อมต่อระหว่างด้านเข้ากับด้านด้านออกของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์จะใช้ตัวเก็บประจุ $C_1$ ดังวงจรในรูปที่ 1




**รูปที่ 1** วงจรชุคคอนเวอร์เตอร์

**เงื่อนไขการทำงานของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์**

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ จะกำหนดให้วงจรทำงานในสภาวะอยู่ตัว และกำหนดเงื่อนไขการทำงานของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ ดังนี้

1. ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดใหญ่เป็นผลทำให้ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่เป็นผลทำให้ แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าคงที่
3. กระแสและแรงดันไฟฟ้า ณ เวลาซ้ำกันในแต่ละคาบเวลาจะมีค่าเท่ากัน
4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก กรณีนี้จะไม่คำนึงถึงการสูญเสียที่เกิดจากการทำงานของวงจร เนื่องจากอุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติทำให้ประสิทธิภาพรวมของวงจรเป็นหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์
5. ช่วงเวลานำกระแสคือ $DT$ และช่วงเวลาหยุดนำกระแสคือ $(1-D)T$

**หลักการทำงานของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์**

หลักการทำงานของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ ขั้นตอนที่หนึ่งก็คือ การหาค่าแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C_1$ โดยเริ่มพิจารณาจากสมการแรงดันวงนอกสุดในรูปที่ 1 โดยแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ และแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C_1$ สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (1) ซึ่งได้ผลลัพธ์ดังสมการที่ (2)

$$-V_s + V_{L1} + V_{C1} + V_{L2} + V_o = 0 \tag{1}$$

$$-V_s + V_{C1} + V_o = 0$$

$$V_{C1} = V_s - V_o \tag{2}$$

หลักการทำงานของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ขั้นตอนที่สอง เริ่มเมื่อสวิตช์นำกระแส ไดโอดจะไม่นำกระแส ซึ่งสามารถหาสมการของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ $C_1$ ได้ดังสมการที่ (3)

$$i_{C1,\,on} = -I_{L2} \tag{3}$$

หลักการทำงานของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ขั้นตอนที่สาม เริ่มพิจารณาเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทั้งสองตัวจะไหลในทิศทางที่ทำให้ไดโอดนำกระแส ดังนั้นกระแสไฟฟ้าในตัวเก็บประจุ $C_1$ จะเป็น

$$i_{C1,\,off} = I_{L1} \tag{4}$$

หลักการทำงานของวงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ขั้นตอนที่สี่ คิดเงื่อนไขการทำงานข้อที่ 4 คือ กำลังไฟฟ้าด้านด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านด้านออก กรณีนี้จะไม่คำนึงถึงการสูญเสียจากการทำงานของวงจร เนื่องจากอุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้สมมติได้ว่าประสิทธิภาพของวงจรเป็นร้อยเปอร์เซ็นต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_s I_{L1} = V_o(-I_{L2}) \tag{5}$$

หลักการทำงานของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขั้นตอนที่ห้า มาจากเงื่อนไขการทำงานข้อที่ 3 คือ กระแสและแรงดันไฟฟ้าหากเทียบที่จุดใดๆ ในแต่ละคาบจะมีค่าเท่ากัน เพราะเป็นสภาวะอยู่ตัว กระแสเฉลี่ยในตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับศูนย์ โดยได้มาจากสมการที่ (3) ซึ่งคิดขณะที่สวิตช์นำกระแส และสมการที่ (4) คิดขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส

$$i_{C1,on}(DT)+i_{C1,off}(1-D)T=0 \tag{6}$$

$$(-I_{L2})(DT)+(I_{L1})(1-D)T=0 \tag{7}$$

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}}=\frac{D}{1-D} \tag{8}$$

หลักการทำงานของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขั้นตอนที่หก มาจากเงื่อนไขการทำงานในข้อที่ 4 คือกำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก

$$P_s=P_o \tag{9}$$

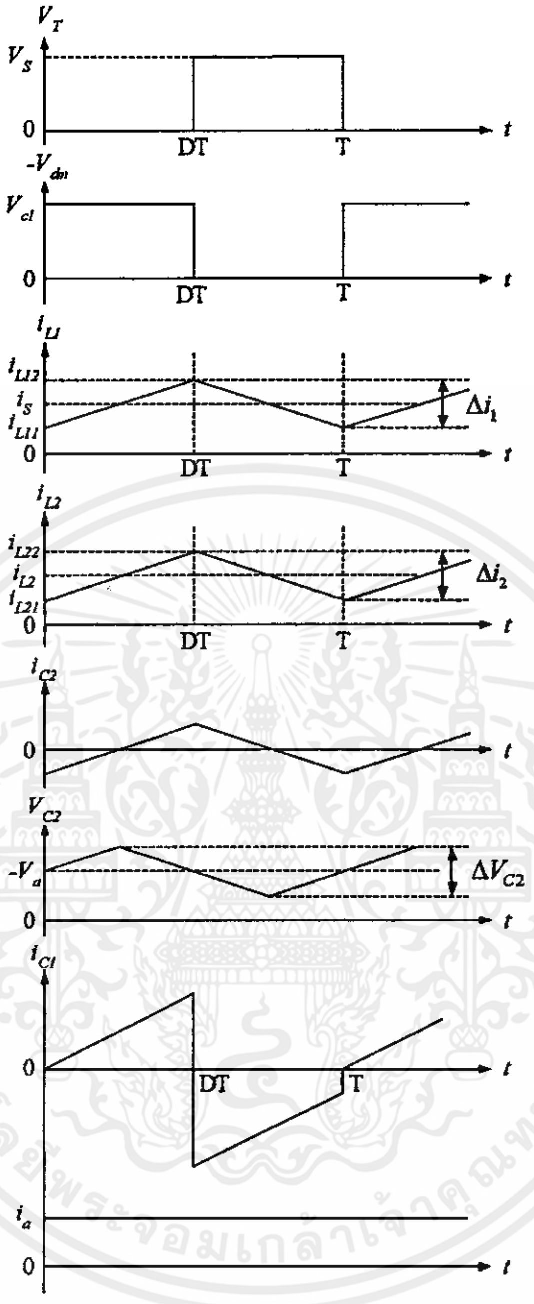
$$V_sI_{L1}=V_o(-I_{L2}) \tag{10}$$

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}}=-\frac{V_o}{V_s} \tag{11}$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (8) และ (9) จะได้อัตราการขยายแรงดันในสมการที่ (12)

$$\frac{V_o}{V_s}=-\frac{D}{1-D} \tag{12}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 2 รูปคลื่นแรงดันและกระแสไฟฟ้าของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ที่จุดต่างๆ

**ค่าระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านออก**

เนื่องจากในส่วนของวงจรด้านออกของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ จะมีวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ $LC$ และมีกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นการคำนวณหาค่าอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ผลิตขึ้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และให้อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8L_2C_2f^2} \tag{13}$$

เมื่อคำนวณแรงดันระลอกคลื่นใน $C_l$ เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L_1$ กับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ $C_1$ จะเท่ากัน และจากเงื่อนไขการทำงานในข้อที่สองคือตัวเหนี่ยวนำมีขนาดใหญ่ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าคงที่ ดังนั้นสมการที่ (14) จึงสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ (4.15)

$$\Delta v_{C1} = \frac{1}{C_1}\int_{DT}^{T} I_{L1} d(t) \tag{14}$$

$$\Delta v_{C1} = \frac{1}{C_1} i_{L1}(1-D)T \tag{15}$$

จากสมการที่ (13) และ (16)

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{-V_o}{V_s} = \frac{D}{1-D} \tag{16}$$

จัดรูปใหม่เพื่อหา $I_{L1}$ และ $V_o$ ได้เป็น

$$I_{L1} = \frac{-V_o I_{L2}}{V_s}$$

$$V_o = -V_s\left(\frac{D}{1-D}\right)$$

จะได้สมการที่ (16) เป็น

$$\Delta v_{C1} = -\frac{1}{C_1}\left(\frac{V_o I_{L2}}{V_s}\right)\frac{(1-D)}{f} \tag{17}$$

และเมื่อกระแสโหลดมีขนาดเท่ากับกระแส $I_{L2}$ แต่มีทิศทางตรงข้ามกัน

$$I_{L2} = -\frac{V_o}{R}$$

$$\Delta v_{C1} = \frac{1}{C_1}\left(\frac{1}{V_s}\right)\left(-\frac{V_o}{R}\right)(V_s)\left(-\frac{D}{1-D}\right)\frac{(1-D)}{f} \tag{18}$$

$$\Delta v_{C1} = \frac{1}{C_1 R}\left(\frac{1}{V_s}\right)(V_s)\left(\frac{D}{1-D}\right)(V_s)\left(\frac{D}{1-D}\right)\frac{(1-D)}{f}$$

สรุปคือ

$$\Delta v_{C1} \approx \frac{V_s}{RC_1 f}\left(\frac{D^2}{1-D}\right) \tag{19}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือกล่าวได้ว่าแรงดันระลอกคลื่นใน $C_1$ คือ

$$\Delta v_{C1} \approx \frac{V_o D}{R C_1 f} \tag{20}$$

ทำนองเดียวกันเมื่อทำการคำนวณกระแสระลอกคลื่นใน $L_1$ เมื่อสวิตช์นำกระแส จะหาได้จากสมการแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $L_1$ ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (21) และ (22)

$$v_{L1} = V_s = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \tag{21}$$

$$\frac{\Delta i_{L1}}{DT} = \frac{V_s}{L_1}$$

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_s}{L_1} DT = \frac{V_s D}{L_1 f} \tag{22}$$

ทำนองเดียวกันเมื่อทำการ คำนวณกระแสระลอกคลื่นใน $L_1$ เมื่อสวิตช์นำกระแส จะหาได้จากสมการแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $L_2$ สามารถเขียนสมการได้ดังสมการที่ (23) และ (24)

$$v_{L2} = V_o + (V_s - V_o) = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \tag{25}$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_s}{L_2} DT = \frac{V_s D}{L_2 f} \tag{26}$$

การทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง เงื่อนไขที่ทำให้ได้ตัวเหนี่ยวนำที่ออกแบบได้เล็กที่สุดและทำงานโหมดกระแสต่อเนื่องได้ จะทำให้ได้ตัวเหนี่ยวนำ $L_1$ และ $L_2$ ที่เล็กที่สุดดังนี้

$$L_{1,\ \min} = \frac{(1-D)^2 R}{2Df} \tag{27}$$

$$L_{2,\ \min} = \frac{(1-D) R}{2f} \tag{28}$$

จากเงื่อนไขการออกแบบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ ในวิทยานิพจน์นี้ได้เลือกให้วงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ มีทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง และมีค่าแรงดันระลอกคลื่น ไม่เกิน 5 % ของพิกัดแรงดันไฟฟ้าด้านออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ภาคผนวก ค

# ข้อมูลแกนเหล็ก

(ข้อมูลแกนเหล็กจะแสดงข้อมูลที่ใช้ออกแบบในบทที่ 4 เท่านั้น)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข้อมูลแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์

ข้อมูลจาก Ferrite Cores For Power Supply EMI prevention /EMC & Pulse Transformer, KAWATETSU FERRITE (THAILAND) CO.,LTD

### FERRITE MATERIALS FOR EMI PREVENTION/EMC and PULSE TRANSFORMER
### 高透磁率材標準材質特性
### High μ Material Characteristics

KAWATETSU FERRITE

**標準材質特性**
**Material Characteristics**

| 材質名 Material | | | MA055 | MA070 | MA085 | MA100 | MAT10 | MA120 | MA150 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 初透磁率 Initial permeability | $\mu_i$ | | 5500±20% | 7000±25% | 8500±25% | 10000±25% | 10000min. (−20∼90°C) | 12000±30% | 15000±30% |
| 実効飽和磁束密度(1200A/m) Saturation flux density at 1200A/m | Bms | (mT) | 434 | 440 | 422 | 415 | 400 | 410 | 400 |
| 実効飽和残留磁束密度 Remanence | Brms | (mT) | 67 | 93 | 66 | 76 | 100 | 80 | 85 |
| 実効飽和保磁力 Coercivity | Hcms | (A/m) | 5.2 | 3.4 | 3.3 | 3.0 | 1.2 | 3.0 | 2.0 |
| 相対損失係数(10kHz) Relative loss factor at 10kHz | $\tan\delta/\mu_i$ | $\times10^{-6}$ | 0.75 | 1.4 | 1.3 | 1.9 | 8.0 | 6.4 | 6.8 |
| 初透磁率の相対温度係数 Relative temperature factor | $\alpha\mu r$ | $\times10^{-6}$ | −0.5∼2.0 | −0.5∼2.0 | −0.5∼2.0 | −0.5∼2.0 | −1.0∼1.0 | −0.5∼2.0 | −0.5∼2.0 |
| キュリー温度 Curie temperature | Tc | (°C) | 140min. | 130min. | 130min. | 115min. | 100min. | 115min. | 115min. |
| 抵抗率 Resistivity | ρ | (Ω-m) | 0.8min. | 0.3min. | 0.2min. | 0.1min. | 0.01min. | 0.02min. | 0.02min. |
| 密度 Density | d | (kg/m³) | $4.9\times10^3$ | $4.95\times10^3$ | $4.95\times10^3$ | $5.0\times10^3$ | $5.0\times10^3$ | $5.0\times10^3$ | $5.0\times10^3$ |

1A/m=4π×10⁻³Oe, 1mT=10Gauss

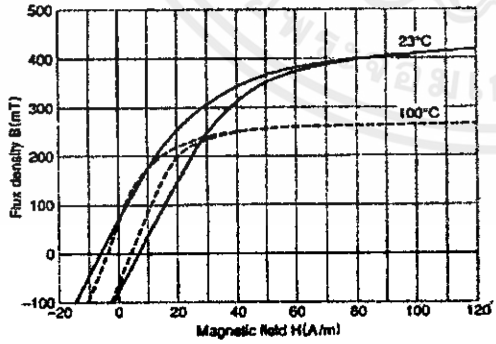
MA055∼MA100は材質評価用標準コア(R31/19/6Aリングコア)、MAT10∼MA150は材質評価用標準コア(R20/10/5Aリングコア)における特性を示しています。

## คุณสมบัติของเนื้อสาร

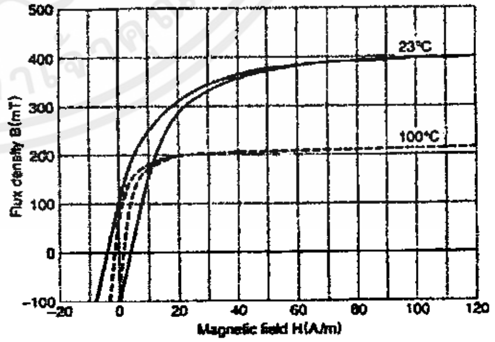
### FERRITE MATERIALS FOR EMI PREVENTION/EMC and PULSE TRANSFORMER
### 高透磁率材標準材質特性
### High μ Material Characteristics

KAWATETSU FERRITE

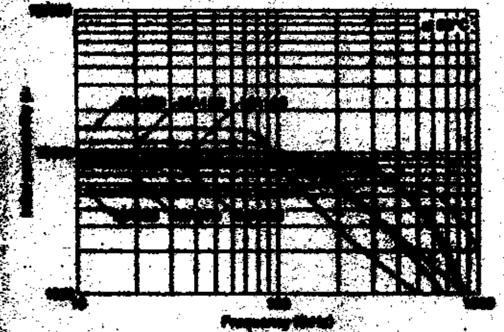
**MA055 直流ヒステリシス特性**
**MA055 Static magnetization curves(Typical)**



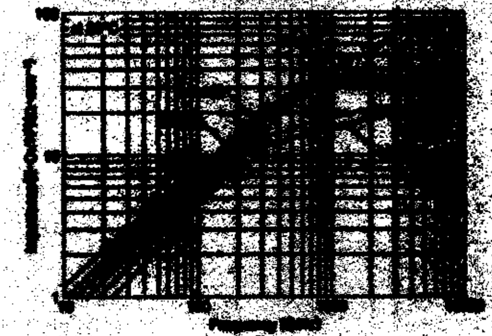

**MA100 直流ヒステリシス特性**
**MA100 Static magnetization curves(Typical)**

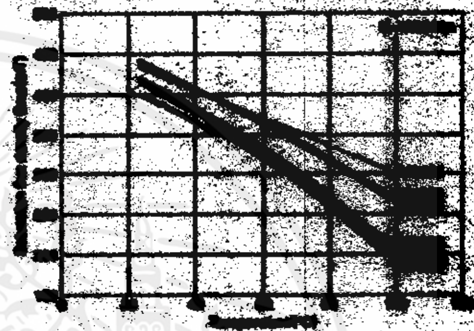



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



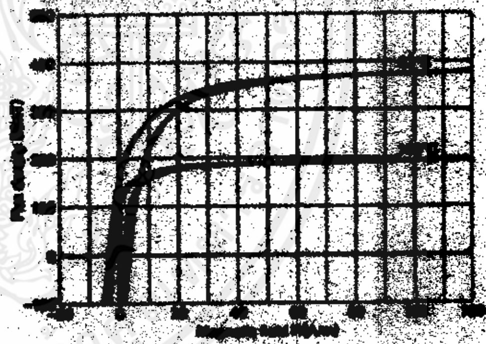
インピーダンス



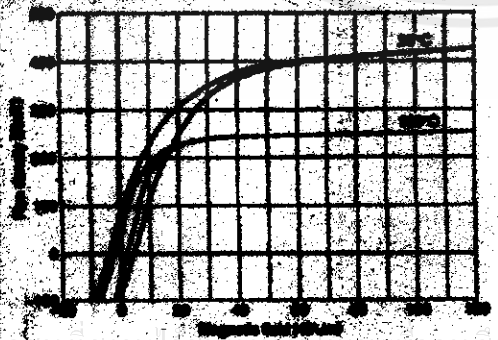


ヒステリシス特性

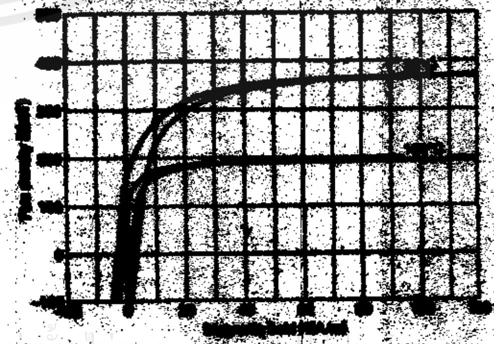
ヒステリシス特性



ヒステリシス特性



ヒステリシス特性



...สารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาต...ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
...สิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร...ที่มีการนำไปใช้

# ตารางแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์

## FERRITE CORES FOR EMI PREVENTION/EMC and PULSE TRANSFORMER

KAWATETSU FERRITE

### R(リング)コア
R(Toroidal) Cores

| 形状 Type | AL value (nH/N²) ±30% | | | | | | コア定数 Core parameters | | | | Weight |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | MA055 | MA070 | MA085 | MA100 | MA120 | MA150 | C1(mm⁻¹) | Le(mm) | Ae(mm²) | Ve(mm³) | (g) |
| R-25/15/15H | 8430 | 10700 | 13000 | 15300 | | | 0.84 | 61.7 | 73.4 | 4420 | 23.1 |
| R-29/19.1/10C | 4210 | 5360 | 6500 | 7650 | | | 1.64 | 72.2 | 44.0 | 3170 | 16.1 |
| R-29/19.1/11D | 4630 | 5890 | 7150 | 8420 | | | 1.49 | 72.2 | 48.4 | 3490 | 17.7 |
| R-29/19.1/12A | 5060 | 6430 | 7800 | 9180 | | | 1.37 | 72.2 | 52.8 | 3810 | 19.4 |
| R-30.5/19/13A | 6720 | 8550 | 10400 | | | | 1.03 | 74.9 | 72.8 | 5450 | 28.3 |
| R-31/14/5K | 4370 | 5560 | 6760 | 7950 | | | 1.58 | 63.8 | 40.3 | 2570 | 14.7 |
| R-31/19/5J | 2690 | 3430 | 4160 | 4900 | | | 2.57 | 75.5 | 29.4 | 2220 | 11.5 |
| R-31/19/6L | 3230 | 4110 | 4990 | 5870 | | | 2.14 | 75.5 | 35.3 | 2660 | 13.9 |
| R-31/19/7H | 3770 | 4800 | 5830 | 6860 | | | 1.83 | 75.5 | 41.2 | 3110 | 16.2 |
| R-31/19/8A | 4310 | 5480 | 6660 | 7830 | | | 1.60 | 75.5 | 47.1 | 3560 | 18.6 |
| R-31/19/13C | 7000 | 8910 | 10800 | | | | 0.987 | 75.5 | 76.5 | 5770 | 30.0 |
| R-31/19/15D | 8080 | 10300 | 12500 | | | | 0.866 | 75.5 | 86.2 | 6510 | 34.8 |
| R-31/20/10B | 4830 | 6140 | 7450 | | | | 1.43 | 77.6 | 54.1 | 4200 | 21.6 |
| R-31/20/15E | 7220 | 9200 | 11200 | | | | 0.956 | 77.6 | 81.2 | 6300 | 32.4 |
| R-36/23/7B | 3450 | 4390 | 5330 | | | | 2.00 | 89.6 | 44.7 | 4010 | 20.7 |
| R-36/23/15A | 7390 | 9410 | 11400 | | | | 0.935 | 89.6 | 95.9 | 8600 | 44.3 |
| R-37/22/6C | 3430 | 4370 | 5300 | | | | 2.01 | 88.6 | 44.0 | 3900 | 20.4 |
| R-37/22/13B | 7430 | 9460 | 11500 | | | | 0.930 | 88.6 | 95.3 | 8450 | 44.3 |
| R-37/22/15A | 8580 | 10900 | 13300 | | | | 0.806 | 88.6 | 110 | 9750 | 51.1 |
| R-38/19/13A | 9810 | 12500 | 15300 | | | | 0.697 | 82.7 | 115 | 9520 | 54.2 |
| R-38.1/19/12.7A | 9720 | 12400 | 15000 | | | | 0.711 | 82.8 | 117 | 9650 | 53.5 |
| R-39/20/6A | 4410 | 5610 | 6810 | | | | 1.57 | 86.1 | 54.9 | 4730 | 25.9 |
| R-39/20/7B | 5140 | 6540 | 7950 | | | | 1.34 | 86.1 | 64.1 | 5520 | 30.2 |
| R-44.5/30/13A | 5840 | 7180 | 8710 | | | | 1.23 | 114 | 93.0 | 10600 | 54.0 |
| R-47/27/15A | 9150 | 11600 | 14100 | | | | 0.756 | 113 | 148 | 16700 | 85.4 |
| R-48/30/15A | 7760 | 9870 | | | | | 0.887 | 118 | 133 | 15700 | 81.0 |
| R-50/25/13A | 7620 | 9700 | | | | | 0.908 | 109 | 120 | 13100 | 72.2 |
| R-50/25/15B | 11400 | 14500 | | | | | 0.604 | 109 | 180 | 19600 | 108 |
| R-50/25/19D | 14600 | 18600 | | | | | 0.477 | 109 | 228 | 24800 | 137 |
| R-51/31/13A | 7120 | 9060 | | | | | 0.976 | 124 | 127 | 15700 | 82.0 |
| R-58/36/20A | 9720 | 12400 | | | | | 0.711 | 140 | 197 | 27600 | 142 |
| R-60/36/20C | 11200 | 14300 | | | | | 0.615 | 144 | 235 | 33800 | 177 |
| R-60/40/16A | 8030 | 10200 | | | | | 0.861 | 153 | 178 | 27200 | 139 |
| R-60/40/25B | 11200 | 14200 | | | | | 0.620 | 153 | 247 | 37700 | 192 |
| R-63/38/25A | 13900 | 17700 | | | | | 0.497 | 152 | 306 | 46500 | 243 |
| R-68/44/13.5H | 6400 | 8230 | | | | | 1.07 | 170 | 159 | 27000 | 140 |
| R-68/44/15A | 7180 | 9140 | | | | | 0.960 | 170 | 177 | 30100 | 155 |
| R-78/51/16A | 7200 | | | | | | 0.903 | 196 | 217 | 42500 | 218 |
| R-78/51/22B | 9690 | | | | | | 0.657 | 196 | 298 | 58400 | 289 |
| R-78/51/25C | 11300 | | | | | | 0.578 | 196 | 338 | 66200 | 340 |
| R-82/52/20A | 7670 | | | | | | 0.787 | 210 | 266 | 55800 | 285 |
| R-96/75/24A | 6130 | | | | | | 1.06 | 266 | 251 | 66700 | 332 |
| R-98.5/63/20A | 8800 | | | | | | 0.702 | 245 | 349 | 85500 | 441 |
| R-102/61/21A | 9720 | | | | | | 0.582 | 245 | 421 | 103000 | 540 |
| R-103/61/23B | 11700 | | | | | | 0.531 | 245 | 461 | 113000 | 590 |
| R-117/80/23A | 6720 | | | | | | 0.719 | 302 | 420 | 127000 | 646 |
| R-128/100/33C | 6780 | | | | | | 0.925 | 363 | 392 | 142000 | 704 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ข้อมูลแกนเหล็กชนิดผงโลหะ

## จาก MICROMETALS, iron powder cores

## คุณสมบัติของเนื้อสาร

**GENERAL MATERIAL PROPERTIES** **INTRODUCTION**

| Material Mix No. | Reference Permeability (μ₀) | Material Density (g/cm³) | Relative Cost | Color Code |
|---|---|---|---|---|
| -2 | 10 | 5.0 | 2.7 | Red/Clear |
| -8 | 35 | 6.5 | 5.0 | Yellow/Red |
| -14 | 14 | 5.2 | 3.6 | Black/Red |
| -18 | 55 | 6.6 | 3.4 | Green/Red |
| -26 | 75 | 7.0 | 1.0 | Yellow/White |
| -30* | 22 | 6.0 | 1.4 | Green/Gray |
| -34* | 33 | 6.2 | 1.5 | Gray/Blue |
| -35* | 33 | 6.3 | 1.4 | Yellow/Gray |
| -38 | 85 | 7.1 | 1.1 | Gray/Black |
| -40 | 60 | 6.9 | 1.0 | Green/Yellow |
| -45 | 100 | 7.2 | 2.6 | Black/Black |
| -52 | 75 | 7.0 | 1.2 | Green/Blue |

* The -30 Material was developed as a lower cost, lower loss alternate to the -26 Material. Similarly, the -34 & -35 Materials were developed to replace the -33 Material. The -28 & -33 Materials are not listed in this catalog but are still available.

**CORE LOSS COMPARISON (mW/cm³)** **PERMEABILITY WITH DC BIAS**

| Material Mix No. | 60 Hz @5000G | 1kHz @1500G | 10kHz @500G | 50kHz @225G | 100kHz @140G | 500kHz @50G | HDC = 50 Oersteds %μ₀ | μeffective |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| -2 | 19 ** | 32** | 32** | 28 | 19 | 12 | 100 | 10.0 |
| -8 | 45 | 64 | 59 | 50 | 35 | 28 | 91 | 31.9 |
| -14 | 19 ** | 32** | 32** | 29 | 21 | 17 | 100 | 14.0 |
| -18 | 48 | 72 | 70 | 63 | 46 | 37 | 74 | 40.7 |
| -26 | 32 | 60 | 75 | 89 | 83 | 139 | 51 | 38.3 |
| -30 | 37 | 80 | 120 | 149 | 129 | 129 | 91 | 20.0 |
| -34 | 29 | 61 | 87 | 100 | 82 | 78 | 84 | 27.7 |
| -35 | 33 | 73 | 109 | 137 | 119 | 123 | 84 | 27.7 |
| -38 | 31 | 57 | 72 | 99 | 103 | 217 | 51 | 43.4 |
| -40 | 29 | 62 | 93 | 130 | 127 | 223 | 62 | 37.2 |
| -45 | 26 | 49 | 60 | 69 | 61 | 92 | 46 | 46.0 |
| -52 | 30 | 56 | 68 | 72 | 58 | 63 | 59 | 44.3 |

** Low frequency core loss is extrapolated from data measured at high frequency

## คุณสมบัติของแกนแม่เหล็กในการใช้งานต่างๆ

**MATERIAL APPLICATIONS.**

| 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: <50kHz or low Et/N (Buck/Boost) | | | | | X | X | X | X | X | X | X | |
| DC Chokes: ≥50kHz or higher Et/N (Buck/Boost) | | X | X | X | | X | X | X | | | | X |
| Power Factor Correction Chokes: <50kHz | | | | | X | X | X | X | | X | | |
| Power Factor Correction Chokes: ≥50kHz | X | X | X | X | | X | X | X | | | | |
| Resonant Inductors: ≥50kHz | X | | X | | | | | | | | | |

**MATERIAL DESCRIPTION**

**-2/-14 Materials** The low permeability of these materials will result in lower operating AC flux density than with other materials with no additional gap-loss. The -14 Material is similar to -2 Material with slightly higher permeability.

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

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

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

**-30 Material** The good linearity, low cost, and relatively low permeability of this material make it popular in large sizes for high power UPS chokes.

**-34/-35 Materials** An inexpensive alternate to the -8 material for applications where high frequency core loss is not critical. Good linearity with high bias.

**-38 Material** A higher permeability alternate to -26 Material. A low cost material best used at line frequency.

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

**-45 Material** The highest permeability material. A high permeability alternate to -52 Material with slightly higher core losses.

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

# ภาคผนวก ง
# ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

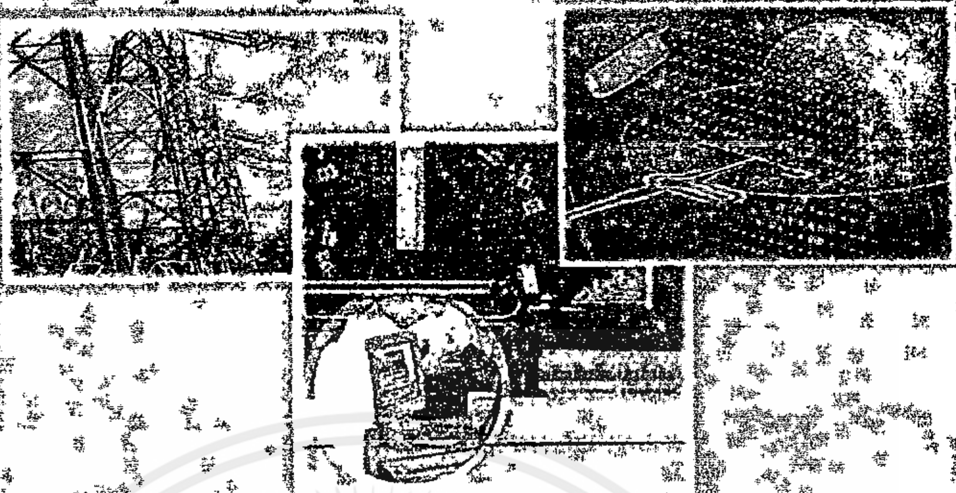
1 K. Kiatgamjorn, V. Tarateeraseth and W. Khan-ngern, " The Comparison of the Input Impedance Measurement of SMPS between the Resonance Method and the Insertion Loss Method", Electrical Engineering/ Electronics, computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference, May 9-12, 2007.

2 คทาวุธ เกียรติกำจร, ปฏิวัติ บุญมา, และ วีระเชษฐ์ ขันเงิน , "การวิเคราะห์เทคนิคการออกแบบสำหรับวงจรกรองความถี่ในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON 30), 25-26 ตุลาคม 2550

3 K. Kiatgamjorn, P. Boonma and W. Khan-ngern, "The Study of Input Impedance of Switched Mode Power Supply", Electrical Engineering/ Electronics, computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference, May 14-17, 2008.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

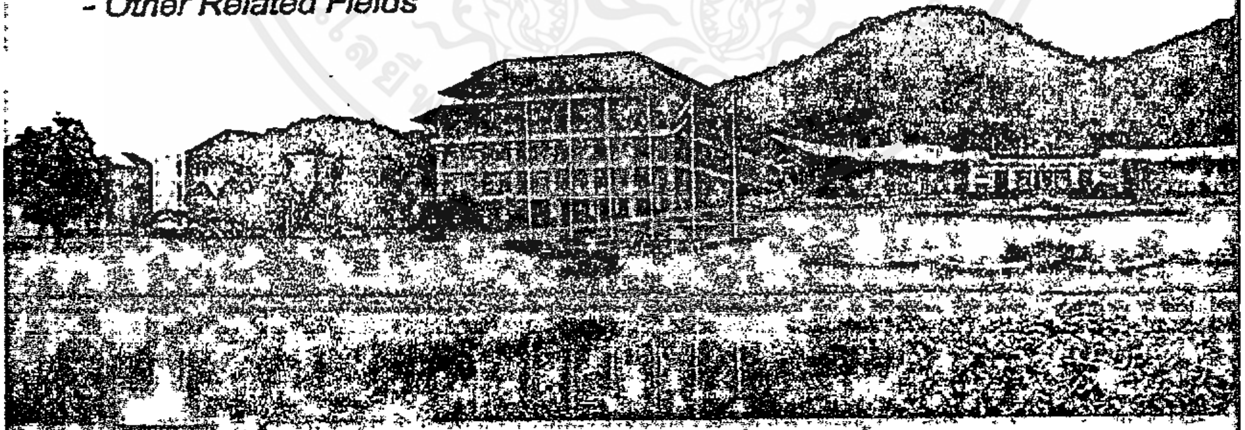
VOLUME 1



# ECTI-CON 2007

**Mae Fah Luang University, Chiang Rai, Thailand**
**May 9-12, 2007**

***VOLUME 1***
- *Circuits and Systems*
- *Control Engineering*
- *Electrical Power Engineering*
- *Other Related Fields*



# The Comparison of the Input Impedance Measurement of SMPS between the Resonance Method and the Insertion Loss Method

**K. Kiatgamjorn[1], V. Tarateeraseth[2], W. Khan-ngern[1]**

[1]King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand, E-mail: kkveerac@kmitl.ac.th
[2]Srinakharinwirot University, Faculty of Engineering, Ongkharak, Thailand, E-mail: vuttipon@swu.ac.th

***Abstract*- This paper addresses the comparison of the input impedance measurement between the resonance method and the insertion loss method. The result of the input impedance from the measurement can be used to effectively design the EMI filter or to analyze the stability problem of the system when EMI filter is connected.**

## I. Introduction

The input impedance of the switched mode power supplies (SMPS) is essential in its power line electromagnetic interference (EMI) filter design, and when ignored, the system may be not meet EMI regulation. To meet EMI regulation, the EMI filters are one of the most popular applied by industries to suppress EMI problems. According to, the EMI filter performance depends not only on itself. But the selections of the appropriate EMI filter components are also importance to designs EMI filter. The input impedance characteristic ($Z_{in}$) of the SMPS is a key parameter to design the EMI filter effectively. However, it should be noted that the transfer function of the system is effected when the EMI filter is inserted into the system. Therefore, the stability issue may be occurred.

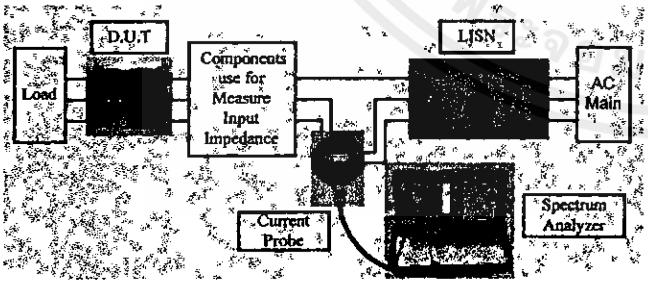



Figure 1. The input impedance measurement setup of SMPS.

There are many paper is presented the method to measure the input impedance of SMPS [1], [2] and [3]. This paper is focused on the measurement of the input impedance of the SMPS and comparison between the resonance method and the insertion loss (IL) method. Two methods to measure the input impedance use the same equipments: the spectrum analyzer and the current probe.The input impedance of SMPS measurement setup is shown in Fig. 1.

Schneider [1] proposed the resonance method to measure the input impedance. This method assumes the SMPS is a Norton circuit with reactive source impedance and employs the quality factor (Q) to solve the input impedance.

Shih [2] proposed the insertion loss method to address the input impedance of SMPS and verified the experimental results by mathmatical expression.

## II. The Input Impedance of SMPS

The three wires system (line, neutral and ground) can be separated as common mode and differential mode. The impedance between the shorted line-neutral terminals and the ground terminal, is defined as a common mode input impedance. While the differential mode input impedance is the impedance between line terminal and neutral terminal. The common mode input impedance and the differential mode input impedance diagrams of SMPS are showed in Fig. 2 (a) and (b), respectively.

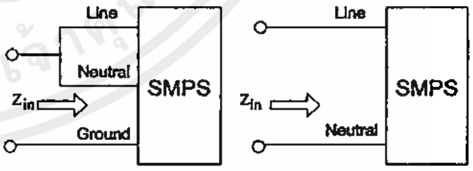



Figure 2. Definition of input impedance
(a) common mode (b) differential mode.

### A. *The Input Impedance Measurement Using the Insertion Loss Method*

The input impedance characteristic ($Z_{in}$) of SMPS can be fined out by insertion loss method. The insertion loss is defined as a ratio of voltages across $R_{LISN}$ before and after the filter element is inserted. The definition of insertion loss is expressed in equation (1).

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$IL = 20 \log \left( \frac{V_{LISN} \text{ without filter}}{V_{LISN} \text{ with filter}} \right) \quad (1)$$

Figs. 3 - 4 show the conducted emission model and deriving $|Z_{in}|$ by the insertion loss method, respectively.

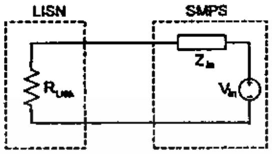



Figure 3. The conducted emission model.

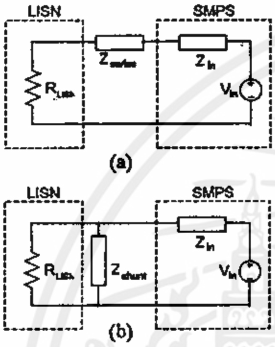



Figure 4. $|Z_{in}|$ by the insertion loss method.

(a) $Z_{series}$ is inserted for common mode input impedance measurement.

(b) $Z_{shunt}$ is inserted for differential mode input impedance measurement.

By the insertion loss method can be separated for two cases. In the first case, the $Z_{series}$ is added with the condition that $|Z_{in}| \gg R_{LISN}$ and $|Z_{series}| \gg |Z_{in}|$. This assumption only uses for measuring common mode input impedance.

$$IL = \frac{\frac{R_{LISN}}{R_{LISN} + Z_{in}} \times V_{in}}{\frac{R_{load}}{R_{LISN} + Z_{in} + Z_{series}} \times V_{in}}$$

$$= 1 + \frac{Z_{series}}{R_{LISN} + Z_{in}}$$

$$\approx 1 + \frac{Z_{series}}{Z_{in}}$$

Since $|IL|$ is normally much greater than 1, then

$$|Z_{in}| \approx \frac{|Z_{series}|}{|IL|} \quad (2)$$

In the case 2, $|Z_{in}| \ll R_{LISN}$ assuming by added a shunt component with $|Z_{shunt}| \ll |Z_{in}|$, the insertion loss can be simplified as follows:

$$IL = \frac{\frac{R_{LISN}}{R_{LISN} + Z_{in}} \times V_{in}}{\frac{R_{LISN} // Z_{shunt}}{R_{LISN} // Z_{shunt} + Z_{in}} \times V_{in}}$$

$$= 1 + \frac{R_{LISN} // Z_{in}}{Z_{shunt}}$$

$$\approx 1 + \frac{Z_{in}}{Z_{shunt}}$$

Similar to the first case $|Z_{in}|$ can be approximated by

$$|Z_{in}| \approx |Z_{shunt}| \times |IL| \quad (3)$$

*B. The Input Impedance Measurement Using the Resonance Method*

Common mode emission is caused by parasitic capacitance to chassis. The charging and discharging of insulator capacitance are the culprit for common mode electromagnetic interference (EMI). Differential mode emission is generated by diode reverse-recovery phenomena. The resonance of conducted EMI can be determined the input impedance of SMPS by assuming that the SMPS is a Norton circuit with reactive impedance as shown in Fig. 5. First, the Norton current source can be obtained by shorts circuit at the load side. Second, the resistive and capacitive impedance of SMPS can be achieved by resonating the load side with added inductor, and the Q of source may be found at the single frequency. The Q of the circuit is defined as

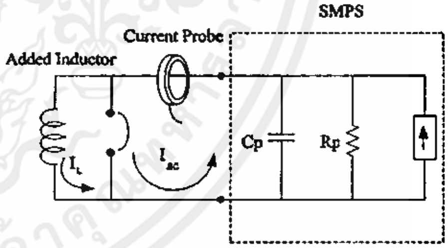



Figure 5. The schematic of resonance method.

$$Q = \frac{I_1}{I_{sc}} \quad (4)$$

Where $I_1$ is the current when adding the inductor at the load side.

$I_{sc}$ is the short circuit current.

The input resistance of SMPS as shown in equation (5)

$$R = Q\omega L \quad (5)$$

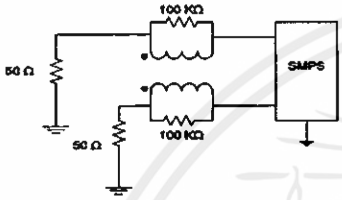
Then, the input capacitance as shown in equation (6)

$$C = \frac{Q}{\omega R} \quad (6).$$

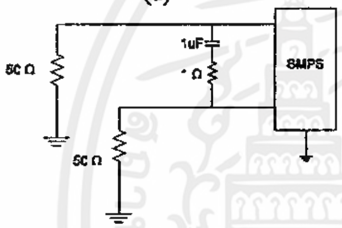
## III. *Test Setup and Experimental Results*

The device under test (DUT) 250 W power supply, input: 200–240 VAC, 3.5 A, output 15 VDC, 3.4 A.

Fig. 6 (a) shows the test setup for common mode input impedance measurement of SMPS by the insertion loss method while Fig. 6 (b) shows the test setup for differential mode input impedance of SMPS by the insertion loss method, respectively [1].

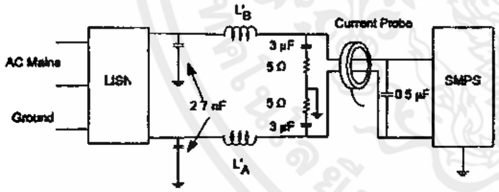



(a)

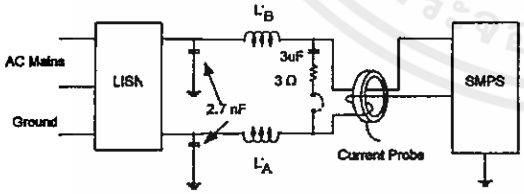



(b)

Figure 6. The test setup of the insertion loss method.
(a) The common mode input impedance measurement.
(b) The differential mode input impedance measurement.




(a)




(b)

Figure 7. The setup of the resonance method.
(a) Common mode input impedance measurement.
(b) Differential mode input impedance measurement.

To measure the common mode input impedance of SMPS by the insertion loss method two the common mode choke "$Z_{series}$" is added two 50 Ω resistors are shown as a equivalent resistor ($R_{LISN}$) of Line Impedance Stabilization Network (LISN) are paralleled (25 Ω). The common mode input impedance of SMPS are derived by equation (2).

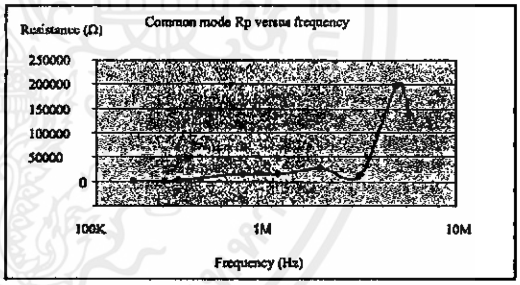
Similarly, the case of the differential mode input impedance of SMPS adds the parallel "$Z_{shunt}$" to SMPS. The $Z_{shunt}$ is the series combination of a 1 Ω resistor and 1 µF capacitor.

Fig. 7. shows the setup of the resonance method. Fig. 7 (a) shows the common mode setup and Fig. 7 (b) shows the differential mode setup.

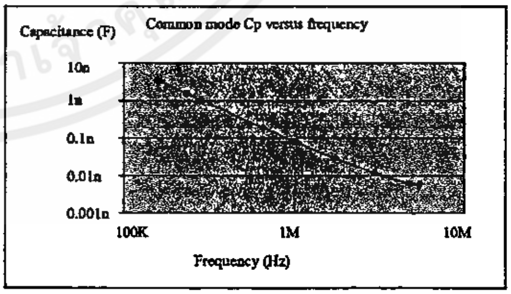
The experimental results of $C_p$ and $R_p$ for common mode and differential mode are shown in Figs. 8-9. In Fig. 8 is the derivation of resonance method for common mode input impedance of SMPS ($C_p$ and $R_p$), by equations (4)-(6). The average of $R_{pCM}$ is 46 kΩ, $C_{pCM}$ is 0.71 nF.

Fig 9 is the derivation of resonance method for differential mode input impedance of SMPS (diode "on") and the average of $R_{pDM}$ and $C_{pDM}$ are 320 kΩ and 0.1 nF, respectively.

The $R_p$ and $C_p$ of the differential mode input impedance is the high source impedance, that is the characteristics of diode reverse-recovery-generated EMI and the low source impedance component is more correctly modeled as a series RL circuit. Its values ranged from 0.5 to 1 µH and 0.5 Ω [4]. Fig. 11 shows the correct differential mode input impedance model.



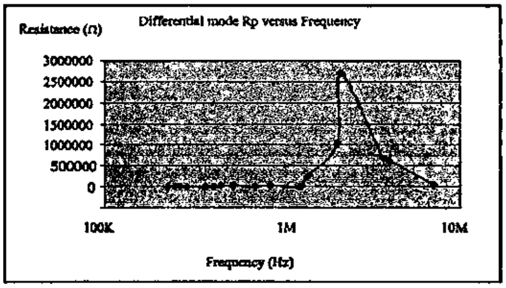

(a)



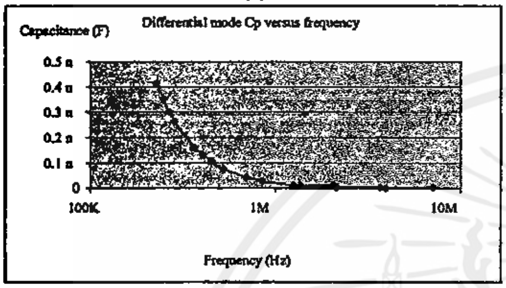

(b)

Figure 8. Common mode input impedance of SMPS by resonance method.
(a) The common mode parallel resistor ($R_{pCM}$) of SMPS.
(b) The common mode parallel capacitor ($C_{pCM}$) of SMPS.

เอกสารนี้ ... การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




(a)

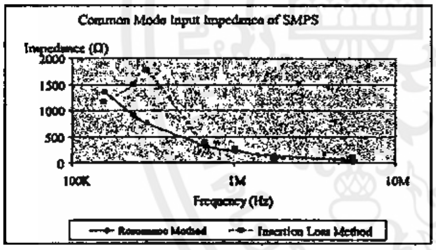



(b)

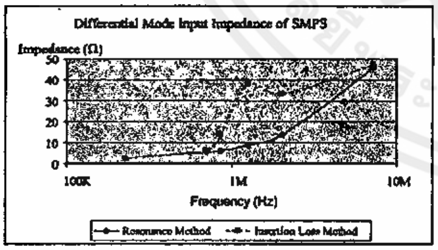
Figure 9. Differential mode input impedance of SMPS by resonance method.

(a) The differential mode parallel resistor ($R_{pDM}$) of SMPS

(b) The differential mode parallel capacitor ($C_{pDM}$) of SMPS.




(a)




(b)

Figure 10. The comparison of the input impedance of SMPS.
(a) The common mode comparison.
(b) The differential mode comparison.

The input impedance using the resonance method ($R_{pCM}$, $C_{pCM}$, $R_{pDM}$ and $C_{pDM}$) is plotted as a bold line shown in Fig. 10. For the insertion loss method, the attenuation for each frequency (150 kHz-30 MHz) is measured, then calculating the $Z_{in}$ of the SMPS as a dash line shown in Fig. 10 (a). The differential mode input impedance comparison between the resonance method and the insertion loss method is shown in Fig. 10 (b). The differential mode input impedance of SMPS has the low value both the resonance method and the insertion loss method. The input impedance values are in the same results about 300 kHz-900 kHz and different after 1 MHz. The common mode input impedance of SMPS has the low value both the resonance method and the insertion loss method. The input impedance values are different before 900 kHz and in the same results about 900 kHz–10 MHz.

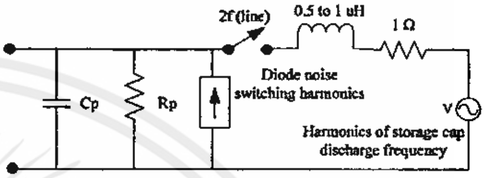



Figure 8. The correct differential mode input impedance model

## IV. Conclusion

The insertion loss method and the resonance method are verified to be the simple and effective choice to measure the characteristic of the input impedance of SMPS. The phase of the input impedance can be found by Hilbert transform [5]. For the insertion loss method may be found the input impedance as the voltage source series with input impedance while the resonance method may be found the input impedance as the current source paralleled with the input impedance.

The experimental results are in the same trend in some frequency range of input impedance values, both common mode and differential mode. The insertion loss method, the input impedance values are calculated by attenuation of the EMI of SMPS, which can use these data to calculate the input impedance of SMPS at all frequency range (150 kHz – 30 MHz).

In the other hand, for the resonance method, the input impedance ($R_p$ and $C_p$) is calculated and averaged the values from 150 kHz-30 MHz. The high source impedance (diode "off") can calculate by equations (4) - (6) However, the low source impedance (diode "on") as the series RL circuit must be selected from 0.5 to 1 µH and roughly 0.5 Ω that makes the error of the differential mode input impedance of SMPS.

## References

[1] Dan Y. Chen, "Measurement of Noise Source Impedance of Off-Line Converters," *IEEE Trans.Power Electron.*,vol. 15, Sep 2000, pp 820-825.

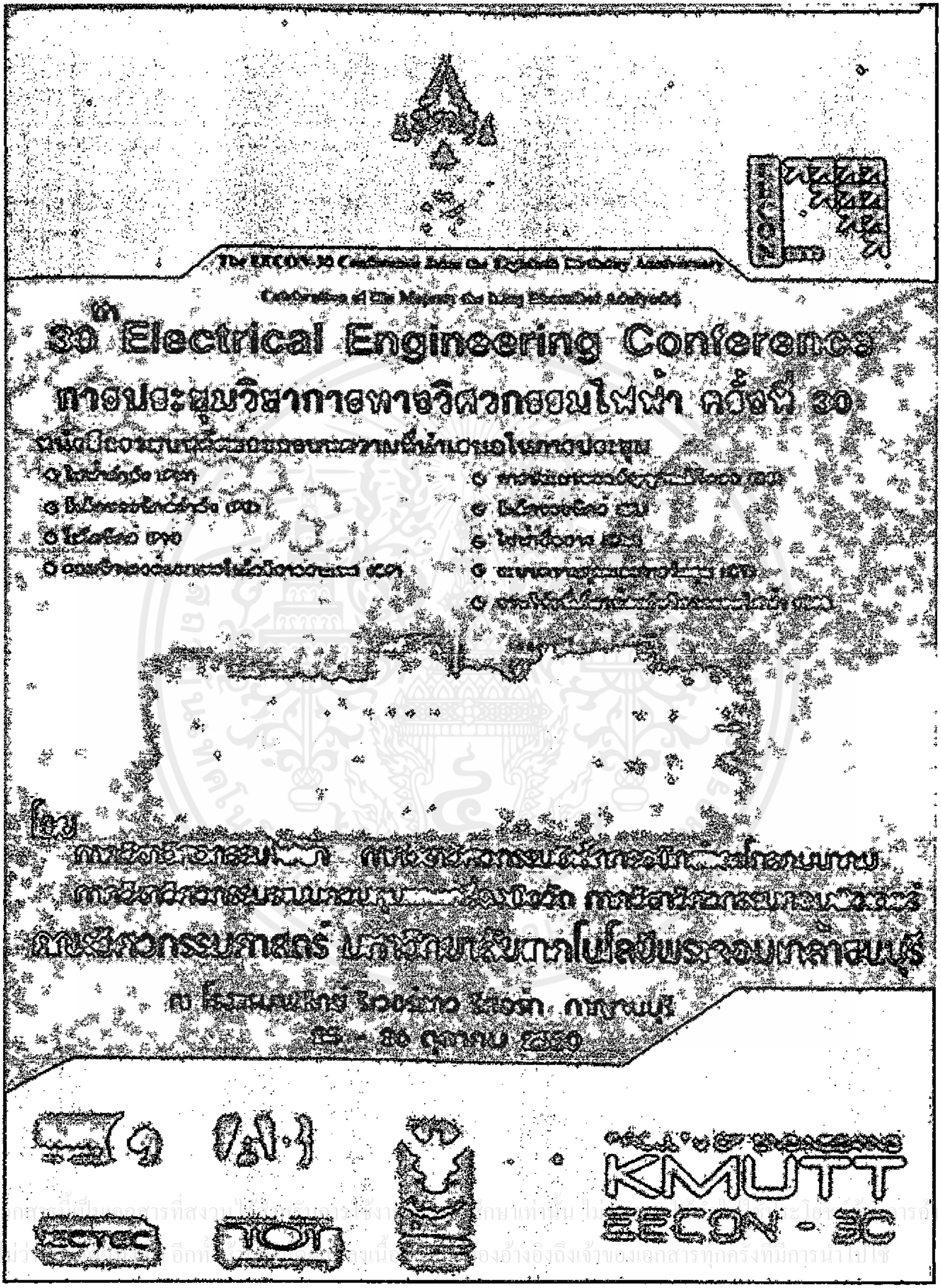
[2] L.M. Schneider, "Noise source equivalent circuit model for off-line converters and its use in input filter design," in Proc.IEEE EMC'83 Symposium, 1983, pp. 167-175.

[3] K.Y. See, J Deng, "Measurement of noise source impedance of SMPS using a two probes approach," *IEEE Trans.Power Electron.*,vol. 19, Issue 3, May 2004, pp 862-868.

[4] M. Nave, *Power Line Filter Design for Switched Mode Power Supplies.* New York: Van Nostrand.1991, pp. 102-110.

[5] F.M. Tesche, "On the use of the Hilbert transform for processing measure CW data," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol.34, Aug 1992, pp 259-266.

ละต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


30 Electrical Engineering Conference
การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
TOT
KMUTT
EECON - 30

# การวิเคราะห์เทคนิคการออกแบบสำหรับวงจรกรองความถี่ในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

# The Analysis of Integrated Inductor Technique for Common Mode and Differential Mode of EMI Filter Design

คฑาวุธ เกียรติกำจร, ปฏิวัติ บุญมา, และ วีระเชษฐ์ ขันเงิน
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
3 หมู่ 2 ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520
โทร 02-7373000 ต่อ 3322 E-mail: s8060209@kmitl.ac.th

DW70


## บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอเกี่ยวกับ การวิเคราะห์เทคนิคการรวมตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างเข้าด้วยกัน เพื่อใช้ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้ปริมาตรเท่ากับขนาดของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมเพียงตัวเดียวเท่านั้น สำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมดผลร่วม และโหมดผลต่างมี 3 รูปแบบ ได้แก่ การพันตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบทั่วไป ในที่นี้เรียกว่าการพันแบบ CM แบบที่สอง คือ การพันตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ integrated common mode choke: ICM ในที่นี้เรียกว่าการพันแบบ ICM และแบบที่สาม คือ การพันตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ proposed integrated common mode choke :PICM ในที่นี้เรียกว่าการพันแบบ PICM โดยจะทำการวิเคราะห์ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง และนำมาประยุกต์ใช้กับวงจรสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งอธิบายการเกิดและวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยแยกเป็นโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง และตัวเหนี่ยวนำแบบใหม่ที่เสนอสามารถนำไปใช้ในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โดยมีผลการจำลองและผลการทดลองยืนยันความสอดคล้องกัน


คำสำคัญ: วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า


## Abstract

This paper 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 simulation and experiment.


Keywords: EMI filter, CM, ICM, PICM

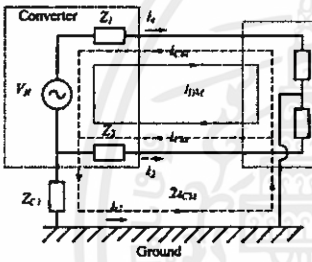
## 1. บทนำ

ในปัจจุบัน ภาระหน้าที่ในการลดทอนสัญญาณรบกวนหรือสิ่งที่ไม่พึงประสงค์ต่างๆจะให้เป็นหน้าที่ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic interference filter) ดังนั้นในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจึงมีความสำคัญมาก เพราะในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ให้มีสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนได้จริงนั้น จะมีความความยุ่งยากในขั้นตอนการออกแบบ เพราะสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่เกิดขึ้นจากแหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่ง (switching mode power supply) หรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่างๆนั้นจะมีรูปแบบสัญญาณรบกวนที่แตกต่างกัน ซึ่งโดยทั่วไปแล้ววงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะประกอบด้วยอุปกรณ์แบบพาสซีฟ คือ ตัวเก็บประจุ $C_X$ และ $C_Y$ ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม (common mode choke: $L_{CM}$) และตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง (differential mode choke: $L_{DM}$) [1] และโครงสร้างของตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วม $L_{CM}$ และตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่าง $L_{DM}$ ที่ใช้จะเป็นแบบแยกแกนเหล็ก โดยที่ตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมเป็นแกนเหล็กชนิดเฟอร์ไรต์ (ferrite core) และตัวเหนี่ยวนำโหมดผลต่างจะเป็นแกนเหล็กชนิดผงโลหะ (powder core) จึงเป็นผลทำให้ขนาดของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ามีขนาดใหญ่ และจากปัญหาของพื้นที่ที่มีจำกัดของผลิตภัณฑ์ ที่ต้องทำให้วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ามีขนาดเล็ก จึงมีความคิดที่ใช้พื้นที่

ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนให้มีพื้นที่น้อยที่สุด และไม่มีผลต่อการระบายความร้อน และที่สำคัญสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้ แต่ถ้าวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ามีขนาดใหญ่อาจทำให้ต้นทุนในการผลิตสูงขึ้น

**1.1 รูปแบบการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ**

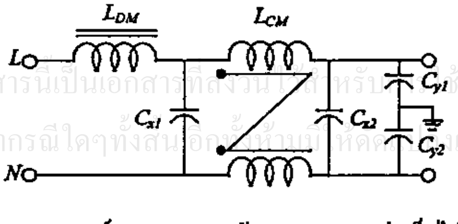
การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำ ที่เกิดจากการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังหรือแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง ของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่มีการสวิตชิ่งที่ความถี่สูง ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงแรงดันต่อเวลา $(dv/dt)$ ซึ่งเกิดในช่วงเริ่มหยุดนำกระแส และผลของการเปลี่ยนแปลงกระแสต่อเวลา $(di/dt)$ ซึ่งเกิดในช่วงเริ่มนำกระแส จะส่งผลให้การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำ โดยการเกิดสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางตัวนำนั้น สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วม (common mode: CM) และการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลต่าง (differential mode: DM) [2-3]




**รูปที่ 1** เส้นทางของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

## 2. วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI filter) คือวงจรกรองที่ใช้สำหรับลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่เกิดจากการทำงานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์ต่างๆหรืออุปกรณ์กำลังไฟฟ้า ในย่านความถี่ตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz และวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีลักษณะการทำงานดังในรูปที่ 2 สำหรับโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโดยทั่วไปจะมีโครงสร้าง คือวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์แบบพาสซีฟ (passive components) ดังแสดงในรูปที่ 2 ซึ่งเห็นได้ว่า วงจรสมมูลของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างจะไม่เหมือนกัน ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะทิศทางการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนของทั้งสองโหมดไม่เหมือนกัน [4-5]




**รูปที่ 2** วงจรสมมูลย์ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

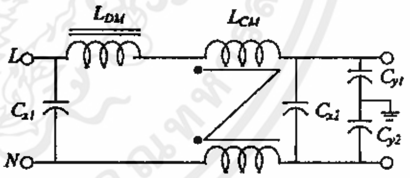
### 2.1 การลดทอนสัญญาณรบกวน

การลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า จะหาได้จากสัญญาณของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ลดลง ขณะเมื่อใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับขณะที่ไม่ใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า และในการหาค่าอัตราการกรองสัญญาณรบกวนของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (insertion loss: $IL_{dB}$) [6]

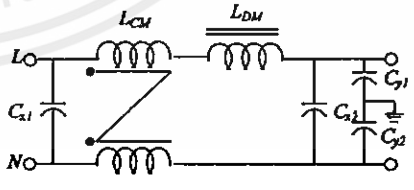
$$IL_{(dB)} = 20\log\left(\frac{V_{LISN}\ without\ filter}{V_{LISN}\ with\ filter}\right) \qquad (1)$$

### 2.2 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

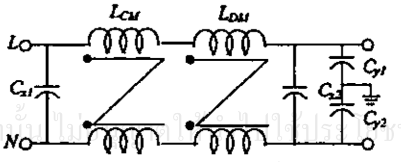
วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนมากใช้สำหรับขจัดสิ่งที่ไม่พึ่งปรารถนา และสัญญาณรบกวนต่างๆ ที่ไม่ต้องการ และลดทอนสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในทางสายตัวนำที่เกิดจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง โดยทั่วไปวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ามีโครงสร้าง คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (low-pass filter) ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์พาสซีฟ (passive components) บทความฉบับนี้จะเป็นการนำเสนอรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างทั้งหมด 3 แบบการพัน ของวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในรูปที่ 3 แสดงการพันแบบ CM และการพันแบบ ICM ดังในรูปที่ 4 และในรูปที่ 5 แสดงการพันแบบ PICM ในส่วนแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน คือ วงจรชุคคอนเวอร์เตอร์ (Cuk converter) มีพิกัดกำลังไฟฟ้า 100 วัตต์ แรงดันด้านอินพุต 24 โวลต์ ความถี่สวิตชิ่ง 50 กิโลเฮิรตซ์ และแรงดันด้านออก 48 โวลต์




**รูปที่ 3** การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบทั่วไป




**รูปที่ 4** การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ ICM



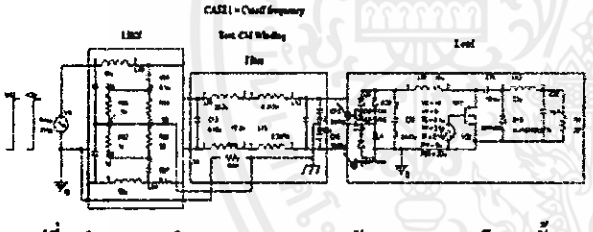

**รูปที่ 5** การพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างแบบ PICM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ ... ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ... เนื้อหา และ ... ที่มีการนำไปใช้

## 3. ผลการจำลองและทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่แตกต่างกัน ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอรูปแบบการพันทั้ง 3 แบบ และในการทดสอบจะทำการวัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ โดยวัดผลสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม ในรูปแบบของสัญญาณรบกวนเพื่อนำไปหาค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน และในการจำลองวงจรกรองสัญญาณรบกวนจะเป็นการจำลองการทำงานวงจรกรองเพื่อหาค่าอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน แล้วนำมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองจริง โดยทดสอบเงื่อนไขที่ว่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่จุดเปลี่ยนความถี่เดียวกัน จะแสดงผลการทดสอบสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่ไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และในหัวข้อนี้แสดงผลการจำลองและทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนขณะที่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน โดยมีเงื่อนไข คือ วงจรกรองสัญญาณรบกวนของการพันทั้ง 3 แบบจะออกแบบที่จุดเปลี่ยนความถี่เดียวกันทั้งโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง

รูปที่ 6 แสดงวิธีการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันขดลวดทั้ง 3 แบบ โดยการจำลองนั้นประกอบด้วยวงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN) และวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่มีการพันขดลวดทั้ง 3 แบบ

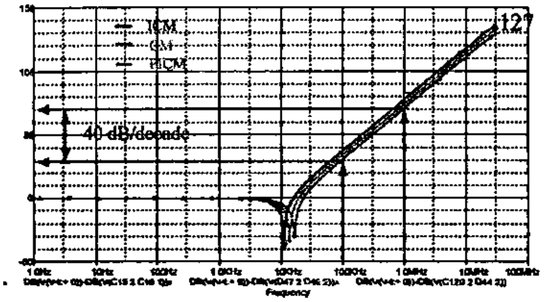


รูปที่ 6 จำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนโหมดทั้ง 3 โหมด

วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ทดลองจริงประกอบด้วยวงจรกรองแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ CM, ICM และ PICM แสดงในรูปที่ 7 เรียงลำดับจากซ้ายไปขวา

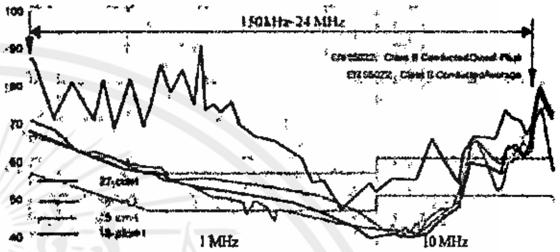
รูปที่ 7 วงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของการพันทั้ง สามแบบ

รูปที่ 8 แสดงการเปรียบเทียบอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบการจำลอง และจากรูปมีค่าความชันเท่ากับ ทั้ง 3 แบบการจำลองที่มีการพันแบบ CM, ICM และ PICM



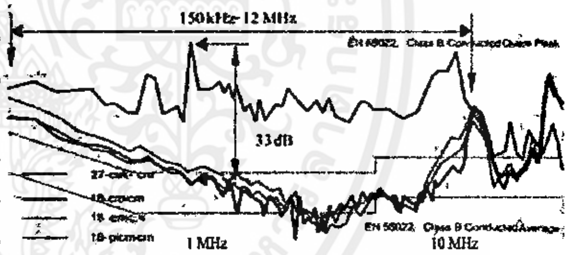

รูปที่ 8 อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบการจำลอง

และในรูปที่ 9 แสดงเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมโดยเปรียบเทียบระหว่างก่อนใส่และหลังใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

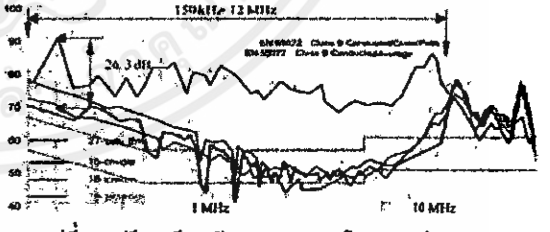



รูปที่ 9 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม (Total)

และในรูปที่ 10 – 11 แสดงเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม (CM) และโหมดผลต่าง (DM) โดยเปรียบเทียบระหว่างก่อนใส่และหลังใส่วงจรกรองสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า



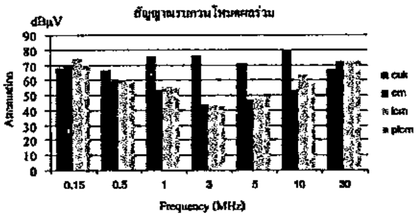

รูปที่ 10 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม (CM)



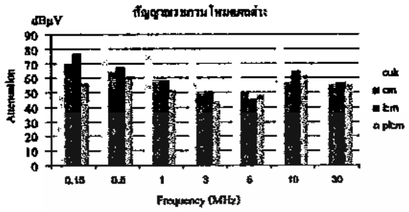

รูปที่ 11 เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (DM)

ผลการทดสอบวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ขณะที่มีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน แสดงผลของสัญญาณรบกวนทั้ง 3 โหมด คือ โหมดผลร่วม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม และจากตารางจะแสดงค่าสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่างๆ และสามารถพล็อทกราฟได้ดังในรูปที่ 12 - 14 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดการทำงานต่างๆ ขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน

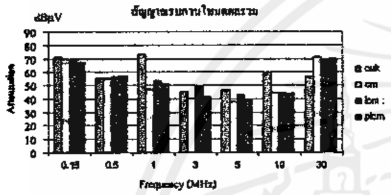
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น ... และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 12** เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม (CM) ขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง




**รูปที่ 13** เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (DM) ขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง




**รูปที่ 14** เปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม (Total) ขณะมีวงจรกรองกับไม่มีวงจรกรอง

จากรูปที่ 11 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และจากการทดสอบพบว่าวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบสามารถลดทอนสัญญารบกวนได้มากในช่วงความถี่ 1 MHz – 10 MHz ประมาณ 20 dB และจากรูปที่ 13 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างขณะมีวงจรกรองสัญญารบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญารบกวน และผลจากการทดสอบแล้วพบว่าที่ความถี่500 kHz – 10 MHz สามารถลดทอนสัญญารบกวนได้มากถึง 31.7 dB สำหรับการพันแบบ PICM

จากรูปที่ 14 จะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมขณะมีวงจรกรองสัญญาณรบกวนกับไม่มีวงจรกรองสัญญาณรบกวน และผลจากการทดสอบพบว่าที่ความถี่ 1 MHz จะสามารถลดทอนสัญญารบกวนได้มากถึง 26 dB สำหรับการพันแบบ CM และน้อยที่สุด 19.6 dB สำหรับการพันแบบ ICM

## 4.สรุปผลการทดสอบและการวิเคราะห์ผลการทดสอบ

ผลการทดสอบเงื่อนไขที่ว่าการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนที่จุดเปลี่ยนความถี่เดียวกัน สามารถสรุปได้ว่าเมื่อพิจารณาโหมดผลร่วม ที่จุดเปลี่ยนความถี่ที่ความถี่ 821 kHz การพันแบบ PICM สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด ถึง 33 dB และเมื่อพิจารณาโหมดผลต่าง ที่จุดเปลี่ยนความถี่ที่ความถี่ 224 kHz การพันแบบ CM สามารถลดทอนสัญญาณรบกวนได้มากที่สุด ถึง 32.7 dB

จากการทดสอบวงจรกรองสัญญารบกวนที่มีรูปแบบการพันตัวเหนี่ยวนำโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่แตกต่างกัน มีความสามารถในการลดทอนสัญญาณรบกวนในโหมดผลร่วม โหมดผลต่าง และโหมดผลรวม ได้ใกล้เคียงกัน เนื่องจากการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนออกแบบที่จุดเปลี่ยนความถี่เดียวกัน

จากการทดสอบวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ เห็นว่าที่ความถี่สูงตั้งแต่ 10 MHz - 30 MHz ยังมีผลของสัญญารบกวนที่สูงกว่าเส้นขีดกำจัดมาตรฐานกำหนด เป็นผลมาจากค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรหรือ เป็นผลมาจากการวางตัวอุปกรณ์

จากการจำลองการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนทั้ง 3 แบบ จะเห็นว่าค่าความชันและอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนโหมดผลรวมจะมีค่าเท่ากัน และเมื่อทำการเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองยังมีความแตกต่างกันมาก เนื่องจากจำลองการทำงานยังไม่ได้รวมผลของค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรกรองสัญญาณรบกวน และวงจรชุดคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาทำการทดสอบ

## เอกสารอ้างอิง


[1] 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.

[2] Dongbin Zhang and Dan Y. Chen, "Non-intrinsic differential mode noise in switching power supplies" *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, 1998, pp. 1131-1133.

[3] J. C. Fluke, Sr. Controlling Conducted Emissions by Design. New York : Van Nostrand Reinhold, c1991.

[4] Ott, H.W., "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems", John Wiley & Sons, 2nd edition, 1988.

[5] 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.

[6] Clayton R. Paul " Introduction to Electromagnetic Compatibility". John Wiley & Sons, Inc 1992

**ฤทาวุธ เกียรติกำจร** สำเร็จการศึกษา วศ.บ จากมหาวิทยาลัยขอนแก่น(ไฟฟ้า) ปัจจุบันกำลังศึกษาต่อที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

**ปฏิวัติ บุญมา** สำเร็จการศึกษา วศ.บ จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร (ไฟฟ้า) และ วศ.ม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง (ไฟฟ้า)

**วีระเชษฐ์ ขันเงิน** สำเร็จการศึกษา วศ.บ. และ วศ.ม. (ไฟฟ้า) จาก สจล., Ph. D. (Electrical Engineering) จาก Imperial College, University of London, UK.ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สจล.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# The Study of Input Impedance of Switched Mode Power Supply

K. Kiatgamjorn[1], P. Boonma[2], W. Khan-ngern[1]

[1]King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),
Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand, E-mail: kkveerac@kmitl.ac.th
[2]Rajamangala University of Technology Suvarnabhumi, Faculty of Engineering,
Supanburi, Thailand, E-mail: patiwat_arse@hotmail.com

***Abstract*- This paper proposes the input impedance measurement technique of a switching mode power supply (SMPS) by the insertion loss approach. The insertion loss approach with the assumption condition is described. The common mode and the differential mode impedance are the key parameters which can be used to design the EMI filter effectively.**

## I. Introduction

The input impedance of the SMPS is essential in its power line electromagnetic interference (EMI) filter design, and when ignored, the system may not meet EMI regulation. To meet EMI regulation, the EMI filter is one of the most popular applied by industries to suppress EMI problems. According to, the EMI filter performance depends not only on itself, but the selection of the appropriate EMI filter components is also importance to designs EMI filter. The input impedance characteristic ($Z_{in}$) of the SMPS is a key parameter to design the EMI filter effectively [1]-[4]. However, it should be noted that the transfer function of the system is affected when the EMI filter is inserted into the system. Therefore, the stability issue may be occurred.

The next section describes the input impedance of the SMPS. The optimized operating condition is described. The test setup with SMPS as the equipment under test is presented. The common mode (CM) and differential mode (DM) impedance are focused and analyzed. The EMI measuring experiment shows the effectiveness of the EMI filter design to confirm the benefit of the predicted input impedance.

## II. The Input Impedance of SMPS

The three wires system (line, neutral and ground) can be separated as common mode and differential mode operating shown in Figure 1. The impedance between the path of line-neutral terminals and the ground terminal is defined as a common mode input impedance. While the differential mode input impedance is the impedance between line terminal and neutral terminal. The common mode input impedance and the differential mode input impedance diagrams of SMPS are shown in Fig. 2 (a) and (b), respectively.

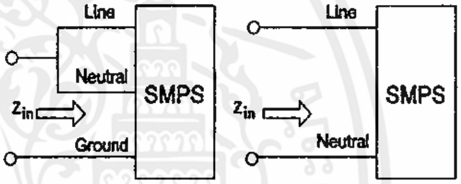



**Figure 1. Definition of input impedance (a) common mode (b) differential mode.**

The input impedance characteristic ($Z_{in}$) of the SMPS can be found out by insertion loss approach. The insertion loss is defined as a ratio of voltages across $R_{LISN}$ before and after the filter element is inserted. The definition of insertion loss is expressed in equation (1).

$$IL = 20 \log \left(\frac{V_{LISN}\, without\ filter}{V_{LISN}\, with\ filter}\right) \qquad (1)$$

Figures. 2-3 show the conducted emission model and deriving $|Z_{in}|$ by the insertion loss approach, respectively.

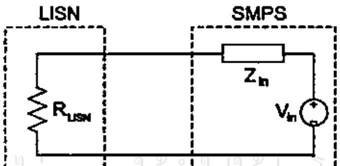



**Figure 2. The conducted emission model**

เอกสารนี้...เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่...และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

978-1-4244-2101-5/08/$25.00 ©2008 IEEE 

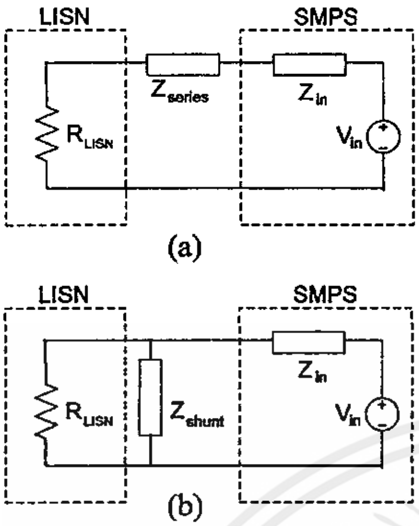



**Figure 3.** $|Z_{in}|$ for the insertion loss approach.

(a) $Z_{series}$ is inserted for CM input impedance measurement.

(b) $Z_{shunt}$ is inserted for DM input impedance measurement.

The insertion loss approach can be divided into two cases. In the first case, $Z_{series}$ is added with the condition that $|Z_{in}| \gg R_{LISN}$ and $|Z_{series}| \gg |Z_{in}|$. This assumption uses only for measuring common mode input impedance as the following equation.

$$IL = \frac{\dfrac{R_{LISN}}{R_{LISN}+Z_{in}} \times V_{in}}{\dfrac{R_{load}}{R_{LISN}+Z_{in}+Z_{series}} \times V_{in}}$$

$$= 1 + \frac{Z_{series}}{R_{LISN}+Z_{in}}$$

$$\approx 1 + \frac{Z_{series}}{Z_{in}}$$

Since $|IL|$ is normally much greater than 1, then

$$|Z_{in}| \approx \frac{|Z_{series}|}{|IL|} \qquad (2)$$

The second case, $|Z_{in}| \ll R_{LISN}$ assuming by added a shunt component with $|Z_{shunt}| \ll |Z_{in}|$, the insertion loss can be simplified as follows:

$$IL = \frac{\dfrac{R_{LISN}}{R_{LISN}+Z_{in}} \times V_{in}}{\dfrac{R_{LISN}//Z_{shunt}}{R_{LISN}//Z_{shunt}+Z_{in}} \times V_{in}}$$

$$= 1 + \frac{R_{LISN}//Z_{in}}{Z_{shunt}}$$

$$\approx 1 + \frac{Z_{in}}{Z_{shunt}}$$

It is similar to the first case $|Z_{in}|$ can be approximated by

$$|Z_{in}| \approx |Z_{shunt}| \times |IL| \qquad (3)$$

## III. Test Setup and Experimental Results

The equipment under test (E.U.T.) is selected as Cúk converter, input: 12.5 VDC, output 25 VDC, 0.5 A.

To measure the common mode input impedance of SMPS by the insertion loss approach, two common mode choke "$Z_{series}$" are added with two 50 Ω resistors. Equivalent resistors ($R_{LISN}$) of the LISN are paralleled. The common mode input impedance of SMPS is derived by equation (2).

For this experiment, three size of inductors use to calculate the common mode input impedance of Cúk converter. Figure 4 is shown the inductors

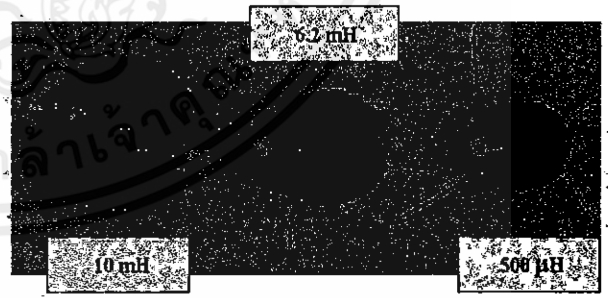



**Figure 4.** The inductors for determine the common mode input impedance of E.U.T.

It is similar to the case of the differential mode input impedance of SMPS adds the parallel "$Z_{shunt}$" to the SMPS. The $Z_{shunt}$ is the series combination of a 1 Ω resistor and capacitors. The differential mode input impedance of SMPS is derived by equation (3).

Three size of capacitors use to calculate the differential mode input impedance of Cúk converter. Figure 5 is shown the capacitors

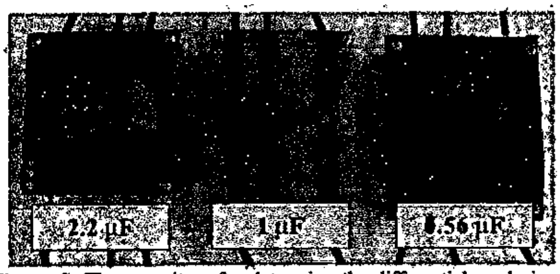


**Figure 5.** The capacitors for determine the differential mode input impedance of E.U.T.

The method to measure the input impedance uses the spectrum analyzer and the current probe. The input impedance of cúk converter measurement setup is shown in Figure. 6.

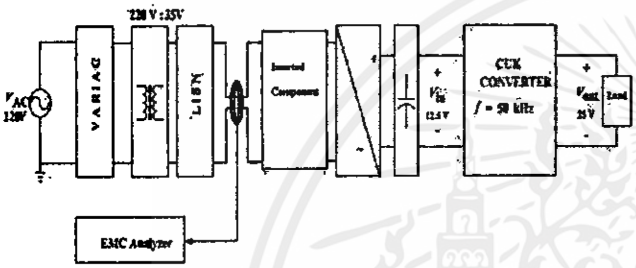
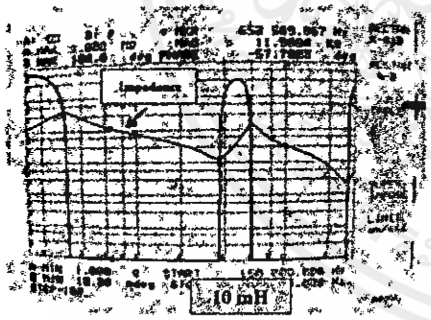
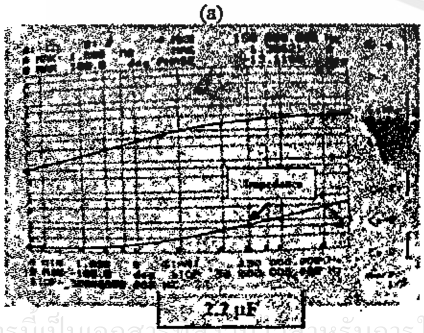


**Figure 6.** Test setup circuit

The impedance of the $Z_{series}$ is shown in figure 7 (a). Figure 7 (b) shows the impedance and phase of the $Z_{shunt}$.



(a)



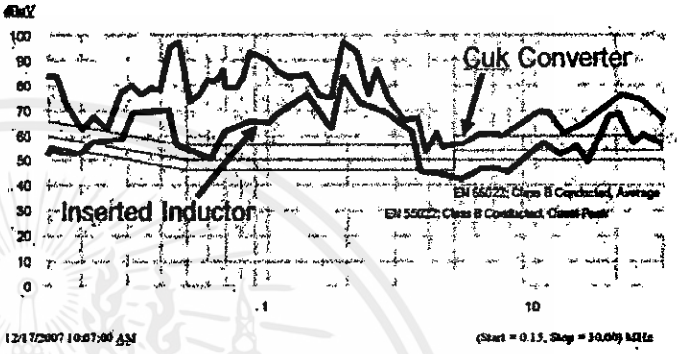
(b)

**Figure 7** The impedance measurement from impedance analyzer

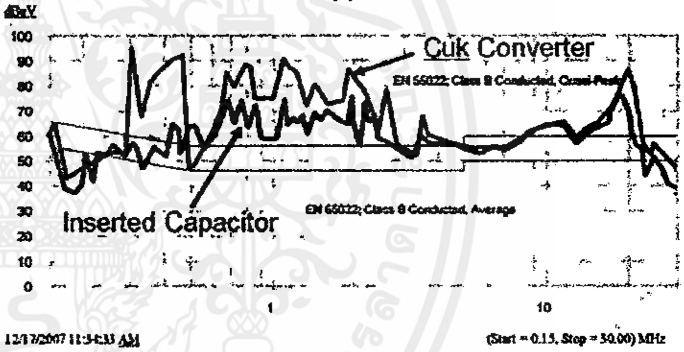
(a) The impedance of $Z_{series}$

(b) The impedance of $Z_{shunt}$

The insertion loss of must be known for calculate the input impedance of cúk converter. Determine the insertion loss from voltage at LISN before inserted inductor minus voltage at LISN after inserted inductor for each frequency. The noise spectrum is shown in figure 8 (a). And determine the insertion loss from voltage at LISN before inserted capacitor minus voltage at LISN after inserted inductor for each frequency. The noise spectrum is shown in figure 8 (b).



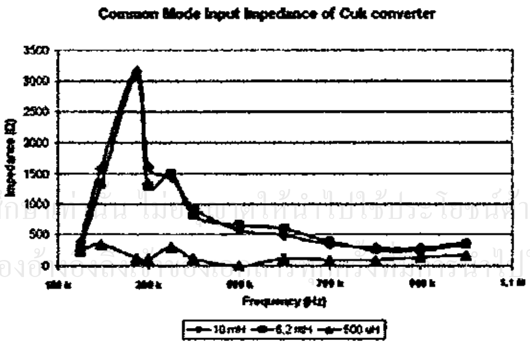
(a)



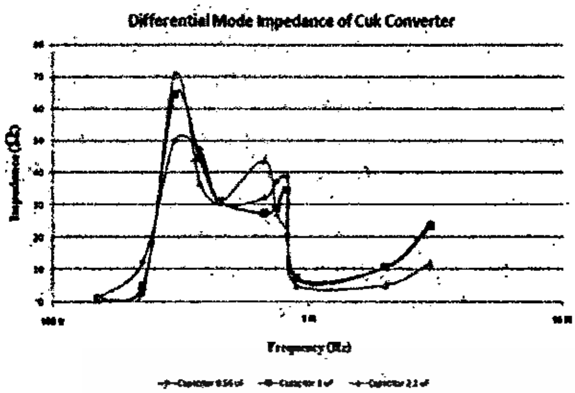
(b)

**Figure 8.** The noise spectrum for determine the insertion loss
(a)The common mode noise spectrum of SMPS.
(b)The differential mode noise spectrum of SMPS

The input impedance of SMPS can be calculated by the insertion loss approach from equation 2 and 3. The input impedance of SMPS is shown in figure 8 (a)–(b). Figure 8 (a) is shown the common mode input impedance of SMPS from 150 kHz – 30 MHz. Similarly, the differential mode input impedance of SMPS is shown in figure 8 (b).



(a)




(b)

**Figure 9.** The input impedance of. cúk converter
(a)The common mode input impedance of cúk converter.
(b)The differential mode input impedance of cúk converter

The common mode input impedance of cúk converter is shown in 3 lines in figure 9(a). The 500 µH line shows the error calculation because the inductance of the inserted component is less than the input impedance of cúk converter.

In order to determine the common mode input impedance of cúk converter, the inductance of inserted component must be greater than the input impedance. If the inductance of inserted component less than input impedance, the insertion loss could not determined. (3)-(5)

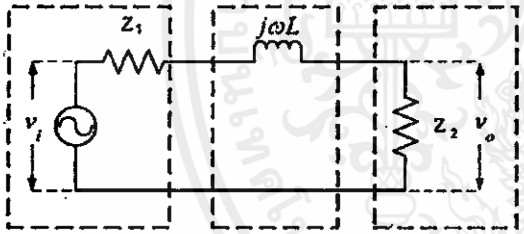



**Figure 9.** Insertion loss of common mode circuit

$$IL = 20\log\left[1+\frac{Z_{ind}}{Z_{sum}}\right] \quad (3)$$

$$Z_{sum} = Z_1 + Z_2 \quad (4)$$

$$Z_{ind} >> Z_{sum} \quad (5)$$

To determine the differential mode input impedance of cúk converter, the capacitance of inserted component must be less than the input impedance. If the capacitance of inserted component greater than input impedance, the insertion loss could not determined. (6)-(8)

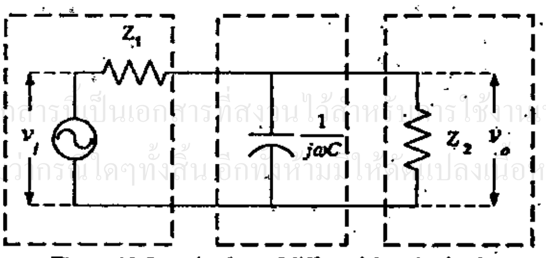



**Figure 10.** Insertion loss of differential mode circuit

$$IL = 20\log\left[1+\frac{Z_p}{Z_c}\right] \quad (6)$$

$$Z_p = Z_1 // Z_2 \quad (7)$$

$$Z_c \ll Z_p \quad (8)$$

After the input impedance of cúk converter is determined, The EMI filter can be designed.[5]

## IV. Conclusion

The common mode and the differential mode input impedance of SMPS are the key parameters which can be used to design the EMI filter effectively. The insertion loss method is verified to be the simple and effective choice to measure the characteristic of the input impedance of SMPS. The phase of the input impedance can be found by Hilbert transform [6].

## V. References

[1] Dan Y. Chen, "Measurement of Noise Source Impedance of Off-Line Converters," *IEEE Trans.Power Electron.*,vol. 15, Sep 2000, pp 820-825.

[2] L.M. Schneider, "Noise source equivalent circuit model for off-line converters and its use in input filter design," in Proc.IEEE EMC'83 Symposium, 1983, pp. 167-175.

[3] K.Y. See, J Deng, "Measurement of noise source impedance of SMPS using a two probes approach," *IEEE Trans.Power Electron.*,vol. 19, Issue 3, May 2004, pp 862-868.

[4] M. Nave, *Power Line Filter Design for Switched Mode Power Supplies.* New York: Van Nostrand.1991, pp. 102-110.

[5] Sheng Ye, Wilson Eberle and Yan-Fei Liu "A Novel EMI Filter Design Method for Switching Power Supplies," *IEEE Trans.Power Electron.*,vol. 19, Nov 2004, pp 1668-1678.

[6] F.M. Tesche, "On the use of the Hilbert transform for processing measure CW data," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol.34, Aug 1992, pp 259-266.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ประวัติผู้เขียน

นายคทาวุธ เกียรติกำจร เกิดเมื่อวันที่ 6 มีนาคม พ.ศ. 2525 ที่จังหวัดสระบุรี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น ในปีการศึกษา 2548 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2548

ในปี พ.ศ. 2548 - 2549 ได้เข้าร่วมเป็นคณะทำงาน ในตำแหน่ง ผู้ช่วยนักวิจัย โครงการศึกษาภาพรวมและจัดทำเส้นทางเทคโนโลยีของชาติ ชุดโครงการวิจัยแห่งชาติ ด้านการพัฒนาคอมพิวเตอร์ซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์ โดยมี รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ขันเงิน เป็นหัวหน้าโครงการ ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยเพื่อพัฒนาเศรษฐกิจและสังคม ด้านวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี จากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ

ปี พ.ศ. 2549 - 2551 ได้เข้าร่วมเป็นคณะทำงาน ในตำแหน่ง ผู้ช่วยนักวิจัย โครงการพัฒนาบุคลากรของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคให้เป็นผู้เชี่ยวชาญด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยมี รศ. ดร. วีระเชษฐ์ ขันเงิน เป็นหัวหน้าโครงการ ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค

มีความสนใจในด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า, การศึกษาอิมพีแดนซ์ภายในของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิ่ง และวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และมีบทความที่ได้รับการตีพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยทั้งหมด 3 บทความ

1. The Comparison of the Input Impedance Measurement of SMPS between the Resonance Method and the Insertion Loss Method
2. การวิเคราะห์เทคนิคการออกแบบสำหรับวงจรกรองความถี่ในโหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง
3. The Study of Input Impedance of Switched Mode Power Supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้