

วงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ประเภทชนิดโครงข่ายแบบวี
สำหรับการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายส่ง

A V-NETWORK LINE IMPEDANCE STABILIZATION NETWORK FOR
CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCES DIAGNOSTIC



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของเอกสารที่ขอสงวนลิขสิทธิ์ของศูนย์วิจัยวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยี
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สารนิพนธ์วิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2009-EN-M-020-967

วงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ประธานชนิดโครงข่ายแบบวี
สำหรับการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

A V-NETWORK LINE IMPEDANCE STABILIZATION NETWORK FOR
CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCES DIAGNOSTIC



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน...82709...
วัน,เดือน,ปี...22 ก.ค. 2551

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา พ.ศ.2551 ให้อิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**A V-NETWORK LINE IMPEDANCE STABILIZATION NETWORK FOR
CONDUCTED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCES DIAGNOSTIC**



**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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา **2008** อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL-2008-EN-M-020-367



COPYRIGHT 2008

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG ไม่ควรตีใจจนเกินไป กรุณาแจ้งที่มาและสงวนลิขสิทธิ์ไว้ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ประชนาชนิดโครงข่ายแบบวี สำหรับการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ
นักศึกษา	นายดำรง สกุลหิริรักษ์
รหัสประจำตัว	48060210
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ประชนาชนิดโครงข่ายแบบวี สำหรับการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่ได้ประยุกต์โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบวีเข้ากับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ทำให้สามารถวิเคราะห์องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทั้งสองโหมด คือ โหมดผลต่าง และ โหมดผลร่วมได้ อีกทั้งยังสามารถใช้ในการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของอุปกรณ์ต่างๆตามที่มาตรฐานที่เกี่ยวข้องทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากำหนดไว้ได้ ซึ่งวงจรที่ออกแบบนี้มีข้อดี คือ มีช่องสัญญาณด้านออกถึง 4 ช่อง ทำให้สามารถวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจากสายตัวนำไลน์ และนิวทอล หรือเลือกวัดผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง และ โหมดผลร่วมได้พร้อมกัน ทำให้เป็นโครงข่ายที่มีประสิทธิภาพสูง อีกทั้งยังมีราคาที่ถูกกว่ามากเมื่อเปรียบเทียบกับโครงข่ายเชิงพาสซีฟ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการออกแบบ และการพิสูจน์คุณสมบัติของโครงข่ายทั้งการคำนวณด้วยหลักการทางคณิตศาสตร์ การจำลองระบบ และการทดสอบวัดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	A V-Network Line Impedance Stabilization Network for Conducted Electromagnetic Interferences Diagnostic
Student	Mr. Damrong Sakulhirak
Student ID,	48060210
Degree	Master of Engineering (Electrical Engineering)
Program	Electrical Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Werachet Khan-ngern

ABSTRACT

This thesis proposes a development of V-network line impedance stabilization network for conducted electromagnetic interferences diagnostic which modified from the line impedance stabilization network and noise separator. Therefore, this network can investigate the conductor noise components which are composed of the differential mode and the common mode. Moreover, it can test the equipment under test (EUT) to comply with the related EMC standards. The advantage of the proposed network is to measure the total noise from the line and neutral, the differential mode and common mode noise simultaneously using four output ports. From those reasons, the network is very useful for university EMC laboratory and precompliance laboratory due to these performances and the lower cost. To prove the proposed network, this thesis describes how to analyze and design the network by mathematic, simulation and confirmed with the experiment.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
Abstract.....	II
คำสำคัญของวิทยานิพนธ์.....	III
กิตติกรรมประกาศ.....	IV
สารบัญ.....	V
สารบัญตาราง.....	X
สารบัญรูป.....	VI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	4
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	6
1.6 ขั้นตอนการวิจัย.....	7
บทที่ 2 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าและสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	9
2.1 นิยามความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....	9
2.2 ปรากฏการณ์ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC phenomena).....	11
2.2.1 ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่ต่ำ.....	11
2.2.2 ปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่ต่ำ.....	13
2.2.3 ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่สูง.....	14
2.2.4 ปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่สูง.....	15
2.3 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	18
2.3.1 สัญญาณรบกวน โหมดผลต่างทางสายตัวนำ (Conducted differential mode).....	19
2.3.2 สัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมทางสายตัวนำ (Conducted common mode).....	20
2.4 มาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	21
2.5 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	23
2.5.1 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้า ของสัญญาณรบกวน.....	24

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5.2 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้า ของสัญญาณรบกวน.....	26
สรุป.....	27
บทที่ 3 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์และทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	29
3.1 บทนำ.....	29
3.2 ความรู้เบื้องต้นของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์.....	30
3.2.1 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบ V-network.....	30
3.2.2 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบ Δ -network.....	32
3.3 องค์ประกอบของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ชนิด V-network แบบ 50 Ω /50 μ H + 5 Ω	34
3.3.1 ตัวต้านทาน.....	35
3.3.2 ตัวเก็บประจุ.....	38
3.3.3 ตัวเหนี่ยวนำ.....	40
3.3.4 ตัวถังของ LISN (Case of box).....	41
3.3.5 ระบบกราวด์ (Grounding).....	42
3.4 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ.....	46
3.4.1 การคำนวณเพื่อออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ.....	46
3.4.2 การเลือกปลอกเพื่อใช้เป็นแกนอากาศของตัวเหนี่ยวนำ.....	52
สรุป.....	52
บทที่ 4 อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ.....	54
4.1 บทนำ.....	54
4.2 การหาค่าสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและโหมคผลร่วมทางสายตัวนำ.....	55
4.3 ทบทวนบทความอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	57
4.3.1 โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ (RF current probe).....	57
4.3.2 วงจรของ Paul and Hardin (Paul & Hardin network).....	60
4.3.3 วงจรของ Mark J. Nave (DM rejection network).....	62
4.3.4 วงจรของ Ting Guo.....	63
4.3.5 วงจรของ Hsin-Lung Su (CM and DM noise diagnostic circuit).....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3.6 วงจรของ M. Chiado Caponet.....	65
4.3.7 วงจรของ Shuo Wang.....	66
4.4 คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	67
4.4.1 ค่าอิมพีแดนซ์ทางค่านเข้าต้องเป็น 50 Ω และต้องเป็นอิสระจากอิมพีแดนซ์ ของแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆ.....	67
4.4.2 สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างที่วัดได้ต้องมีค่าเป็น $\left \frac{V_{LG} - V_{NG}}{2} \right $ และ สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่วัดได้ต้องมีค่าเป็น $\left \frac{V_{LG} + V_{NG}}{2} \right $	68
4.4.3 การรบกวนกันของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมและโหมคผลต่างที่วัดได้ ควรมีค่าน้อย.....	69
4.5 สแกตเตอร์ริงพารามิเตอร์ (Scattering Parameter: S - parameter).....	70
4.6 การวิเคราะห์คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ผ่านมา.....	76
4.6.1 การวิเคราะห์โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ (RF current probe).....	77
4.6.2 การวิเคราะห์วงจรของ Paul and Hardin (Paul & Hardin network).....	78
4.6.3 การวิเคราะห์วงจรของ Mark J. Nave (DM rejection network).....	79
4.6.4 การวิเคราะห์วงจรของ Ting Guo (0°/180° Power combiner).....	81
4.6.5 การวิเคราะห์วงจรของ Hsin-Lung Su (CM and DM noise diagnostic circuit).....	82
4.6.6 การวิเคราะห์วงจรของ M. Chiado Caponet.....	82
4.6.7 การวิเคราะห์วงจรของ Shuo Wang.....	83
สรุป.....	85
บทที่ 5 การออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์.....	86
5.1 บทนำ.....	86
5.2 องค์ประกอบของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์และคุณลักษณะทางความถี่.....	88
5.2.1 องค์ประกอบที่ถูกผลิตขึ้นจากกระบวนการอุตสาหกรรม.....	89
5.3 การออกแบบและทดสอบ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่หนึ่ง (LISN Model-1) ชนิด V-network แบบ 50 Ω/50 μH + 5 Ω.....	99
5.3.1 การออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่หนึ่งมีการนำไปใช้ ไม่ว่ากรณีใดๆ.....	99
5.3.2 การทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่หนึ่ง.....	101

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.4	การออกแบบและทดสอบ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่สอง (LISN Model-2) ชนิด V – network แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$	103
5.4.1	การออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่สอง.....	103
5.4.2	การทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่สอง.....	105
5.5	การออกแบบและทดสอบ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model) ชนิด V – network แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$	107
5.5.1	การออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ.....	107
5.5.2	การทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ.....	109
สรุป	110
บทที่ 6	การทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลองโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ	112
6.1	บทนำ.....	112
6.2	การจำลองระบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ชนิด V-network แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ ด้วยโปรแกรม PSpice.....	114
6.3	การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ.....	116
6.4	การทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ.....	124
6.5	การทดสอบอุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขณะจ่ายโหลดต่อเนื่อง.....	130
6.6	การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	133
6.7	การทดสอบประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ.....	138
6.8	การทดสอบประสิทธิภาพการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ.....	143
เอกสารที่ 6.9	การทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ารวมทางสายตัวนำด้วยโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ.....	148

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.10 การทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างด้วย โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ.....	158
สรุป.....	162
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	164
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	165
7.1.1 สรุปผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพ อิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ.....	166
7.1.2 สรุปผลการทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก.....	167
7.1.3 สรุปผลการทดสอบอุณหภูมิของวัสดุที่นำมาใช้เป็นปลอกของตัวเหนี่ยวนำ แกนอากาศ.....	167
7.1.4 สรุปผลการทดสอบหาประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวน แม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....	168
7.1.5 สรุปผลการนำโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอไปใช้งาน จริงด้วยกรณีทดสอบตัวอย่าง.....	169
7.2 สรุปข้อดีข้อเสียของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ.....	169
7.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย.....	170
7.4 ปัญหาและอุปสรรคในงานวิจัย.....	172
บรรณานุกรม.....	173
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก เครื่องมือวัดที่ใช้ในงานวิจัย.....	177
ภาคผนวก ข ขนาดตัวนำแบบ AWG.....	180
ภาคผนวก ค Wide band transformer specification.....	184
ภาคผนวก ง RF current probe specification.....	187
ภาคผนวก จ ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	191
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ประวัติผู้เขียน	224

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 พิกัดการใช้งานของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ	7
2.1 ปราบปรามการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า	16
3.1 ค่าองค์ประกอบต่างๆของ AMN 150 Ω Delta-network	33
3.2 ตัวอย่างชนิดของตัวเก็บประจุแบบต่างๆ และการประยุกต์ใช้งาน	38
3.3 ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ, ชนิดของแกนที่ใช้ และข้อจำกัดด้านความถี่ (แบบประมาณ)	41
4.1 การเปรียบเทียบผลการพิสูจน์คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ผ่านมา	84
5.1 ค่าองค์ประกอบที่ถูกผลิตขึ้นจากกระบวนการอุตสาหกรรมที่ใช้ใน LISN ทั้งสามแบบ	89
6.1 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์จากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ	119
6.2 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านนิวตรอลจากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ	120
6.3 ผลเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์และนิวตรอลระหว่าง LISN ที่นำเสนอ และ LISN เจริญพาณิชย์	122
6.4 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านไลน์จากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ	126
6.5 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านนิวตรอลจากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ	127
6.6 ผลเปรียบเทียบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านไลน์และนิวตรอลระหว่าง LISN ที่นำเสนอ และ LISN เจริญพาณิชย์	128
6.7 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านไลน์จากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ	134
6.8 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านนิวตรอลจากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ	135
6.9 ค่าสเกเตอร์ริงพารามิเตอร์ S_{12} และ S_{21} ระหว่างพอร์ตด้านเข้าทั้งสองของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ	137
6.10 ค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมคผลร่วม (CMTR)	140
6.11 ค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมคผลต่าง (DMTR)	141
6.12 ค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมคผลร่วม (CMRR)	145
6.13 ค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมคผลต่าง (DMRR)	146
7.1 การเปรียบเทียบ ข้อดี/ข้อเสีย ระหว่างพีวีซีและแบคคาไลต์	146

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	ขั้นตอนการศึกษาวิจัย.....8
2.1	ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....10
2.2	ความสัมพันธ์ของนิยามความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....11
2.3	ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่ต่ำ.....12
2.4	ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่ต่ำ.....13
2.5	ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่สูง.....15
2.6	ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่สูง.....16
2.7	ย่านความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า.....18
2.8	การเชื่อมโยงสัญญาณรบกวนผ่านตัวเก็บประจุ.....19
2.9	การส่งผ่านสัญญาณรบกวนผ่านตัวเหนี่ยวนำ.....19
2.10	ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวน โหมดผลต่าง.....20
2.11	ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วม.....21
2.12	การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ.....23
2.13	การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรบกวน.....24
2.14	การตรวจจับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของเครื่อง Spectrum Analyzer.....25
2.15	ทิศทางของกระแสในการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปกระแสไฟฟ้า.....26
2.16	การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปกระแสไฟฟ้า.....27
3.1	หน้าที่หลักของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์.....29
3.2	LISN แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$31
3.3	LISN แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H}$31
3.4	LISN แบบ $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$32
3.5	LISN แบบ 150Ω32
3.6	LISN แบบ Δ -network.....33
3.7	ตัวต้านทานชนิดฟิล์มคาร์บอน.....35
3.8	ตัวต้านทานชนิดเมทัลฟิล์ม.....36

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า	
3.9	ตัวต้านทานชนิดฟอยล์.....	36
3.10	ตัวต้านทานชนิดฟิวส์.....	36
3.11	ตัวต้านทานชนิด NIST standard.....	37
3.12	ตัวต้านทานชนิดปรับค่าได้พิกัดกำลังต่ำ.....	37
3.13	ตัวเก็บประจุชนิดเมทัล โลซ์ โพลีโพรพีลีนฟิล์ม.....	39
3.14	ตัวเก็บประจุชนิดเมทัล โลซ์ โพลีเอสเตอร์ฟิล์ม.....	39
3.15	ตัวอย่างของตัวถัง LISN ที่นำมาใช้งาน.....	41
3.16	กราวด์แบบ Single-point.....	43
3.17	กราวด์แบบ Multi-point.....	44
3.18	กราวด์แบบ Hybrid.....	45
3.19	ตัวอย่างตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศที่ไม่ได้พันอยู่บนปลอก และพันอยู่บนปลอก.....	46
3.20	ตัวอย่างเพื่อใช้ประกอบในการคำนวณและออกแบบ.....	49
3.21	ตัวอย่างการพันตัวเหนี่ยวนำแบบหลายชั้น.....	51
4.1	ตัวอย่างทางเดินของสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมและโหมดผลต่าง.....	55
4.2	วงจรสมมูลย์ของ โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ.....	58
4.3	การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำด้วย โพรบวัดกระแส.....	59
4.4	วงจรสมมูลย์ของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Paul และ Hardin นำเสนอ.....	61
4.5	วงจรสมมูลย์ของอุปกรณ์ตัดสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างที่ Mark J. Nave นำเสนอ.....	62
4.6	วงจรสมมูลย์ของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Ting Guo นำเสนอ.....	63
4.7	วงจรสมมูลย์ของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Hsin-Lung Su นำเสนอ.....	64
4.8	วงจรสมมูลย์ของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Chiado Caponet นำเสนอ.....	65
4.9	วงจรสมมูลย์อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Shuo Wang นำเสนอ.....	66
4.10	คุณลักษณะของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนในลักษณะของคลื่น.....	71
4.11	คุณลักษณะของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนด้วยเส้นทางเดินสัญญาณ.....	72
4.12	เส้นทางเดินสัญญาณของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางปฏิบัติเมื่อ โหลดแมตชิง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ที่พอร์ต 3.....	73
4.13	เส้นทางเดินสัญญาณของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางอุดมคติเมื่อ โหลดแมตชิง ไม่จำกัดความถี่สัม-ลิกซึ่งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีเจตนาไปใช้ ที่พอร์ต 3.....	74

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 ผลที่ได้โดยการวัดสัญญาณรบกวนโดยใช้โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ.....	77
4.15 การวิเคราะห์ห่ออิมพีแดนซ์ค่าน้ำเข้าของวงจรที่ Paul และ Hardin นำเสนอ.....	78
4.16 การวิเคราะห์ห่ออิมพีแดนซ์ค่าน้ำเข้าของวงจรที่ Mark J. Nave นำเสนอ.....	79
4.17 วิธีการทดสอบหาประสิทธิภาพการตัดสัญญาณรบกวนของ Ting Guo.....	81
5.1 วงจรสมมูลของ LISN ที่มาตรฐาน CISPR 16-1 แนะนำ.....	86
5.2 วงจรสมมูลของ LISN Model-1.....	87
5.3 วงจรสมมูลของ LISN Model-2.....	87
5.4 วงจรสมมูลของ LISN Proposed-model.....	88
5.5 ค่า SRF ของตัวต้านทาน 5 Ω ชนิดไวร์วาวด์.....	90
5.6 ค่า SRF ของตัวต้านทาน 50 Ω ชนิดคาร์บอน.....	90
5.7 ค่า SRF ของตัวต้านทาน 1 k Ω ชนิดคาร์บอน.....	91
5.8 วงจรค่า SRF ของตัวต้านทาน 39 k Ω ชนิดคาร์บอน.....	91
5.9 ค่า SRF ของตัวเก็บประจุขนาด 0.47 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีเอสเตอร์ฟิล์ม.....	92
5.10 ค่า SRF ของตัวเก็บประจุขนาด 2.3 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม.....	92
5.11 ค่า SRF ของตัวเก็บประจุขนาด 3 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม.....	93
5.12 ค่า SRF ของตัวเก็บประจุขนาด 7.5 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม.....	93
5.13 ค่า SRF ของตัวเก็บประจุขนาด 8 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม.....	94
5.14 ค่า SRF ของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขนาด 50 μH พันแบบชั้นเดียว.....	95
5.15 ค่า SRF ของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขนาด 250 μH พันแบบชั้นเดียว.....	96
5.16 ค่า SRF ของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขนาด 50 μH พันแบบชั้นเดียวและเพิ่มช่องว่างอากาศ.....	97
5.17 ค่า SRF ของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขนาด 250 μH พันแบบชั้นเดียวและเพิ่มช่องว่างอากาศ.....	98
5.18 ลักษณะการจัดวางองค์ประกอบภายใน LISN Model-1.....	99
5.19 แผ่นวงจรชุดตรวจวัดสัญญาณรบกวนของ LISN Model-1.....	100
5.20 LISN Model-1 ชุดสำเร็จ.....	100
5.21 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ค่าน้ำออกของ LISN Model-1.....	101
5.22 ค่าอิมพีแดนซ์ค่าน้ำออกทางด้านไลน์เทียกรวดในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Model-1.....	101

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.23 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านนิวตรอลเทียบกราวด์ในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Model-1	102
5.24 ลักษณะการจัดวางองค์ประกอบภายใน LISN Model-2	103
5.25 แผ่นวงจรชุดตรวจวัดสัญญาณรบกวนของ LISN Model-2	104
5.26 LISN Model-2 ชุดสำเร็จ	104
5.27 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN Model-2	105
5.28 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์เทียบกราวด์ในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Model-2	105
5.29 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านนิวตรอลเทียบกราวด์ในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Model-2	106
5.30 ลักษณะการจัดวางองค์ประกอบภายใน LISN Proposed-model	107
5.31 แผ่นวงจรชุดตรวจวัดสัญญาณรบกวนของ LISN Proposed-model	108
5.32 LISN Proposed-model ชุดสำเร็จ	108
5.33 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN Proposed-model	109
5.34 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์เทียบกราวด์ในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Proposed-model	109
5.35 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านนิวตรอลเทียบกราวด์ในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Proposed-model	110
6.1 แผนผังการทดสอบ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ	113
6.2 วงจร LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model schematic)	114
6.3 ผลการจำลองระบบด้วยโปรแกรม PSpice student version	115
6.4 วิธีการติดตั้งเพื่อทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN	116
6.5 การทดสอบหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN ที่นำเสนอด้วยเครื่อง Network Analyzer	117
6.6 ขอบเขตค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ในช่วงความถี่ 9 kHz – 800 kHz	118
6.7 ขอบเขตค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ในช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz	118

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.8 กราฟเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทดสอบทางด้านไลน์ (L-G) ของ LISN ที่นำเสนอ กับขอบเขตมาตรฐานในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz.....	119
6.9 กราฟเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทดสอบทางด้านนิวตรอล (N-G) ของ LISN ที่นำเสนอกับขอบเขตมาตรฐานในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz.....	120
6.10 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทดสอบทางด้านไลน์ และนิวตรอลของ LISN ที่นำเสนอ เมื่อเปรียบเทียบกับขอบเขตมาตรฐานในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz.....	121
6.11 การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทดสอบทางด้านไลน์และนิวตรอลระหว่าง LISN ที่นำเสนอและ LISN เชนพานิชย์ในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz.....	122
6.12 วิธีการติดตั้งเพื่อทดสอบหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของ LISN.....	124
6.13 การทดสอบหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของ LISN ที่นำเสนอด้วยเครื่อง Network Analyzer.....	125
6.14 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านไลน์ของ LISN ที่นำเสนอในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz.....	126
6.15 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านนิวตรอลของ LISN ที่นำเสนอในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz.....	127
6.16 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านไลน์และนิวตรอลระหว่าง LISN ที่นำเสนอและ LISN เชนพานิชย์ในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz.....	128
6.17 การวัดอุณหภูมิตัวเหนี่ยวนำขณะจ่ายโหลดที่พิกัด.....	131
6.18 ผลการทดสอบอุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขณะจ่ายโหลดต่อเนื่อง 60 นาที.....	131
6.19 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวน แม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านไลน์.....	134
6.20 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวน แม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านนิวตรอล.....	135
6.21 การเปรียบเทียบผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณ รบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านไลน์และนิวตรอล.....	136
6.22 ลักษณะการวัดค่าการส่งสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง (CM/DM TR).....	139
6.23 ผลการทดสอบค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมดผลร่วม.....	140
6.24 ผลการทดสอบค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมดผลต่าง.....	141

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.25 การเปรียบเทียบผลการทดสอบค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างทางสายตัวนำ.....	142
6.26 ผลการทดสอบค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมทางสายตัวนำ.....	144
6.27 ผลการทดสอบค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลต่างทางสายตัวนำ.....	145
6.28 การเปรียบเทียบผลการทดสอบค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างทางสายตัวนำ.....	146
6.29 วงจรสมมูลย์ของวงจรที่ระดับแรงดันแบบทั่วไป (Conventional Boost Converter).....	148
6.30 ลักษณะของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรที่ระดับแรงดันแบบทั่วไปขณะสวิตช์เปิด (Q turn On).....	149
6.31 ลักษณะของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรที่ระดับแรงดันแบบทั่วไปขณะสวิตช์ปิด (Q turn Off).....	149
6.32 การจัดวางอุปกรณ์เพื่อทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟารวมทางสายตัวนำ.....	151
6.33 สัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านไลน์เทียบกราวด์ (L-G) ของ LISN ที่นำเสนอ.....	151
6.34 สัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านไลน์เทียบกราวด์ (L-G) ของ LISN เชียงพาณิชย์.....	152
6.35 การเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านไลน์เทียบกราวด์ (L-G) ระหว่าง LISN ที่นำเสนอและ LISN เชียงพาณิชย์.....	152
6.36 สัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านนิวตรอลเทียบกราวด์ (N-G) ของ LISN ที่นำเสนอ.....	153
6.37 สัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านนิวตรอลเทียบกราวด์ (N-G) ของ LISN เชียงพาณิชย์.....	153
6.38 เปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านไลน์เทียบกราวด์ (L-G) ระหว่าง LISN ที่นำเสนอ และ LISN เชียงพาณิชย์.....	153
6.39 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำไลน์กับกราวด์ (L-G) ของ LISN ที่นำเสนอ.....	154
6.40 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำไลน์กับกราวด์ (L-G) ของ LISN เชียงพาณิชย์.....	154
6.41 การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำไลน์กับกราวด์ (L-G) ระหว่าง LISN ที่นำเสนอ และ LISN เชียงพาณิชย์.....	155
6.42 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนิวตรอลกับกราวด์ (N-G) ของ LISN ที่นำเสนอ.....	155
6.43 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนิวตรอลกับกราวด์ (N-G) ของ LISN เชียงพาณิชย์.....	156

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.44	การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านนิวตรอลกับกราวด์ (N-G) ระหว่าง LISN ที่นำเสนอ และ LISN เจริงพาณิชย์..... 156
6.45	วงจรสมมูลย์เงื่อนไขในการทดสอบวัดผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและโหมดผลต่างทางสายตัวนำ..... 159
6.46	การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างทางสายตัวนำขณะเชื่อมต่อและไม่ได้เชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์..... 159
6.47	การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมทางสายตัวนำขณะเชื่อมต่อและไม่ได้เชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์..... 160
6.48	การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างทางสายตัวนำขณะเชื่อมต่อและไม่ได้เชื่อมต่อตัวเก็บประจุ C_x 160
6.49	การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมทางสายตัวนำขณะเชื่อมต่อและไม่ได้เชื่อมต่อตัวเก็บประจุ C_x 161

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ความเป็นมาของปัญหา

นับจากอดีตจนถึงปัจจุบัน ได้มีการนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์มาใช้กันอย่างแพร่หลาย และมีปริมาณเพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ ทั้งภาคอุตสาหกรรม จนถึงบ้านพักอาศัย จึงมีการพัฒนาอุปกรณ์เหล่านี้ อย่างต่อเนื่องเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานในด้านต่างๆ เช่น การเพิ่มขีดความสามารถด้าน พิกัดกระแส และพิกัดแรงดัน การลดขนาดของตัวอุปกรณ์ให้มีขนาดเล็กลง การรวมฟังก์ชันการทำงานต่างๆ ไว้ด้วยกัน (Integrating Technology) และการลดเวลาในการทำงานให้น้อยลงจนถึงระดับ Nano second (1×10^{-9} sec) เป็นต้น ซึ่งการพัฒนาในด้านการลดเวลาการทำงานของอุปกรณ์ให้น้อยลง หรืออาจกล่าวได้ว่าเป็นการเพิ่มความเร็วในการทำงานของอุปกรณ์ให้สูงขึ้น สิ่งที่เกิดขึ้นตามมา คือ สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Interference: EMI) จะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นตามลำดับ สัญญาณรบกวนดังกล่าวนี้ได้ส่งผลกระทบต่ออันเนื่องมาจากการแพร่ผ่านไปทางสายตัวนำต่างๆ (Conducted Emissions) ที่มีการเกี่ยวเนื่องกัน ทั้งบ้านพักอาศัย รวมไปถึงโรงงานอุตสาหกรรม จนทำให้อุปกรณ์เสียหาย หรือทำงานผิดพลาดได้ เมื่อเกิดเหตุการณ์ดังนี้แล้ว จึงมีความพยายามในการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำด้วยวิธีการต่างๆ ดังนี้ [1]

1. Shielding สายตัวนำ
2. การทำ Grounding
3. การทำสมดุลย์ (Balancing)
4. การกรอง (Filtering)
5. การ Isolation
6. การ Separation และ Orientation
7. การควบคุมระดับค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร (Circuit impedance lever control)
8. การออกแบบสาย การจัดวางสาย (Cable design)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่สิ่งนี้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. วิธีการ Cancellation techniques

วิธีการเหล่านี้ ส่วนเกิดขึ้นเนื่องจากความต้องการแก้ปัญหาของสัญญาณรบกวนให้มีขนาดต่ำกว่าที่ขีดจำกัดได้กำหนดไว้ บ่อยครั้งหลายวิธีการข้างต้นถูกนำมาใช้ร่วมกันเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการแก้ปัญหา โดยจะสังเกตได้ว่าแนวทางทั้งหมดล้วนเป็นวิธีในการแก้ไขปัญหที่เกิดขึ้น ยกเว้นวิธีการ Separation และ Orientation ที่เป็นการวิเคราะห์ปัญหามากกว่าการแก้ไขปัญหา ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่า สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำตามมาตรฐานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า นั้นถูกแบ่งเป็น 2 โหมด คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม (Common Mode: CM or Asymmetrical) และสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (Differential Mode: DM or Symmetrical) [2]

วิธีการดังกล่าวจึงกลายเป็นที่มาของงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เพื่อมุ่งเน้นการหาแนวทางในการวิเคราะห์ขนาดของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจริงจากทั้งสองโหมดนี้ที่แพร่ผ่านทางสายตัวนำ โดยใช้วิธีการแยกสัญญาณรบกวน (Separation) ทั้งสองออกจากกัน เพราะการทราบขนาดของสัญญาณรบกวนว่าโหมดใดมีค่ามากกว่า และมีขนาดเป็นเท่าใด ทำให้สามารถหาแนวทางในการแก้ปัญหา หรือเลือกใช้แนวทางการแก้ปัญหาได้อย่างถูกต้อง เหมาะสม เพราะนอกจากจะสามารถแก้ปัญหาได้อย่างรวดเร็วแล้วยังช่วยให้ประหยัดค่าใช้จ่ายในการลองผิดลองถูก รวมถึงการแก้ปัญหาที่เกินความจำเป็น ตัวอย่างเช่น การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวน (EMI filter) โดยไม่ทราบว่าสัญญาณรบกวนโหมดใดเป็นที่มาของปัญหา จึงต้องทำการออกแบบวงจรกรองที่มีขนาดใหญ่มาๆ ก่อน หลังจากนั้นจึงค่อยๆ ทำการลดค่าขององค์ประกอบในวงจรกรองลงเรื่อยๆ จนสามารถได้วงจรกรองที่เหมาะสม ทั้งทางด้านผลของการลดทอนสัญญาณรบกวน และขนาดของวงจรกรอง เป็นต้น

ซึ่งจากการศึกษาค้นคว้าทำให้สามารถจำแนกอุปกรณ์ที่ใช้ในการวิเคราะห์องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำตามลักษณะของสัญญาณด้านออกได้เป็น 2 แบบคือ

1. อุปกรณ์ที่ให้สัญญาณด้านออกเป็น 2 เท่า
2. อุปกรณ์ที่ให้สัญญาณด้านออกเป็น 1 เท่า (ขนาดสัญญาณจริง)

โดยอุปกรณ์ที่ให้สัญญาณด้านออกเป็น 2 เท่า นั้น เป็นการวิจัยในช่วงเริ่มต้น ซึ่งผลที่ต้องการนั้นจะเป็นเพียงแค่ผล โดยประมาณเท่านั้น ส่วนอุปกรณ์ที่ให้สัญญาณด้านออกเป็น 1 เท่า นั้น จะประสบปัญหาเรื่องความถูกต้องแม่นยำ และการยืนยันผลของสัญญาณที่วัดได้

ซึ่งงานวิจัยทั้งหมดที่ผ่านมานั้นยังไม่มีงานวิจัยใดคำนึงถึงอุปสรรคที่เกิดขึ้นในการใช้อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน ประการแรก คือ จะต้องมีการชดเชยเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) ใช้ร่วมด้วย และประการที่สอง คือ การใช้อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนร่วมกับ LISN นั้นก็จะต้องมีสายต่อ ซึ่งความยาวของสายนั้นก็ส่งผลกระทบต่อ

สัญญาณรบกวนที่วัดได้รวมถึงค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของอุปกรณ์ ซึ่งปัญหาดังกล่าวนี้เป็นที่มาส่วนหนึ่งในการยืนยันผลของการแยกสัญญาณรบกวนที่วัดได้

เพราะเหตุใดปัญหานี้ถึงน่าสนใจ

เหตุที่ในงานวิจัยนี้น่าสนใจแบ่งออกได้เป็น 3 ประเด็นหลัก คือ

1. โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ ชนิดโครงข่ายแบบวี (V-network) แบบเฟสเดียวที่มีจำหน่ายในเชิงพาณิชย์นั้นมีราคาสูง (ตั้งแต่ 50,000 – 100,000 บาท) และ LISN หลากหลายแบบที่จำหน่ายนั้น ไม่ได้ถูกออกแบบเพื่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ อีกทั้งยังไม่มี LISN ชนิด V-network ใดที่มีฟังก์ชันการแยกสัญญาณรบกวนได้จำหน่ายเชิงพาณิชย์

2. การที่ไม่สามารถบ่งบอกได้ว่าสัญญาณรบกวนนั้นเกิดจากค่าองค์ประกอบใดมากกว่าหรือน้อยกว่ากัน ทำให้ยากลำบากแก่การวิเคราะห์ถึงองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน ด้วยเหตุดังกล่าวจึงเป็นผลให้ในการแก้ไขปัญหาของสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำไม่สามารถทำได้อย่างมีประสิทธิภาพ

3. ในการพิสูจน์คุณสมบัติในการแยกสัญญาณรบกวน มีเงื่อนไขต่างๆ ดังนี้

3.1 ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าต้องเป็น 50 Ω และต้องเป็นอิสระจากอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆ

3.2 สัญญาณรบกวน โหมดผลต่างที่วัดได้ต้องมีค่าเป็น $\left| \frac{V_{L-G} - V_{N-G}}{2} \right|$ และ

สัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมที่วัดได้ต้องมีค่าเป็น $\left| \frac{V_{L-G} + V_{N-G}}{2} \right|$

3.3 การรบกวนกันของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างที่วัดได้ควรมีค่าน้อย

เงื่อนไขที่ 3.1 สามารถพิสูจน์โดยใช้ทฤษฎีวงจรไฟฟ้าทั่วไปได้ แต่เงื่อนไขที่ 3.2 และ 3.3 นั้น ต้องใช้ทฤษฎีทางด้านวิศวกรรมไมโครเวฟช่วยในการวิเคราะห์ (Scattering parameter: S-parameter) ดังนั้นเพื่อความสะดวกจึงใช้ S-parameter ในการวิเคราะห์เงื่อนไขทั้งสามข้อข้างต้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังที่จะนำเสนอเครื่องมือหนึ่งๆ ที่เรียกว่า “โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์” ซึ่งเป็นเครื่องมือที่มาตรฐานด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากำหนดให้ใช้ในการทดสอบหาผลของสัญญาณรบกวนรวมทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านไลน์ และนิวตรอลแบบใหม่ที่มีประสิทธิภาพ กอปรกับมีต้นทุนในการออกแบบสร้างที่ต่ำกว่าการซื้อโครงข่ายในเชิง

พานิชย์ (พิจารณามูลค่ารวมถึงการทดสอบเพื่อยืนยันผลของโครงข่าย ณ สถาบันผู้ให้การทดสอบ) โดยสามารถช่วยในการวิเคราะห์องค์ประกอบของสัญญาณรบกวน โหมดผลรวม และโหมดผลต่างที่เกิดขึ้นได้อย่างถูกต้อง เพื่อให้เกิดความเข้าใจการเกิดสัญญาณรบกวนในสายตัวนำอันเนื่องมาจากอุปกรณ์หรือวงจรต่างๆ ที่เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน (noise source) รวมถึงการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นได้อย่างถูกต้องเหมาะสม อย่างไรก็ตาม ความมุ่งหวังที่แท้จริงของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ คือ เพื่อให้สามารถนำผลที่ได้จากการแยกสัญญาณรบกวน ไปทำการค้นคว้า วิจัย เพื่อหาแนวทางในการแก้ปัญหาแบบใหม่ เพื่อรองรับความก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีที่กำลังเกิดขึ้นในอนาคตอันใกล้ ซึ่งเป็นเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นตามมา

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ในการออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ได้อย่างอิงจากมาตรฐาน CISPR 16-1 ซึ่งมีการอธิบายถึงองค์ประกอบต่างๆ และแนะนำค่าต่างๆภายในวงจร แต่ไม่ได้กล่าวถึงถึงรายละเอียดขององค์ประกอบเหล่านั้น ซึ่งปัจจัยสำคัญในการออกแบบ LISN นั้นสามารถแบ่งออกเป็น การเลือกองค์ประกอบที่มีการตอบสนองต่อย่านความถี่สูงได้ดี และการออกแบบตัวเหนี่ยวนำเพื่อตอบสนองการใช้งานช่วงย่านความถี่นั้น ซึ่งหลักการออกแบบตัวเหนี่ยวนำทั่วไปนั้นจะเป็นการพันตัวเหนี่ยวนำแบบชั้นเดียว (single layer) แต่ตัวเหนี่ยวนำที่เป็นองค์ประกอบของ LISN นั้นมีค่าสูง คือ 50 μH และ 250 μH ซึ่งถ้าใช้หลักการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแบบทั่วไปมาใช้ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำขนาด 250 μH จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดใหญ่ ดังนั้นจึงใช้เทคนิคในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแบบหลายชั้น (multi layers) เพื่อลดขนาดของตัวเหนี่ยวนำลง แต่ผลที่ตามมาคือ เกิดค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) มากขึ้น ทำให้การตอบสนองต่อความถี่ของตัวเหนี่ยวนำนั้นลดลง ดังนั้นจึงนำเทคนิคการเพิ่มช่องอากาศมาใช้ในการพันตัวเหนี่ยวนำเพื่อช่วยลดผลของค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลให้น้อยลง

ส่วนการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้น เดิมจะใช้หลักการออกแบบวงจรกรองร่วมในการพิสูจน์ประสิทธิภาพของการกรอง ซึ่งมีขั้นตอนที่ยุ่งยาก อีกทั้งยังไม่สามารถพิสูจน์ให้เห็นด้วยหลักการทางคณิตศาสตร์ได้ จึงทำให้มีความน่าเชื่อถือน้อย

ดังนั้นเมื่อพิจารณาข้อดีของวงจรรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ประเภทชนิดโครงข่ายแบบวีสำหรับการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่นำเสนอกับหลักการวิจัยเดิมที่ผ่านมาจะได้ ดังนี้

1. สามารถทดสอบหาสัญญาณรบกวนรวมทางสายตัวนำไลน์ และนิวตรอลได้
2. สามารถทดสอบหาสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม และโหมดผลต่างได้
3. สามารถทดสอบสัญญาณทั้งหมดได้ ณ เวลาเดียวกัน
4. ราคาประหยัด

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

การนำเสนอหลักการใหม่

มีการนำเสนอหลักการใหม่ที่นำมาประยุกต์ใช้ในงานวิจัยนี้ แบ่งได้เป็น 2 ส่วน คือ

1. ส่วนของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

- นำเสนอวิธีการออกแบบ LISN แบบเป็นขั้นเป็นตอน และการทดสอบหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกและค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss) ตามที่มาตรฐาน CISPR 16-1 กำหนด

- นำเสนอปลอกของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศด้วยวัสดุอื่น ซึ่งมีประสิทธิภาพในการใช้งานสูง และราคาต่ำกว่าแกนที่ใช้ทั่วไปมาก โดยแบบเดิมนั้นนิยมใช้เบคคาไลต์ (bakelite) แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการใช้พีวีซี (Polyvinyl Chloride: PVC) แทน

- ประยุกต์การเพิ่มช่องว่างอากาศขณะพันตัวเหนี่ยวนำทำให้ค่าความเก็บประจุแฝง (stray capacitance) ลดลง ส่งผลให้ตัวเหนี่ยวนำมีการตอบสนองในย่านความถี่ที่เพิ่มขึ้น หรือมีค่า Self Resonance Frequency (SRF) เพิ่มขึ้นนั่นเอง

- ประยุกต์ใช้การทดสอบ LISN ที่นำเสนอทำการจ่ายโหลดที่ 80% ของพิกัด (8 A) ต่อเนื่อง เป็นเวลา 60 นาที เพื่อทดสอบประสิทธิภาพในการทนความร้อนของปลอกของตัวเหนี่ยวนำที่นำเสนอ ที่เกิดจากการจ่ายกระแสต่อเนื่อง

2. ส่วนของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

- นำหลักการวิเคราะห์โครงข่ายทางวิศวกรรมไมโครเวฟมาประยุกต์ใช้ในการพิสูจน์คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน เนื่องจากมีความสะดวก และง่ายในการวัดผลการทดลองจริงเพื่อนำมาเปรียบเทียบ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) เนื่องจากการใช้ S-parameter นั้นไม่จำเป็นต้องทำการลัดวงจร (short circuit) หรือเปิดวงจร (open circuit) ในการทดสอบเหมือนกับการวิเคราะห์แบบ $|Z|$, $|Y|$, $|H|$ และ $|ABCD|$

- ออกแบบวงจรแยกสัญญาณรบกวนร่วมกับวงจรวัดสัญญาณรบกวนของ LISN ทำให้ขนาดของวงจรลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม

จากการค้นคว้าข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ พบว่ายังไม่มี การนำเสนอการศึกษา ออกแบบ และทดสอบอย่างเป็นขั้นเป็นตอน ดังเช่นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอมาก่อน อาจเป็นเพราะสาเหตุว่าข้อมูลดังกล่าวเป็นข้อมูลเชิงพาณิชย์ ที่เป็นผลประโยชน์และเป็นความลับภายในองค์กรผู้ผลิตเครื่องมือดังกล่าวในบริษัทต่างๆ

แต่ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศโดยทั่วไปแล้วจะเป็นการพันแบบทั่วไป คือการพันตัวนำเรียงชิดติดกัน ทั้งตัวเหนี่ยวนำแบบชั้นเดียวและหลายชั้น ซึ่งยังไม่มีผู้ นำเสนอการพันตัวเหนี่ยวนำแบบเพิ่มช่องว่างอากาศในการปรับปรุงผลการตอบสนองทางความถี่ของตัวเหนี่ยวนำ ดังรายละเอียดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1. นำเสนออุปกรณ์โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบใหม่ที่ประยุกต์เทคนิคในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศแบบเพิ่มช่องว่างอากาศ และนำเสนอการใช้แกนของตัวเหนี่ยวนำที่ทำจากวัสดุที่มีประสิทธิภาพสูง รวมถึงมีราคาถูก โดยทำการวิเคราะห์และออกแบบให้มีพิกัดการใช้งานดังตารางที่ 1.1
2. ทำการทดสอบเพื่อยืนยันประสิทธิภาพของ LISN ที่นำเสนอ ให้ผ่านข้อกำหนดตามเงื่อนไขการทดสอบของมาตรฐาน CISPR 16-1 และครอบคลุมถึงการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนรวมทางสายตัวนำของอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบตามมาตรฐาน FCC ที่ย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz
3. พิสูจน์ของผลการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ด้วยการทดสอบหาประสิทธิภาพการตัดสัญญาณรบกวน (CM/DM RR) และประสิทธิภาพในการส่งผ่านสัญญาณรบกวน (CM/DM TR)
4. ทำการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนรวมจากสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ทางด้านไลน์ และนิเวศรอลจากอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบ (วงจรรูสต์คอนเวอร์เตอร์)
5. ทดสอบวัดผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างจากอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1.1 พิกัดการใช้งานของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

รายการ	ข้อกำหนด
ชนิดของโครงข่าย	V-network 50 Ω /50 μ H + 5 Ω
พิกัดแรงดันด้านเข้า	110 – 220 V(AC)
พิกัดแรงดันด้านออก	110 – 220 V(AC)
ย่านความถี่ใช้งาน	9 kHz – 30 MHz
พิกัดกระแส	10 A
อุณหภูมิทดสอบขณะวัดที่แกนของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ (ขณะจ่ายโหลดที่ 80% พิกัด ต่อเนื่องเป็นระยะเวลา 60 นาที)	Line: 51 $^{\circ}$ C Neutral: 52 $^{\circ}$ C
หัวต่อสัญญาณ	BNC type (Female)

1.6 ขั้นตอนการวิจัย

ขั้นตอนการศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็นหลายขั้นตอนแสดงดังแผนภูมิในรูปที่ 1.1 โดยแบ่งเนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์ทั้งหมดออกเป็น 7 บท คือ

บทที่ 1 จะกล่าวถึงความจำเป็นมาของงานวิจัย เหตุผลของงานวิจัย แนวความคิดของงานวิจัย เปรียบเทียบกับหลักการที่มีอยู่เดิม ขอบเขตงานวิจัยและขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 จะกล่าวถึงนิยาม และที่มาของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดต่างๆ และมาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ รวมทั้งการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำและเครื่องมือวัด

บทที่ 3 จะกล่าวถึงความรู้เบื้องต้นของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ชนิดต่างๆ องค์ประกอบต่างๆภายในโครงข่ายชนิด V-network ซึ่งเป็นที่มาของงานวิจัยฉบับนี้ เพื่อให้ทราบถึงหลักการเลือกองค์ประกอบต่างๆมาใช้งานที่ย่านความถี่สูง รวมถึงการคำนวณเพื่อออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศทั้งแบบชั้นเดียวและแบบหลายชั้น

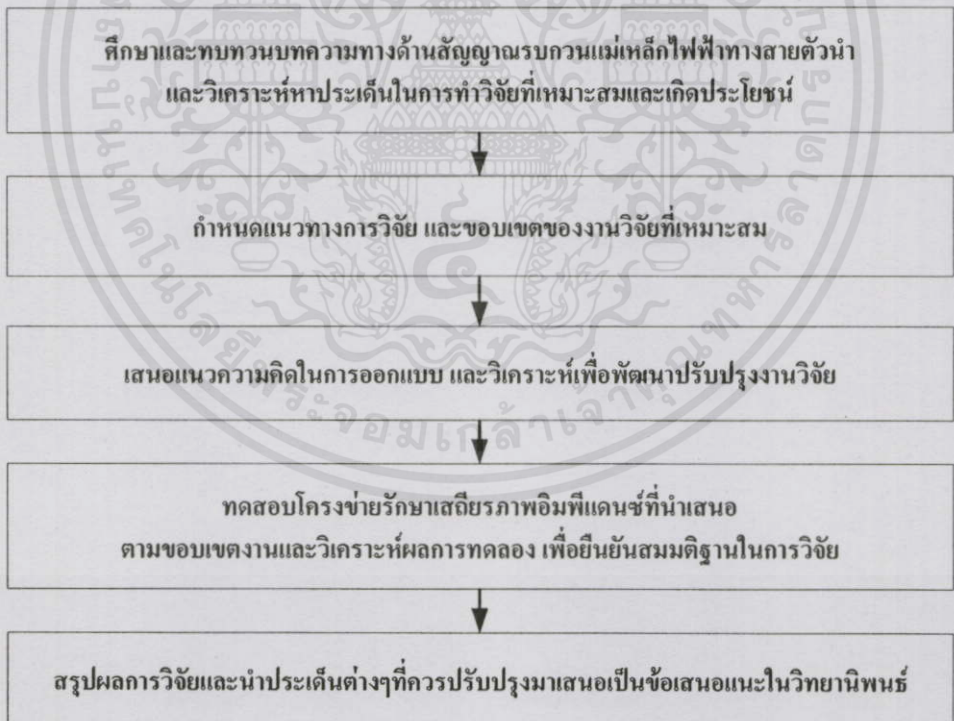
บทที่ 4 จะกล่าวถึงอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ผ่านมา ข้อกำหนดของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน การวิเคราะห์ด้วยหลักการทางคณิตศาสตร์เพื่อแสดงให้เห็นข้อดีของงานวิจัยที่ผ่านมาที่ไม่ผ่านข้อกำหนด และทฤษฎีที่ใช้ในการพิสูจน์คุณสมบัติของ

อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 จะกล่าวถึงการออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่ได้ทำการวิจัย โดยแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบด้วยกัน คือ LISN Model-1 ซึ่งเป็นการเริ่มต้นศึกษาและออกแบบตามที่มาตรฐานได้แนะนำ ต่อมาได้ศึกษา พัฒนาและปรับปรุงประสิทธิภาพเพื่อให้สามารถรองรับการวิจัยอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนได้ซึ่งโครงข่ายนี้ถูกเรียกว่า LISN Model-2 เมื่อผลการศึกษการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำสอดคล้องกับทฤษฎีทำให้เชื่อได้ว่ามีความถูกต้องของผลที่ได้จึงนำเสนอ LISN Proposed-model

บทที่ 6 จะกล่าวถึงผลการทดลอง การจำลองระบบเพื่อทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ การทดสอบจริงโดยอ้างอิงตามข้อกำหนดตามมาตรฐาน การทดสอบหาประสิทธิภาพการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเปรียบเทียบกับทางทฤษฎี และการใช้งานโครงข่ายเพื่อทดสอบและวิเคราะห์ผลการรบกวนของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

บทที่ 7 คือสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ เพื่อสรุปผลงานที่ได้จากการวิจัย รวมถึงข้อเสนอแนะในการวิจัยและพัฒนา หรือการออกแบบเพื่อนำโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอไปใช้งานทั้งภาคการวิจัยและภาคอุตสาหกรรม



รูปที่ 1.1 ขั้นตอนการศึกษาวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงนิยามเบื้องต้นของความเข้ากันด้านทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Compatibility: EMC) รวมถึงสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งมีทั้งที่แพร่ทางสายตัวนำ และทางอากาศ โดยจะเน้นอธิบายถึงหลักการของการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ เพื่อให้เข้าใจถึงนิยามและที่มา รวมถึงวิธีการวัดสัญญาณรบกวนดังกล่าว ซึ่งมีความสำคัญโดยตรงต่อปัญหาในงานวิจัยนี้ โดยแบ่งออกเป็น 6 หัวข้อหลัก คือ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า, ปรัชญาการเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า, สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ, การหาค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ, มาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

2.1 นิยามความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า นั้นได้ถูกนิยามโดย International Electrotechnical Commission (IEC) ฉบับที่ 50 หรือ International Electrotechnical Vocabulary (IEV) ว่าเป็นความสามารถของอุปกรณ์ใดๆ หรือระบบใดๆ ที่ทำงานในสภาวะแวดล้อมที่มีคลื่นรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าได้ โดยไม่เกิดความเสียหาย หรือทำงานผิดพลาด

โดยยังมีคำนิยามต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าเพิ่มเติมดังต่อไปนี้

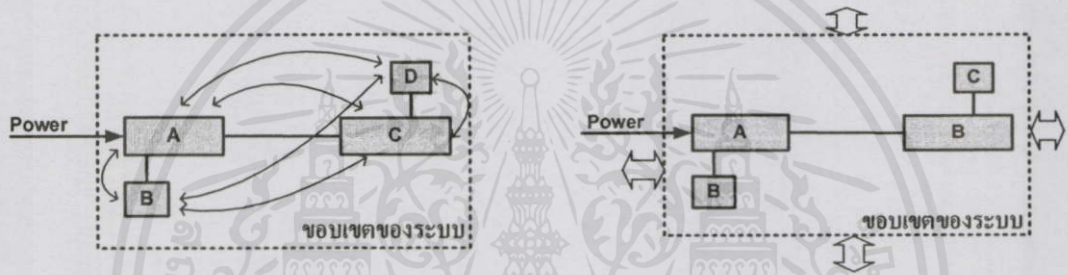
Electromagnetic Disturbance (EMD) หมายถึง สิ่งรบกวนที่เป็นสาเหตุให้เกิดการรบกวนขึ้นในรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า อาจส่งผลให้การทำงานของอุปกรณ์ (device) เครื่องมือ (equipment) หรือระบบ (system) มีความผิดพลาดหรือเกิดความเสียหายได้ เช่น สัญญาณรบกวนที่เข้ามาแทรกสัญญาณหลัก

Electromagnetic Interference (EMI) หมายถึง ผลของการรบกวนที่เกิดขึ้นในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ก่อให้เกิดความผิดพลาดในการทำงานหรือเกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ หรือเครื่องมือ เช่น การเกิดเสียงดังขึ้นในลำโพงอันเนื่องมาจากสัญญาณความถี่ของโทรศัพท์ไร้สาย โดยการเกิดเสียง คือ EMI ส่วนคลื่นความถี่ของโทรศัพท์ไร้สาย คือ EMD

Emission หมายถึง ระดับของการแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกมาจากอุปกรณ์ เครื่องมือ หรือระบบต่างๆ ทั้งทางสายตัวนำ (Conducted Emission: CE) และทางอากาศ (Radiated Emission: RE)

Immunity หมายถึง ระดับความสามารถของอุปกรณ์ เครื่องมือ หรือระบบต่างๆ ที่สามารถทำงานภายใต้สภาวะการถูกรบกวน ทั้งทางสายตัวนำ (Conducted Immunity: CI) และทางอากาศ (Radiated Immunity: RI)

สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนั้นมีทั้งมาจากระบบเดียวกันเอง และจากระบบภายนอก ดังนั้น EMC จึงได้แบ่งออกเป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบเดียวกัน (Intra-system EMC) และ ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก (Inter-system EMC) ซึ่งนิยามของทั้งสองประเภทเป็นดังนี้ [3]



(ก) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ

(ข) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับภายนอกระบบ

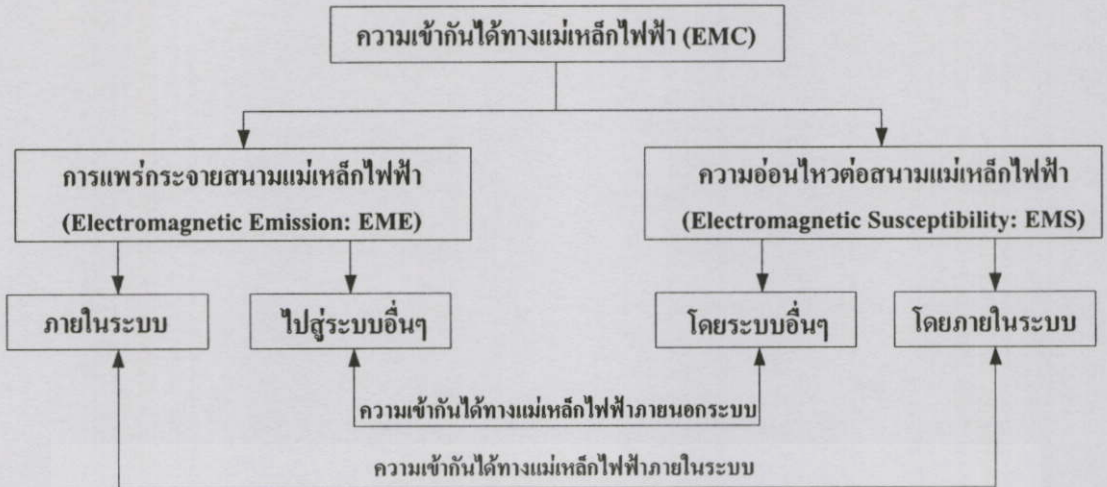
เมื่อ A, B, C และ D คือระบบต่างๆ ที่มีการทำงานเหมือนหรือแตกต่างกันก็ได้

รูปที่ 2.1 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

1) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าภายในระบบ คือ ความสามารถของส่วนประกอบต่างๆ ที่อยู่ภายในระบบเดียวกัน ซึ่งสามารถทำงานได้ในสภาวะแวดล้อมการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ถูกสร้างขึ้นโดยอุปกรณ์ภายในระบบเดียวกัน และไม่สร้างสัญญาณรบกวนในระดับที่อุปกรณ์อื่นๆ ในระบบเดียวกันนั้นทนไม่ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.1(ก)

2) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากับระบบภายนอก คือ ความสามารถในการทำงานของระบบรวมทั้งระบบที่สามารถทำงานได้ในสภาวะแวดล้อมการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ถูกสร้างขึ้นมาจากระบบภายนอก และตัวระบบเองนั้นไม่สร้างสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ในระดับที่ทำให้ระบบอื่นๆ ภายนอกไม่สามารถทำงานได้ดังแสดงในรูปที่ 2.1(ข)

ไม่ว่ากรณีใดก็สามารถสรุปความสัมพันธ์ของนิยามต่างๆ ของความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.2 [4]



รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ของนิยามความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

2.2 ปรัชญาการความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC phenomena)

ปรัชญาการความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า แบ่งออกเป็น 4 ชนิด คือ ปรัชญาการแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่ต่ำ (Conducted low frequency phenomena) ปรัชญาการการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่ต่ำ (Radiated low frequency phenomena) ปรัชญาการแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่สูง (Conducted high frequency phenomena) และปรัชญาการการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่สูง (Radiated high frequency phenomena) [3]

2.2.1 ปรัชญาการการแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่ต่ำ

ในปรัชญาการนี้สามารถพิจารณาได้ว่าเป็น “ความเข้ากันได้ของระบบจ่ายกำลังไฟฟ้า” ซึ่งระบบจ่ายกำลังไฟฟ้าทั้งหมดนั้นหมายความถึงแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันต่ำ แต่แหล่งจ่ายในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนมากนั้นเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งมีคุณลักษณะแตกต่างกับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับอย่างสิ้นเชิง อย่างไรก็ตามแหล่งจ่ายดังกล่าวเหล่านี้ได้ถูกป้อนด้วยแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเข้าสู่ระบบและก่อกำเนิดเป็นสัญญาณรบกวนโดยมากการรบกวนที่เกิดขึ้นนั้นเกิดขึ้นระหว่างเฟสของแหล่งจ่ายผ่านไปยังกราวด์ซึ่งทำให้เกิดการรบกวนอย่างมาก โดยมีสาเหตุมาจากปัจจัยต่างๆ ดังนี้

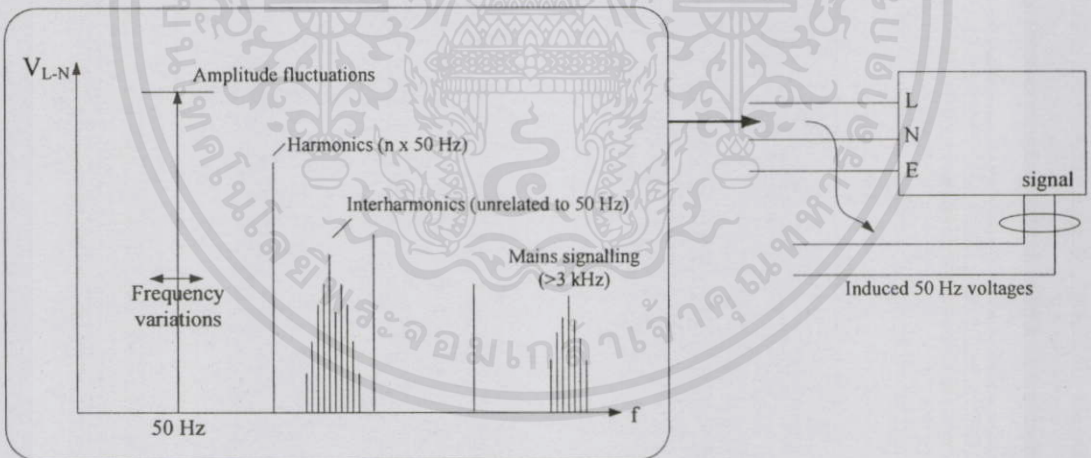
- ฮาร์โมนิกส์และอินเตอร์ฮาร์โมนิกส์ (Harmonics and Interharmonics) เกิดจากโหลดที่ไม่เป็นเชิงเส้นทำให้การจ่ายกระแสโหลดไม่ต่อเนื่องจนทำให้เกิดสัญญาณที่เป็นรูปไซน์ (sinusoidal) แต่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล (fundamental frequency) ซึ่งอาจสูงถึง 2 - 3 kHz

- สัญญาณแรงดันแบบต่างๆ (Signalling voltages) เกิดจากการส่งผ่านข้อมูลต่างๆ ดังกำหนดไว้ในมาตรฐาน EN 50065-1 (Mains signalling equipment: specification for communication and interference limits and measurements) ซึ่งกำหนดไว้สำหรับการจ่าย สัญญาณแรงดันในย่านความถี่ 3 kHz ถึง 148.5 kHz

- การเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันและความถี่ (Power system voltage and frequency variations) การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าอย่างรวดเร็วที่เกิดขึ้นตั้งแต่ 1 ครั้ง ใน 1 นาที จนถึง 25 ครั้งใน 1 วินาที หรือที่รู้จักกันในชื่อ “nicker” ที่ทำให้เกิดการกระพริบของอุปกรณ์ส่องสว่าง หรือทำให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับโหลดในภาคอุตสาหกรรมบ่อยครั้ง เช่น เครื่องอาร์คไฟฟ้า มอเตอร์ หรือเครื่องเชื่อม เป็นต้น

- การเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันความถี่ต่ำ (Induced low frequency voltages) สายไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟจะเกิดการเหนี่ยวนำอันเนื่องมาจากแรงดันของสัญญาณรบกวนความถี่ต่ำ และฮาร์โมนิกส์ของตัวเอง (อาจมีค่าสูงถึง 20 kHz) ซึ่งผลกระทบโดยมากมักเกิดการรบกวนกับวงจรวิทยุ เช่น เครื่องเสียงสเตอริโอ หรือในสายโทรศัพท์ เป็นต้น โดยขนาดของการเหนี่ยวนำแรงดันดังกล่าวนี้ขึ้นอยู่กับการจัดวางสาย และความยาวของสาย

ดังแสดงภาพรวมของปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่ต่ำ ในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

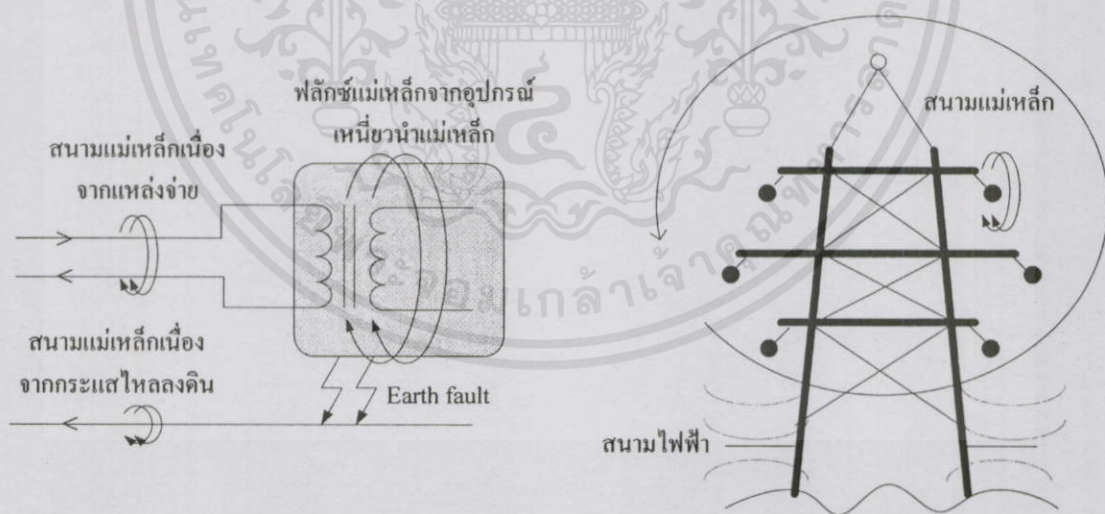
2.2.2 ปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่ต่ำ

ในปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่ต่ำนั้นสามารถแยกพิจารณาสนามแม่เหล็กกับสนามไฟฟ้าออกจากกันได้ โดยสนามแม่เหล็กจะเกิดขึ้นโดยรอบองค์ประกอบของระบบไฟฟ้า เช่น สายไฟฟ้าที่เดินลอยเหนือศีรษะ และสายฝังดิน เนื่องจากกระแสที่ไหลในระบบ โดยทั่วไปจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กสูงถึง $40 \mu\text{T}$ ซึ่งขึ้นอยู่กับระยะของสายธรรมชาติโดยรอบ และการจัดวางของสาย ปรากฏการณ์เหล่านี้จะพบเห็นได้ชัดเจนกับปัญหาที่เกิดขึ้นโดยทั่วไปกับจอภาพ (Video Display Unit: VDU) ทำให้จอภาพสั่นไหวอันเนื่องมาจากฟอลต์ลงดิน (earth fault) ทำให้เกิดกระแสซึ่งเหนี่ยวนำเป็นสนามแม่เหล็ก เช่นเดียวกับกับหม้อแปลงที่มีสนามแม่เหล็กรั่วไหลอยู่โดยรอบ เมื่อแปลงพลังงานไปสู่อุปกรณ์ต่างๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อป้อนให้กับมอเตอร์ จอภาพและโทรทัศน์จะได้รับผลกระทบดังกล่าว ตั้งแต่ระดับ $0.5 - 2 \mu\text{T}$ โดยตัวของอุปกรณ์เองจะสร้างสนามแม่เหล็กที่ความถี่สแกนของหน้าจอผิดเพี้ยน

ระดับของสนามไฟฟ้าที่สูงถึง 10 kV/m หรือมากกว่าภายใต้สายส่งเหนือศีรษะและสถานีส่ง โดยในสถานีส่งระดับของสนามไฟฟ้าจะถูกลดลงเป็นเฟลคเตอร์ประมาณ $10 - 20$ เนื่องจากผลการชิลด์ของโครงสร้างอาคาร (ไม่มีผลกับสนามแม่เหล็ก)

ดังแสดงภาพรวมของปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศความถี่ต่ำใน

รูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะมิใช่ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่สูง

การรบกวนความถี่สูงสามารถเกิดขึ้นได้ทั้งรูปแบบภาวะชั่วคราว (transient) หรือแบบต่อเนื่อง (continuous) โดยเกิดการเชื่อมโยง (coupling) ขึ้นที่ “สายตัวนำ” ทำให้เกิดเป็นสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างหรือสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมผ่านสายตัวนำ^① (ทั้งสายไฟฟ้ากำลังและสายสัญญาณ) ในการทดสอบตามมาตรฐานเพื่อหาขนาดของสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำและทางอากาศถูกแบ่งออกโดยใช้เกณฑ์ของย่านความถี่ แต่ในความเป็นจริงนั้นทั้งการเชื่อมโยงทางสายตัวนำและทางอากาศเกิดขึ้นในช่วงความถี่ที่กว้างและซ้อนกันไปตลอดย่านความถี่ โดยเกิดจากปัจจัยต่างๆ ดังนี้

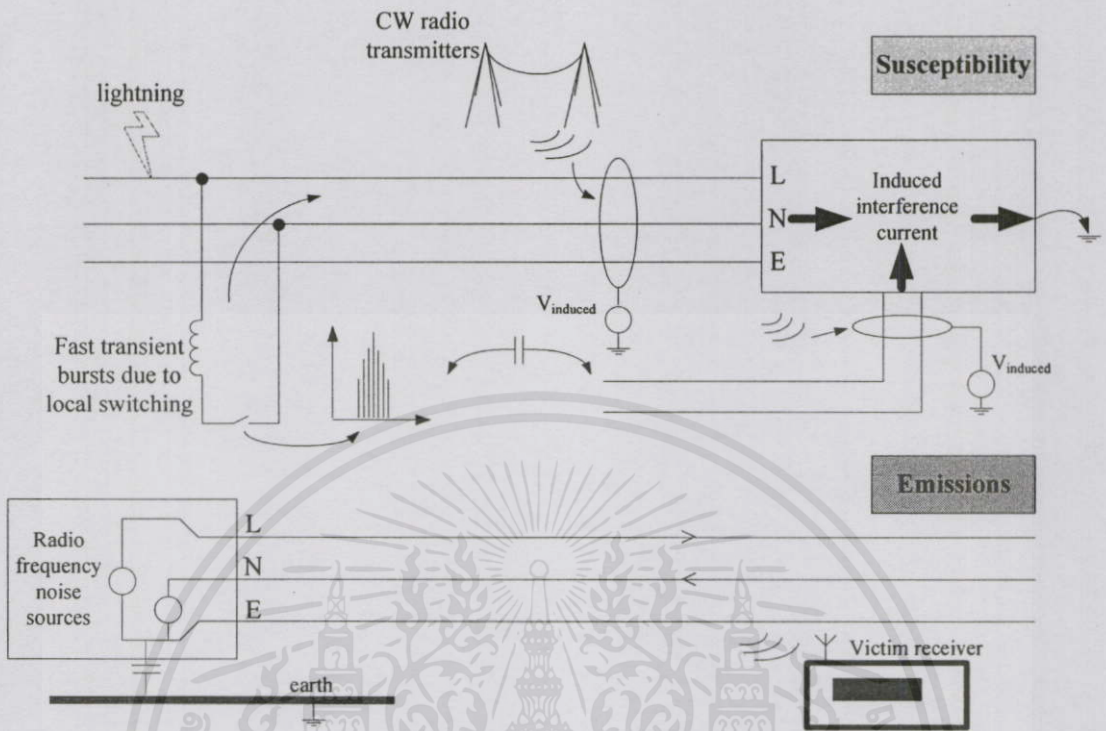
- การเหนี่ยวนำให้เกิดคลื่นแรงดันหรือกระแสแบบต่อเนื่อง (Induced continuous wave voltages or currents) สนามที่เกิดโดยรอบเครื่องส่งวิทยุ (radio transmitter) จะเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสในสายตัวนำใดๆก็ตามที่ไม่มีการกำบัง กระแสที่เกิดขึ้นนี้จะส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ใดๆก็ตามที่ต่อร่วมกันอยู่และทำให้เกิดแรงดันขึ้นที่อุปกรณ์ต่อร่วมเหล่านี้ ซึ่งขนาดของแรงดันที่เกิดขึ้นนั้นขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและค่าอิมพีแดนซ์ของจุดต่อร่วม ส่วนขนาดของกระแสขึ้นอยู่กับระยะห่างของสายกับกราวด์อ้างอิง คูณของค่าความเก็บประจุแฝง และผลที่เกิดขึ้นจากการเกิดเรโซแนนซ์ ผลการรบกวนที่เกิดขึ้นนี้จะเชื่อมโยงอยู่บนสายตัวนำและจะแผ่ออกไปทางอากาศเข้าไปสู่ชุดรับสัญญาณ (receiver) ของอุปกรณ์ที่ได้รับผลกระทบ (victim)

- การเกิดคลื่นแรงดันหรือกระแสชั่วคราว (Transient) ซึ่งขึ้นอยู่กับแหล่งกำเนิดและธรรมชาติของการเกิด โดยแบ่งออกเป็น เสิร์จ (Surge) และเบิร์สต์ (Burst) โดยที่เสิร์จจะมีลักษณะแกว่งไปมา หรือแกว่งไปในทิศทางเดียวกันและมีปริมาณพลังงานที่สูง โดยช่วงเวลาขาขึ้น (rise time) และช่วงเวลาทั้งหมดปกติแล้วจะอยู่ในช่วง ไมโครวินาที (μs) ถึง มิลลิวินาที (ms) และถูกจำกัดความถี่อยู่ต่ำกว่าความถี่วิทยุ โดยปกติแล้วแหล่งกำเนิดคือฟ้าผ่า การเคลียร์ฟอลต์ของระบบ หรือการสับตัวเก็บประจุเข้าสู่วงจร และการที่โหลดประเภทตัวเหนี่ยวนำ (inductive load) ไม่สามารถเก็บพลังงานได้ ส่วนเบิร์สต์ (fast transient burst) เกิดจากการสับสวิทช์การทำงานของโหลดประเภทตัวเหนี่ยวนำ (โดยทั่วไปหมายถึงสวิทช์ หรือรีเลย์) ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นคือการอาร์ค ซึ่งเกิดจากช่วงระยะเวลาอันสั้นของ เบิร์สต์เพียงไม่กี่นาโนวินาที (ns) โดยจะมีพลังงานน้อย แต่สามารถทำให้ปัญหาที่คาดไม่ถึงเมื่อเกิดการเชื่อมโยงไปยังวงจรอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

^① ความแตกต่างระหว่างสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างและ โหมดผลร่วมจะถูกอธิบายอย่างละเอียดในหัวข้อที่ 2.3 และ 2.4

ดังแสดงภาพรวมของปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่สูง ในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 - ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่สูง

2.2.4 ปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่สูง

เกิดจากปัจจัยต่างๆ ดังนี้

- การรบกวนที่แผ่ทางอากาศแบบต่อเนื่อง (*Continuous radiated interference*)

เนื่องจากอยู่ใกล้เครื่องส่งวิทยุและเครื่องกำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุอื่นๆ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อเครื่องมือ และอุปกรณ์แตกต่างกันขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณ โดยจำแนกออกเป็น การรบกวนเนื่องจากสนามแม่เหล็ก (ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดต่ำ) การรบกวนเนื่องจากสนามไฟฟ้า (ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสูง) และการรบกวนเนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (ค่า free space อิมพีแดนซ์) สองกรณีแรกนั้นเกิดขึ้นที่สนามระยะใกล้ (near field) จากเครื่องส่งสัญญาณ ขณะที่กรณีที่สามเกิดขึ้นที่สนามระยะไกล (far field)

- การรบกวนที่แผ่ทางอากาศชั่วขณะ (*Transient radiated field interference*) เกิดจาก

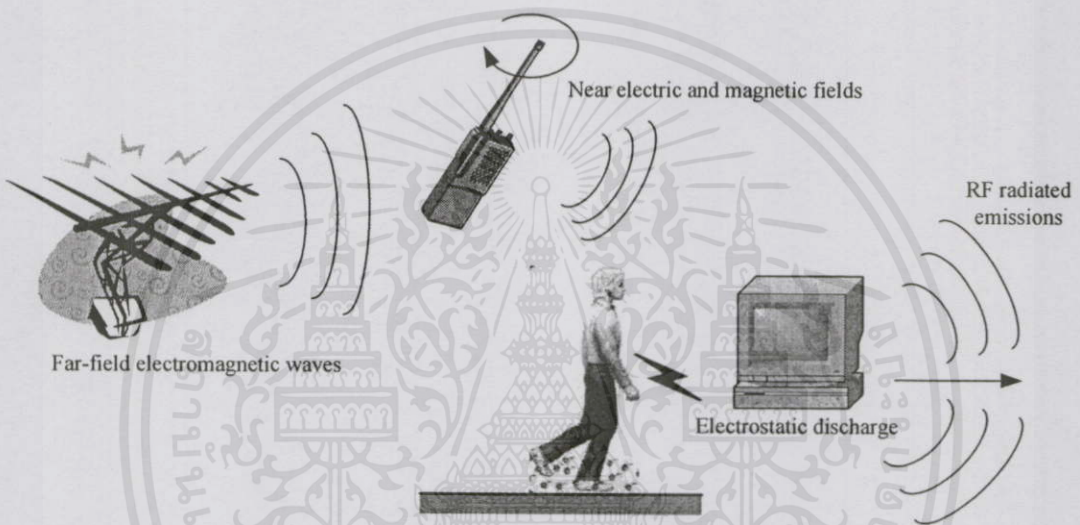
ฟ้าผ่าและการสวิตช์ซึ่งกำลังสูง (high power switching) ในสถานีส่งจ่ายหรือแหล่งจ่ายทางไฟฟ้าอื่นๆ ซึ่งมีขนาดน้อยกว่าที่เกิดในสายตัวนำ

- ไฟฟ้าสถิตย์ (*Electrostatic discharge*) เป็นเหตุการณ์เฉพาะซึ่งยากที่จะจัดเข้า

ร่วมกับหมวดหมู่อื่น ซึ่งเกิดจากการถ่ายเทประจุระหว่างวัตถุสองสิ่งที่มีระดับแตกต่างกัน

โดยหนึ่งในสองสิ่งนี้บ่อยครั้งก็คือมนุษย์นั่นเอง ผลของไฟฟ้าสถิตย์อย่างแรกคือทำให้เกิดสนามไฟฟ้าซึ่งมีความสัมพันธ์กับปริมาณของประจุ และเมื่อเกิดการถ่ายเทผ่านอากาศจะเกิดเป็นกระแสชั่วขณะซึ่งจะสัมพันธ์กับสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า โดยปกติแล้วผลของการรบกวนที่เกิดขึ้นจากการถ่ายเทประจุจะมีค่าสูงมาก มีช่วงเวลาการเกิดอยู่ในช่วงไม่กี่นาโนวินาทีแต่กระแสที่เกิดขึ้น (di/dt) อาจสูงถึง 10^9 หรือ 10^{10} A/s (แอมแปร์ต่อวินาที) และสนามของประจุอาจมีค่าสูงถึง 1 kV/m/ns (กิโลโวลต์ต่อเมตรต่อนาโนวินาที)

ดังแสดงภาพรวมของปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่สูงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่สูง

ปรากฏการณ์ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปเป็นตารางปรากฏการณ์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า ได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ปรากฏการณ์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ปรากฏการณ์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า	ครอบคลุมมาตรฐานความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า	
	การแผ่สัญญาณรบกวน (Emissions)	ความทนทานของอุปกรณ์ (Immunity)
ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่ต่ำ (< 9 kHz)		
ฮาร์โมนิกส์ และอินเตอร์ฮาร์โมนิกส์การใช้งานเพื่อการศึกษาที่เพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ นำไปใช้ประโยชน์	ไม่ครอบคลุม	ไม่ครอบคลุม
สัญญาณแรงดันแบบต่างๆ	มีใช้แพร่หลาย	ไม่ครอบคลุม

ตารางที่ 2.1 (ต่อ) ปรากฏการณ์การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

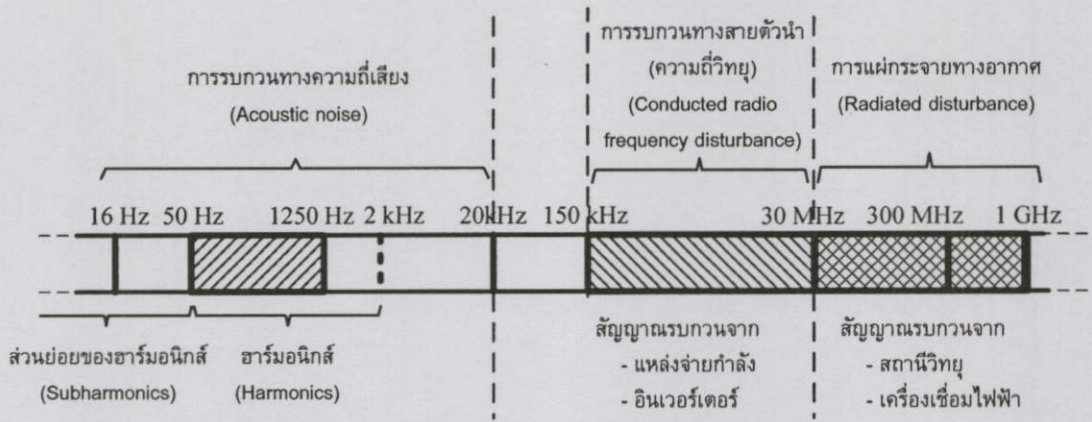
Voltage fluctuations, dips and interruptions	เพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ	เพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ
Voltage unbalance	ไม่ครอบคลุม	ไม่ครอบคลุม
การเปลี่ยนแปลงของระดับแรงดันและความถี่	ไม่ครอบคลุม	ไม่ครอบคลุม
การเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันความถี่ต่ำ	ไม่ครอบคลุม	ครอบคลุมน้อย
DC in AC networks	ไม่ครอบคลุม	ไม่ครอบคลุม
ปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่ต่ำ (< 9 kHz)		
สนามแม่เหล็ก	ครอบคลุมน้อย	ครอบคลุมน้อย
สนามไฟฟ้า	ไม่ครอบคลุม	ไม่ครอบคลุม
ปรากฏการณ์การแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ความถี่สูง (> 9 kHz)		
การเหนี่ยวนำให้เกิดคลื่นแรงดันหรือกระแสแบบต่อเนื่อง	มีใช้แพร่หลาย	เพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ
การเกิดคลื่นแรงดันหรือกระแสชั่วคราว	ไม่ครอบคลุม	มีใช้แพร่หลาย
ปรากฏการณ์การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศที่ความถี่สูง (> 9 kHz)		
สนามแม่เหล็ก	ครอบคลุมน้อย	ไม่ครอบคลุม
สนามไฟฟ้า	ไม่ครอบคลุม	ไม่ครอบคลุม
การรบกวนที่แผ่ทางอากาศแบบต่อเนื่อง	มีใช้แพร่หลาย	มีใช้แพร่หลาย
การรบกวนที่แผ่ทางอากาศชั่วคราว	ไม่ครอบคลุม	ไม่ครอบคลุม
ไฟฟ้าสถิตย์	ไม่ปรากฏ (N/A)	มีใช้แพร่หลาย

หมายเหตุ ข้อมูลในตาราง ไม่รวมการรบกวนแบบไม่ต่อเนื่อง (discontinuous disturbance) ที่กำหนดไว้ในมาตรฐาน EN 55014

โดยทั่วไปการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแบ่งออกได้หลายรูปแบบตามย่านความถี่ดังแสดงในรูปที่ 2.7 การรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ในย่าน 0 Hz ถึงประมาณ 2 kHz จะจัดอยู่ในย่านการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าความถี่ต่ำ สำหรับความถี่ในย่าน 1.25 kHz - 150 kHz ในปัจจุบันยังไม่จัดว่าเป็นปัญหาที่จะต้องแก้ไขด้วยวิศวกรรมทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า ย่าน 150 kHz - 30 MHz เป็นย่านความถี่สำหรับการรบกวนทางสายตัวนำ และตั้งแต่ 30 MHz ขึ้นไปจนถึง 1 GHz เป็นการแผ่กระจายทางอากาศ

82709

บทที่ 2 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าและสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ



รูปที่ 2.7 ย่านความถี่ของการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

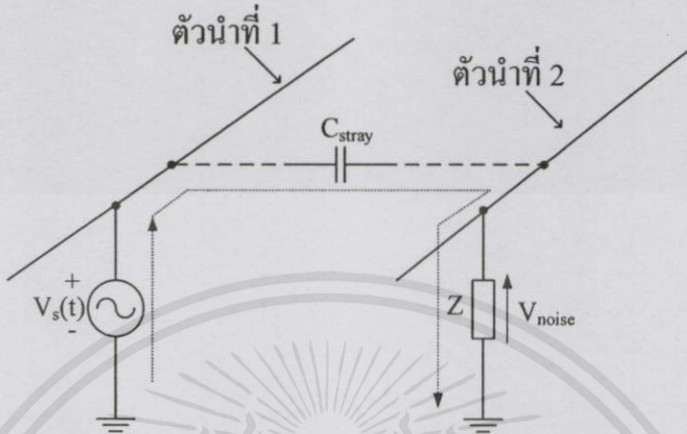
จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นในหัวข้อที่ 2.1 และ 2.2 นั้นทำให้สามารถสรุปได้ว่าปัจจัยในการเกิดสัญญาณรบกวนก็คือ การเชื่อมโยง และการเชื่อมโยงสามารถแบ่งหลักๆ ออกเป็นการเชื่อมโยงทางสายตัวนำ และการเชื่อมโยงทางอากาศ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ขอเน้นเฉพาะการเชื่อมโยงทางสายตัวนำที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ซึ่งเป็นประเด็นในการศึกษาค้นคว้า และทำการวิจัย ดังแสดงรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.3

2.3 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

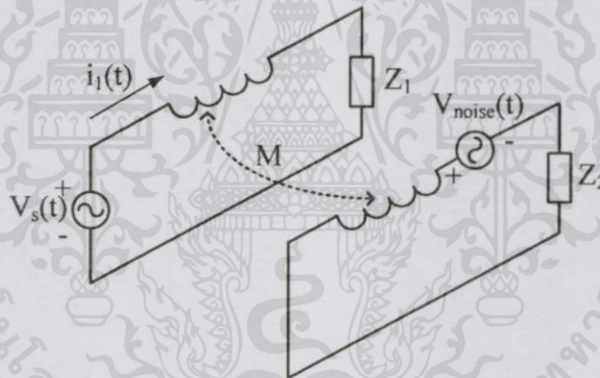
การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในสายตัวนำ จะเกิดกับอุปกรณ์ที่ใช้ความถี่ต่ำถึงปานกลาง การรบกวนเกิดจากสัญญาณที่มีความถี่ในย่านตั้งแต่ 150 kHz ถึง 30 MHz ผ่านตัวกลางที่เป็นตัวนำไฟฟ้าไปยังอุปกรณ์ข้างเคียงทำให้เกิดการทำงานที่ผิดพลาด การเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำคือ มีสัญญาณที่ไม่พึงประสงค์ที่ส่งออกมาทางสายตัวนำซึ่งเกิดจากการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ โดยการเกิดการรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำได้แบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกัน คือ การเกิดสัญญาณรบกวนในโหมดผลรวม (Common Mode interference: CM) และโหมดผลต่าง (Differential Mode interference: DM) และการเกิดสัญญาณรบกวนในตัวนำจะเกิดขึ้นได้ก็ต่อเมื่อมีการเชื่อมโยงพลังงานของการเกิดสัญญาณรบกวนไปสู่ตัวที่ได้รับผลกระทบ ซึ่งการเชื่อมโยงและการแผ่กระจาย (propagation) การรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวนำจะแบ่งออกเป็น 2 แบบด้วยกันคือการเชื่อมโยงด้วยตัวเก็บประจุ (capacitive coupling) และการเชื่อมโยงด้วยการเหนี่ยวนำ (inductive coupling) [5]

การเชื่อมโยงด้วยตัวเก็บประจุเป็นการเชื่อมโยงพลังงานของสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (electric coupling) โดยกระแสจะไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝง (stray capacitance) ไปยังตัวนำอีกตัวหนึ่งที่อยู่ติดกันดังแสดงในรูปที่ 2.8 และถ้ากระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุลงกราวด์จะเป็นการสร้างสัญญาณรบกวนชนิดโหมดผลรวม

การเชื่อมโยงด้วยการเหนี่ยวนำเป็นการส่งผ่านพลังงานของสัญญาณรบกวนโดยวิธีทางแม่เหล็ก (magnetic coupling) โดยในสายตัวนำจะมีค่าการเหนี่ยวนำเสมือน (Mutual inductance: M) อยู่ซึ่งเมื่อมีกระแสไหลผ่านก็จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้น และสนามแม่เหล็กนี้จะไปเหนี่ยวนำกับค่าการเหนี่ยวนำของอีกตัวนำหนึ่งที่อยู่ใกล้เคียงกันซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.8 การเชื่อมโยงสัญญาณรบกวนผ่านตัวเก็บประจุ



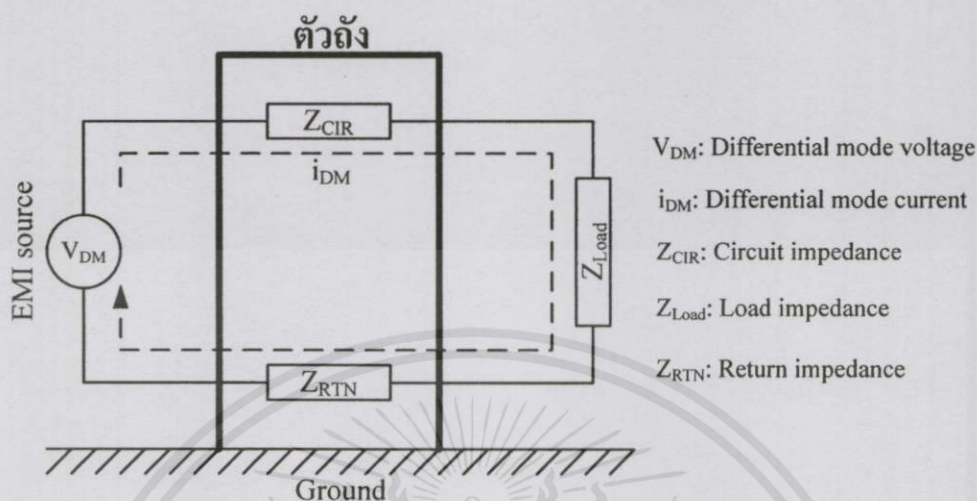
รูปที่ 2.9 การส่งผ่านสัญญาณรบกวนผ่านตัวเหนี่ยวนำ

2.3.1 สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างทางสายตัวนำ (Conducted differential mode)

สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (Differential Mode: DM) หรือบางครั้งอาจเรียกว่า Symmetrical [5] ซึ่งในระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากำลังได้แบ่งออกเป็น สัญญาณรบกวนแรงดันและสัญญาณรบกวนกระแสของโหมดผลต่าง โดยนิยามของโหมดผลต่าง คือ การรบกวนที่ไม่ต้องการที่เกิดขึ้นจากความแตกต่างระหว่างกระแสภายในสายตัวนำสองเส้นใดๆ [6] โดยสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลต่างนี้ ทิศทางของกระแสหรือแรงดันจะไหลจากแหล่งจ่ายผ่านอิมพีแดนซ์ของวงจร (Z_{CR}) เพื่อไปยังโหลด และจะไหลผ่านกลับมายังแหล่งจ่ายโดยผ่านอิมพีแดนซ์ของสายป้อนกลับโดยไม่ผ่านทางกราวด์ ดังนั้นสามารถสรุปได้ว่า การเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลต่างจะเป็นการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง

บทที่ 2 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าและสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

2 ตัวนำ คือ ตัวนำสัญญาณไปยัง โหลด (signal line) และตัวนำสัญญาณกลับ (signal return line) หรือ สายตัวนำกำลังงานไฟฟ้า (power line) และสายตัวนำกลับ (power return line) นั่นเอง [3] ดังแสดงใน รูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง

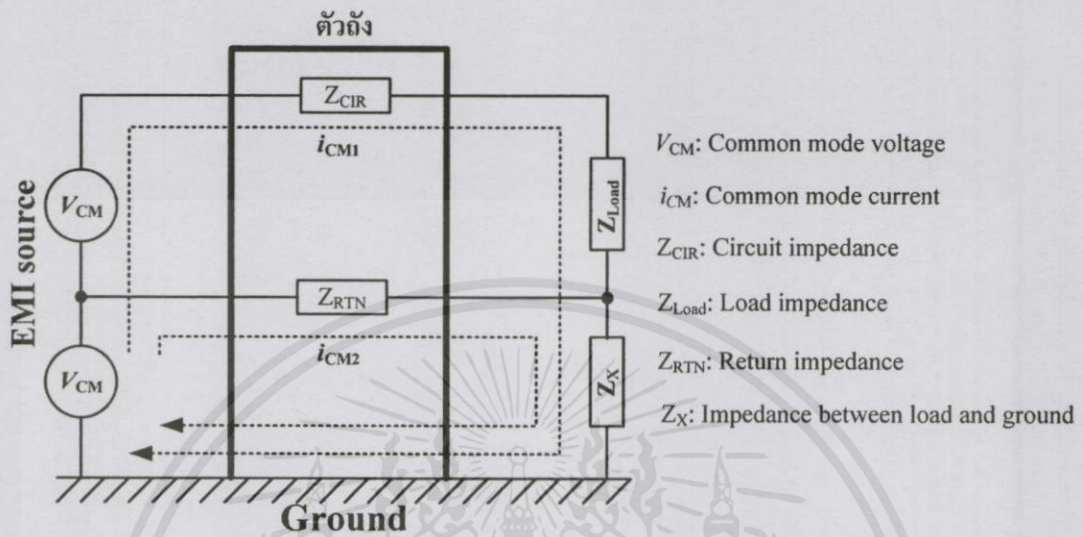
2.3.2 สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมทางสายตัวนำ (Conducted common mode)

สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม (Common Mode: CM) หรือบางครั้งอาจเรียกว่า Asymmetrical [5] สำหรับการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโหมดผลร่วมนั้น จะพิจารณาจากทางเดินของสัญญาณระหว่างกลุ่มของตัวนำกับกราวด์หรือกลุ่มตัวนำอื่นเป็นตัวอ้างอิง สำหรับการเกิดสัญญาณรบกวนในโหมดผลร่วมนั้นจะมีตัวแปรสำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในโหมดผลร่วมคือ ตัวเก็บประจุแฝง (stray capacitor) ดังแสดงในรูปที่ 2.8 โดยการเชื่อมโยงผ่านตัวเก็บประจุแฝง เป็นการส่งผ่านพลังงานของสัญญาณรบกวน โดยกระแสจะไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงไปยังตัวนำอีกตัวหนึ่งที่อยู่ติดกัน และถ้ากระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุลงกราวด์จะเป็นการสร้างสัญญาณรบกวนชนิดโหมดผลร่วมของทั้งสายไลน์และสายนิวทรัล ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.11 ดังนั้นหากปราศจากตัวเก็บประจุแฝงนี้แล้วก็จะไม่เกิดสัญญาณรบกวนในกรณีโหมดผลร่วมขึ้น

การรบกวนในโหมดผลร่วมทำให้เกิดปัญหาขึ้นมากกว่าโหมดผลต่าง เนื่องจากการเชื่อมโยงประกอบด้วย โครงสร้างทางธรรมชาติมากมายซึ่งไม่สามารถกำหนดหรือออกแบบให้เป็นไปตามที่ต้องการได้ ดังนี้ [3]

- ผลกระทบที่เกิดจากการรบกวนโหมดผลร่วมเองยากในการคาดเดาและควบคุม
- โหมดผลร่วมสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตลอดเวลาอันเนื่องมาจากโครงสร้างที่ไม่สามารถควบคุมได้มีการเปลี่ยนแปลงไป

- การรบกวนโหมคผลร่วมนสามารถสร้างความเสียหายได้หลากหลายกับอุปกรณ์ที่ไม่ได้มีความสัมพันธ์กัน
- กระแสที่ไหลปริมาณมากในลูปที่ไม่มีการควบคุม จะยังส่งผลต่อการแผ่สัญญาณรบกวนทางอากาศ



รูปที่ 2.11 ทิศทางการส่งผ่านสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม

จากรูปที่ 2.11 จะเห็นว่าสัญญาณแรงดันของสัญญาณรบกวนของสายสัญญาณ ($V_{noise,CIR}$) จะไม่เท่ากับสัญญาณแรงดันของสัญญาณรบกวนของสายป้อนกลับ ($V_{noise,RTN}$) ทั้งนี้เนื่องจากเส้นทางการไหลของสัญญาณรบกวนในแต่ละสายมีอิมพีแดนซ์ไม่เท่ากัน ด้วยเหตุนี้จึงทำให้การเกิดสัญญาณรบกวนในโหมคผลร่วมนไม่เท่ากัน โดยจะแสดงดังสมการที่ (2.1) และ (2.2)

$$V_{noise,CIR} = I_{CM1} \cdot (Z_{CIR} + Z_{Load} + Z_X) \tag{2.1}$$

$$V_{noise,RTN} = I_{CM2} \cdot (Z_{RTN} + Z_X) \tag{2.2}$$

2.4 มาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

มาตรฐานด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้นมีอยู่มากมายหลายประเภท โดยจำแนกออกเป็นหัวข้อต่างๆ เช่น มาตรฐานทางด้านเทคโนโลยีสารสนเทศ (CISPR 22) มาตรฐานที่ใช้ภายในบ้าน (CISPR 14-1) ขีดจำกัดและวิธีการทดสอบ (CISPR 15) เป็นต้น ซึ่งทุกมาตรฐานล้วนมีความสำคัญอย่างยิ่งในเชิงพาณิชย์ของแต่ละประเทศ จนบางครั้งก็ถูกใช้เป็นเสมือนเส้นขีดแบ่งทางการค้าเพื่อไม่ให้ของที่ไม่มีคุณภาพตามที่ประเทศนั้นๆ ต้องการสามารถนำเข้ามาจำหน่ายได้ ซึ่งสามารถจำแนกรูปแบบในการทดสอบของทุกมาตรฐานสำหรับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ออกได้เป็น มาตรฐานที่เกี่ยวกับการปล่อยสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการแผ่กระจายคลื่นทางอากาศ (Radiated Emission: RE), มาตรฐานที่เกี่ยวกับการปล่อยสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาทางสายตัวนำ (Conducted Emission: CE), มาตรฐานที่เกี่ยวกับภูมิคุ้มกันต่อสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (Immunity), มาตรฐานที่เกี่ยวกับความอ่อนไหวต่อสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (Susceptibility) ซึ่งในหัวข้อนี้จะขอกล่าวเพียงมาตรฐานที่เกี่ยวกับการปล่อยสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเท่านั้น [6]

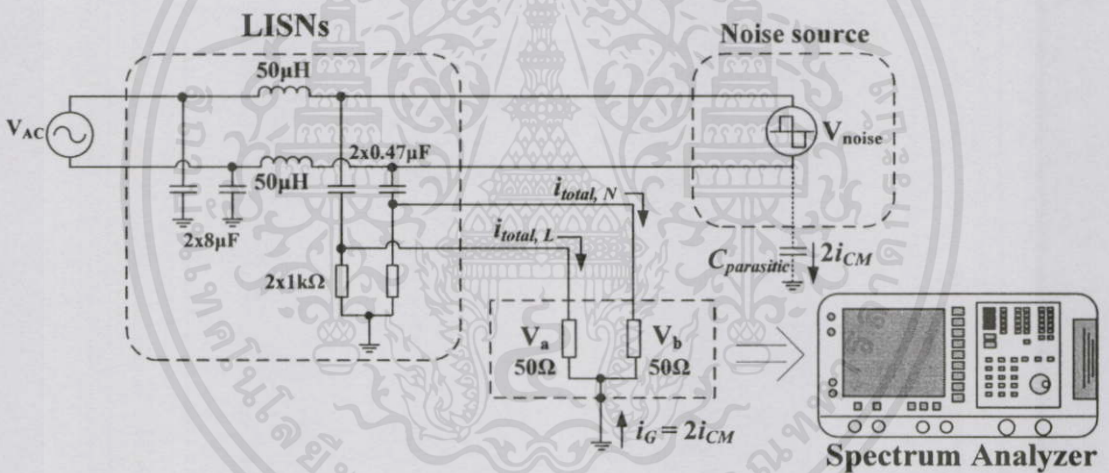
มาตรฐานที่เกี่ยวกับการปล่อยสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเป็นส่วนหนึ่งในมาตรฐานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งแต่ละประเทศก็จะกำหนดเหมือนหรือแตกต่างกันไปตามความเหมาะสมของแต่ละประเทศ เช่น มาตรฐาน FCC ย่อมาจาก Federal Communications Commission เป็นของประเทศสหรัฐอเมริกาที่ทำการออกกฎข้อบังคับสำหรับอุปกรณ์สื่อสาร, มาตรฐาน CISPR ย่อมาจากภาษาฝรั่งเศสคือ Comite International Special des Perturbations Radioelectrique เป็นมาตรฐานในการหาวิธีการวัดและขีดจำกัดของการรบกวนในย่านความถี่วิทยุสำหรับนานาชาติ นอกจากนั้นตัว CISPR เองไม่ได้เป็นกฎข้อบังคับหรือมาตรฐานบังคับใช้แต่อย่างใด แต่มาตรฐานดังกล่าวจะถูกดัดแปลงโดยรัฐบาลของแต่ละประเทศให้เป็นมาตรฐานบังคับใช้ภายในประเทศ จึงกลายเป็นมาตรฐานสากลไปโดยปริยาย, VDE ย่อมาจาก Verband Deutscher Elektrotechniker ซึ่งเป็นมาตรฐานของประเทศเยอรมัน ซึ่งในประเทศเยอรมันได้กำหนดไว้ว่าอุปกรณ์ที่มีความถี่ในการทำงานสูงกว่า 10 kHz จะไม่สามารถนำมาใช้ได้ถ้าไม่มีใบอนุญาต ทำให้โรงงานในประเทศเยอรมันทั้งหมดต้องมีการทดสอบสินค้าตามมาตรฐานดังกล่าว ซึ่งมาตรฐานของประเทศเยอรมันดังกล่าวจะคล้ายกับมาตรฐานของยุโรป ยกเว้นเพียงแต่ย่านความถี่ที่พิจารณาจะมีความแตกต่างกัน, MIL-STD (Military standards) เป็นมาตรฐานที่ออกโดยการทหารของประเทศสหรัฐอเมริกาซึ่งถือว่าเป็นมาตรฐานที่เข้มงวดมาก และมากกว่ามาตรฐาน FCC เสียอีก, EN ย่อมาจาก Euro Norms หรือ European standards เป็นมาตรฐานระดับสากลที่กล่าวถึงระดับรวมของมาตรฐานทางด้าน EMI/EMC ซึ่งมีนานาชาติร่วมกันในการกำหนดและปรับปรุงขึ้นมา เพื่อให้เป็นมาตรฐานร่วมกันของประเทศในฝั่งยุโรป, นอก. ย่อมาจาก มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม เป็นมาตรฐานของประเทศไทยเอง ซึ่งในด้านที่เกี่ยวข้องกับความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับประเทศไทยได้มีการเริ่มต้นนำมาตรฐานนานาชาติมาปรับปรุงแก้ไขโดยอ้างอิงจากมาตรฐาน CISPR 15 และมีการบังคับใช้แล้วตั้งแต่ปี 2542 และกำลังพัฒนาเพื่อบังคับใช้ต่อไป

การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ คือ การวัดค่าแอมป์ริจูดของสเปกตรัม ซึ่งในการทดสอบจริงตามมาตรฐานจะต้องมีอุปกรณ์เพิ่มเติม คือ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์^๒ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) ดังแสดงในรูปที่ 2.12 วงจร

^๒ รายละเอียดของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แสดงในบทที่ 3

LISN และตัวต้านทาน $50\ \Omega$ ทั้งสองตัว มีไว้เพื่อให้สามารถวัดสัญญาณรบกวนดังกล่าวได้และเป็นที่เข้าใจตรงกันเป็นสากล อีกทั้งเพื่อให้การทดสอบนั้นสามารถทำซ้ำได้ ซึ่ง LISN เป็นอุปกรณ์ที่สามารถกรองสัญญาณความถี่ต่างๆ ที่มาจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อไม่ให้เข้าไปกวนอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบใดๆ (Equipment Under Test: EUT) โดยสัญญาณรบกวนความถี่สูงที่เข้ามาจากด้าน V_{AC} จะถูกตัวเหนี่ยวนำ $50\ \mu\text{H}$ และตัวเก็บประจุ $8\ \mu\text{F}$ ทั้งทางด้านไลน์และนิวทรัลกรองไม่ให้ผ่านไป ในทางกลับกันก็จะป้องกันสัญญาณรบกวนจาก EUT ไม่ให้เข้าไปกวนด้าน V_{AC} อีกทั้ง LISN ยังมีหน้าที่รักษาคอสมิพีแดนซ์ระหว่างไลน์กับกราวด์ในย่านความถี่ทำการทดสอบให้คงที่ ดังนั้นจะเห็นว่าสัญญาณรบกวนจาก EUT จะไหลผ่านตัวต้านทาน $50\ \Omega$ เนื่องจากสัญญาณรบกวนความถี่สูงจะตัวเก็บประจุมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำเสมือนลัดวงจร

ดังนั้นในการทดสอบตามมาตรฐาน ตัวต้านทาน $50\ \Omega$ จะถูกแทนที่ด้วยเครื่องมือวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer: SA) ซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ของเครื่องมือวัดเป็น $50\ \Omega$ เช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.12



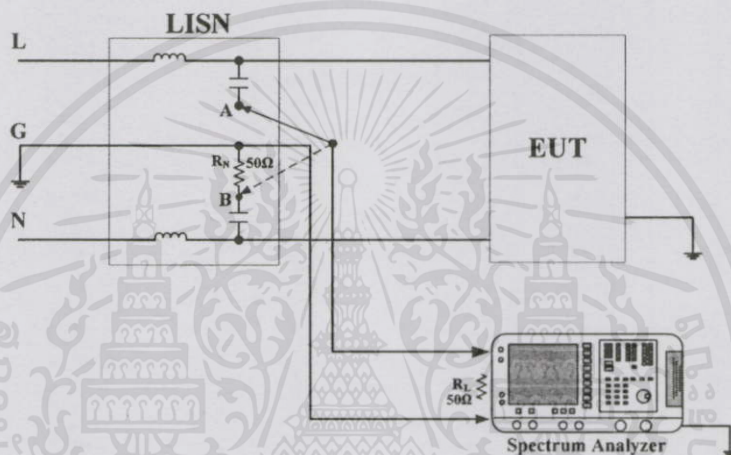
รูปที่ 2.12 การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

2.5 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ 2 แบบ ได้แก่ การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรบกวน ดังหัวข้อที่ 2.5.1 และการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้าของสัญญาณรบกวน ดังหัวข้อที่ 2.5.2 นั้น ไม่นับเอาค่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรบกวน

การวัดในรูปแบบนี้เป็นการวัดแบบสากลที่นิยมใช้กันมากที่สุด โดยมีอุปกรณ์ในการวัดที่สำคัญคือ LISN, Spectrum Analyzer และ EUT มีการต่อวงจรดังรูปที่ 2.13 ซึ่งในการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนในรูปของแรงดันไฟฟ้าในสายไฟนั้น สามารถหาค่าได้เฉพาะค่าแรงดันสัญญาณรบกวนรวมในสายไลน์ หรือสายนิวทรัลเท่านั้น ซึ่งในการวิเคราะห์หาสัญญาณรบกวนในรูปของแรงดันไฟฟ้าในโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างนั้น ไม่สามารถทำได้ จึงต้องมีอุปกรณ์พิเศษที่เรียกว่า “อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน (EMI separator)” ซึ่งเป็นที่มาของหัวข้องานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้



รูปที่ 2.13 การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรบกวน

การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรบกวนต้องมีอุปกรณ์ต่างๆ ซึ่งมีหน้าที่และความสำคัญ ดังต่อไปนี้

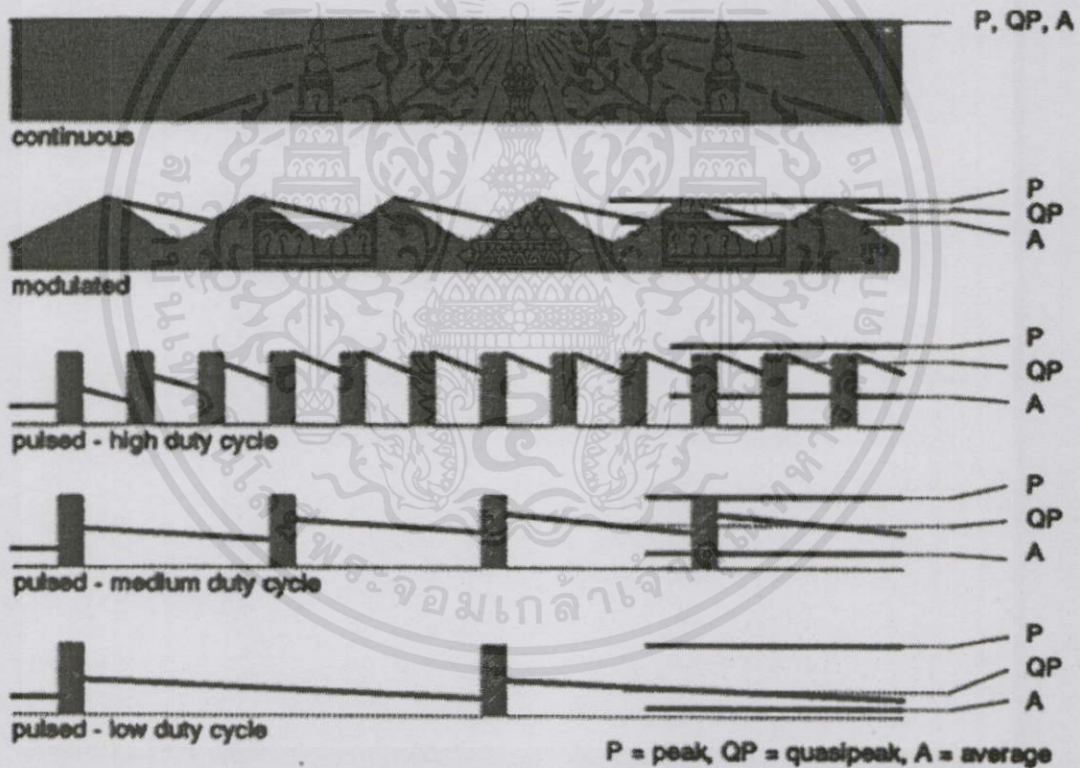
- LISN เป็นอุปกรณ์ที่มีไว้ใช้เพื่อการทดสอบนั้นเชื่อถือได้ สามารถทำซ้ำได้ ซึ่งอาจกล่าวได้ว่า LISN มีหน้าที่หลักๆ อยู่ 3 ประการ คือ ป้องกันสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายเข้าไปกวน EUT, ป้องกันสัญญาณรบกวนจาก EUT เข้าไปกวนแหล่งจ่าย และให้ค่าอิมพีแดนซ์แมทซ์ 50 Ω กับเครื่องมือวัด ดังได้กล่าวไว้ข้างต้นในหัวข้อที่ 2.5 และจะกล่าวอย่างละเอียดอีกครั้งใน บทที่ 3

- EUT หรือในบางครั้งอาจเปลี่ยนเป็น DUT (Device Under Test) โดยขึ้นอยู่กับขนาดของอุปกรณ์ทดสอบ โดย EUT จะหมายถึง วงจรหรืออุปกรณ์ที่มีขนาดเล็กกว่า เช่น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Mode Power Supply: SMPS), วงจรหรือแสงหลอดอินไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ แคนเดสเซนต (Dimmer), บาลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น ส่วน DUT จะหมายถึงอุปกรณ์ที่

มีขนาดใหญ่มากกว่า หรือเป็นการรวมวงจรต่างๆเข้าด้วยกัน เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer: PC), เครื่องสำรองไฟ (UPS), ไมโครเวฟ ฯลฯ

- *Spectrum Analyzer* หรือ *Measuring Receiver* เป็นเครื่องมือที่ใช้วัดและแสดงผลแอมป์ริจูดของสัญญาณรบกวนที่ความถี่ต่างๆ โดยทำการเลือกวัดค่า v_a และ v_b ได้โดยสวิทช์เลือกตำแหน่งการวัดไปที่ A และ B ในรูปที่ 2.13 ตามลำดับ ซึ่งขึ้นอยู่กับโมเดลของ LISN ในบางรุ่นอาจมีสวิทช์ให้เลือก ส่วนบางรุ่นอาจใช้วิธีการถอดเปลี่ยนตำแหน่งของสายแทน [8]

ในการวัดสัญญาณรบกวนด้วยเครื่องวัด Spectrum Analyzer จะมีการตรวจจับสัญญาณ เพื่อทำการวัด (Detector function) ที่ใช้กันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่สามรูปแบบได้แก่ Peak detector (P), Quasi-Peak detector (QP) และ Average detector (A) ซึ่งมีแต่ละแบบก็จะตรวจจับสัญญาณในรูปแบบที่แตกต่างกัน ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 การตรวจจับสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าของเครื่อง Spectrum Analyzer

โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดโดยย่อเท่านั้น ส่วนรายละเอียดที่ครอบคลุมกว่านี้สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จาก [9] และสรุปได้ดังนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ในรูปที่ 2.14 การตรวจจับสัญญาณแบบ P เป็นการตรวจจับค่าสูงสุดของสัญญาณ กรณีที่ใช้การตรวจจับแบบ P จะตรวจจับค่าที่มากกว่าหรือสูงกว่าแบบ QP และ แบบ A เสมอ ยกเว้น

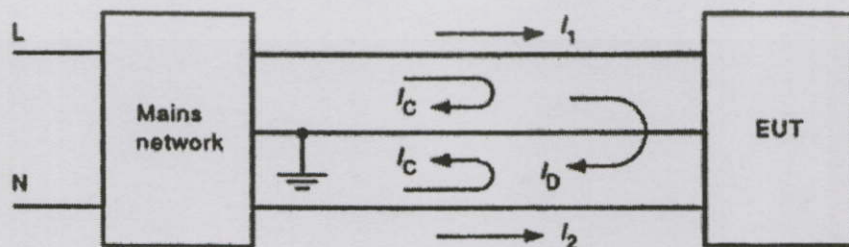
บทที่ 2 ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าและสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

กรณีที่สำคัญงานที่ตรวจจับเป็นลักษณะของสัญญาณที่มีค่าคงที่ และเมื่อตรวจจับแล้วเครื่องวัดก็จะปล่อยสัญญาณนั้นอย่างรวดเร็วเพื่อตรวจจับใหม่ ทำให้การวัดแบบนี้จะมีความรวดเร็วในการวัดมากกว่าแบบ QP และแบบ A ในขณะที่แบบ A จะเป็นการวัดค่าเฉลี่ยของสัญญาณ ส่วนแบบ QP จะตรวจจับสัญญาณ โดยมีการชั่งน้ำหนักช่วงเวลาที่สัญญาณมีการ charge และ discharge หรือนำช่วงเวลาที่สัญญาณเพิ่มขึ้นและลดลงมาพิจารณาด้วยทำให้การวัดแบบ A และ QP จะใช้เวลามากกว่าแบบ P และจากรูปที่ 2.14 จะเห็นได้ว่า ยิ่งสัญญาณมี duty cycle มาก การวัดแบบ A และ QP ก็จะสูงขึ้นและใกล้เคียงกับการวัดแบบ P มากขึ้นแต่ในทางตรงกันข้ามถ้าสัญญาณมี duty cycle ต่ำ การวัดแบบ A และ QP จะมีค่าต่ำกว่า P อย่างชัดเจน

โดยในงานวิจัยนี้จะทำการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในโดเมนความถี่ด้วยเครื่อง Spectrum Analyzer ซึ่งจะใช้การตรวจจับสัญญาณแบบ P เสมอเนื่องจากสามารถในการวัดที่รวดเร็ว และเป็นการเปรียบเทียบค่าสูงสุดของสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz

2.5.2 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้าของสัญญาณรบกวน

วิธีการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปของกระแสไฟฟ้าเป็นอีกวิธีการหนึ่งที่ระบุอยู่ในมาตรฐานการทดสอบความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่างๆ เช่น MIL-STD 462, DEF STAN 59-41 เป็นต้น [8] โดยการวัดดังกล่าวจำเป็นต้องมีเครื่องมือวัดเฉพาะทางที่เรียกว่าโพรบวัดกระแสไฟฟ้าที่สามารถวัดสัญญาณย่านความถี่วิทยุได้ (Radio Frequency (RF) current probe) ซึ่งแท้จริงแล้วมาตรฐานต้องการการทดสอบสัญญาณรบกวนที่สายไลน์และสายนิวตรอลก็เพียงพอต่อการทดสอบผลิตภัณฑ์ต่างๆ แต่โพรบวัดกระแสที่ได้นำมาประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในโหมดผลต่างและโหมดผลรวม เนื่องจากความสามารถของโพรบวัดกระแสที่สามารถคล้องสายตัวนำได้มากกว่าหนึ่งเส้นนั่นเอง จึงทำให้สามารถนำมาวิเคราะห์ผลรวมของกระแสที่ไหลในสายตัวนำต่างๆ ดังรูปที่ 2.15

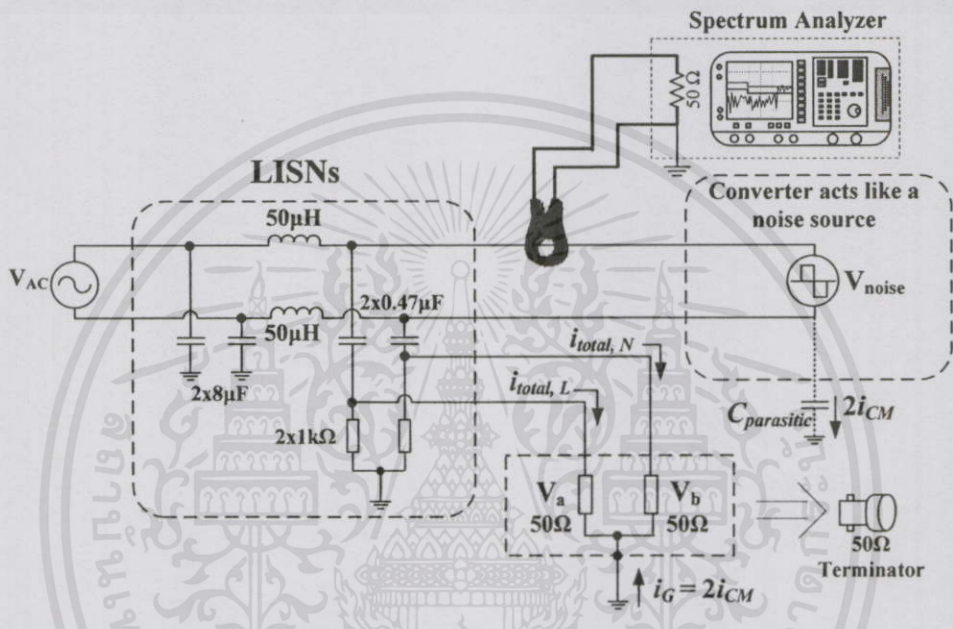


IEC 1320/99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 2.15 ทิศทางของกระแสในการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า

ทางสายตัวนำในรูปกระแสไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.15 จะเห็นได้ว่ากระแส I_1 และ I_2 ก็คือผลของสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์ และนิวตรอล ตามลำดับนั่นเอง ส่วน I_C คือกระแสโหมคผลร่วม และ I_D คือกระแสโหมคผลต่าง แต่หลักการวัดโดยทั่วไปยังคงเหมือนกันกับการวัดสัญญาณรบกวนในรูปของแรงดันไฟฟ้า คือ ยังคงต้องมี LISNs, EUT และ Spectrum analyzer แต่ LISNs จะต้องทำการต่อตัวต้านทาน $50\ \Omega$ ที่ให้ค่าคงที่ในย่านความถี่ที่กว้าง หรือที่เรียกว่า $50\ \Omega$ Terminator เข้าที่ขั้วต่อสัญญาณออก (RF output) ดังกำหนดในมาตรฐาน ส่วนวิธีการวัดสัญญาณรบกวนในรูปของกระแสแสดงดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 การทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในรูปกระแสไฟฟ้า

ส่วนรายละเอียดในการนำโพรบวัดกระแสนี้ไปใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและโหมคผลร่วมจะกล่าวอย่างละเอียดอีกครั้งในบทที่ 4

สรุป

ในบทที่ 2 นี้เป็นการแนะนำ ทำความเข้าใจด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ซึ่งเนื้อหาได้ครอบคลุมสิ่งที่เกี่ยวข้องทั้งหมดตั้งแต่ที่มาในการเกิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า นิยามของความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและโหมคผลร่วม โดยภายหลังได้มุ่งเน้นทางด้านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ เนื่องจากเป็นประเด็นหลักของการศึกษาวิจัย ซึ่งประกอบไปด้วยเอกสารเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่นานนักเห็นว่าเป็นประโยชน์ด้านการศึกษาและการวิจัย การวัดและการทดสอบตามมาตรฐานด้วยวิธีการต่างๆ

ในบทถัดไปจะกล่าวถึงโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) และทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง โดยเนื้อหาประกอบด้วยบทนำ ซึ่งบอกถึงหลักการ และชนิดของ LISN รวมทั้งองค์ประกอบต่างๆในวงจร จนถึงการคำนวณและออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

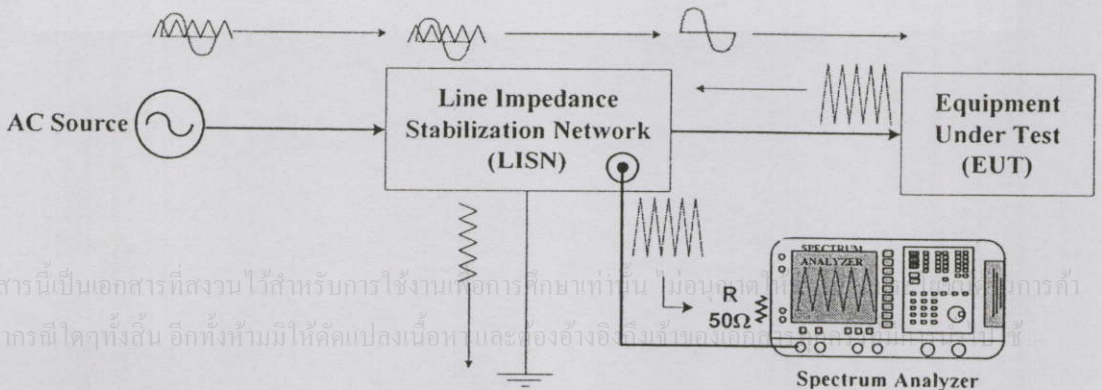
โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์และทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

บทที่ 3 จะกล่าวถึงความสำคัญของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) หรือ Artificial mains network (AMN) ในการทดสอบหาค่าของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยเนื้อหาจะประกอบไปด้วยบทนำถึงชนิดของโครงข่ายแบบต่างๆ และองค์ประกอบภายในวงจร จากนั้นจึงอธิบายรายละเอียดของโครงข่ายที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ ซึ่งจะประกอบไปด้วย ชนิดของอุปกรณ์ต่างๆ ชนิดของกราวด์ ฯลฯ และวิธีการเลือกเพื่อนำมาใช้งานในวงจร รวมถึงวิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศอย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งถือได้ว่าเป็นหัวใจในการออกแบบโครงข่าย

3.1 บทนำ

LISN ถือได้ว่าเป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญอย่างยิ่งในการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่มีมาตรฐานด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้ากำหนดไว้ โดยหน้าที่หลักของ LISN สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ข้อ หรือดังแสดงในรูปที่ 3.1 ดังนี้

- 3.1.1 ป้องกัน หรือกำจัดสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า (Source) ไปสู่อุปกรณ์ภายใต้การทดสอบ (Equipment Under Test: EUT)
- 3.1.2 ป้องกัน หรือกำจัดสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบ (EUT) ไม่ให้ไปรบกวนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า
- 3.1.3 ส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจากอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบ (EUT) ไปยังเครื่องมือวัด (EMI Receiver หรือ Spectrum Analyzer)



รูปที่ 3.1 หน้าที่หลักของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

ดังนั้นจึงมีความสำคัญยิ่งในการทราบถึงชนิดของโครงข่ายแบบต่างๆ ที่มีในมาตรฐาน CISRP 16-1 เพื่อเป็นประโยชน์ในการศึกษา ออกแบบ และนำไปใช้งานที่เหมาะสมกับย่านความถี่

3.2 ความรู้เบื้องต้นของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

ดังที่ได้เกริ่นไว้ข้างต้นว่าโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์เป็นอุปกรณ์ที่ถูกกำหนดให้ใช้โดยมาตรฐานด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทั่วโลก เพื่อใช้ในการทดสอบการแพร่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (Conducted EMI emissions) โดยมีวัตถุประสงค์ให้การทดสอบหาค่าของสัญญาณรบกวนมีความน่าเชื่อถือ และสามารถทำซ้ำได้ ซึ่งตามมาตรฐาน CISPR 16-1 [2] ได้ให้นิยามว่า “เป็นอุปกรณ์ที่ต้องสามารถให้ค่าอิมพีแดนซ์ตามต้องการได้ที่ย่านความถี่วิทยุ (radio frequency: RF) ณ ตำแหน่งของจุดเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ทดสอบ (EUT) เพื่อแยกวงจรที่ทำการทดสอบออกจากสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการซึ่งมาจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า และเพื่อเชื่อมโยงแรงดันของสัญญาณรบกวนไปยังเครื่องมือวัด” แท้จริงแล้ว สิ่งที LISN หรือ AMN ต้องมีเป็นอันดับแรก คือ ต้องให้ค่าอิมพีแดนซ์เฉพาะค่าหนึ่งตลอดย่านความถี่ที่ทำงานและต้องแยกสัญญาณที่แปลกปลอมจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าได้มากพอ (สัญญาณแปลกปลอมโดยทั่วไปจะมีค่าอย่างต่ำที่สุดไม่เกิน 10 dB ภายใต้การวัดผลจากเครื่องมือวัด) อีกทั้งยังต้องป้องกันแรงดันสัญญาณแปลกปลอมจากแหล่งจ่ายผ่านไปยังเครื่องมือวัด ซึ่ง LISN ควรจะมีข้อกำหนดเหล่านี้สำหรับตัวนำแต่ละตัวของแหล่งจ่ายไฟฟ้า (2 สายในระบบ single-phase และ 4 สายในระบบ three-phase) โดย LISN สามารถแบ่งออกเป็นสองชนิดหลัก คือ แบบ V-network และ แบบ Delta (Δ)-network

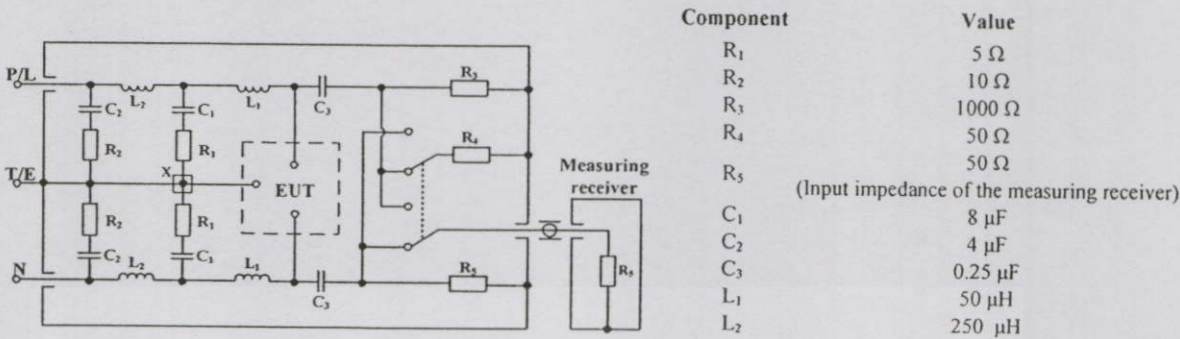
3.2.1 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบ V-network

LISN แบบ V-network คือ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่เชื่อมโยงแรงดันรวมของสัญญาณรบกวนทางด้านไลน์ หรือนิวตรอล ด้านใดด้านหนึ่งเพื่อทำการวัดค่าสัญญาณรบกวน

LISN แบบ V-network ตามมาตรฐาน CISPR 16-1 แบ่งออกเป็น 4 ชนิด ตามองค์ประกอบที่มีภายในวงจร เช่น แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H}$, แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$, แบบ $50 \Omega/5 \mu\text{H} + 1 \Omega$ และ แบบ 150Ω ซึ่งแต่ละแบบจะมีจุดเด่นแตกต่างกัน ดังนี้

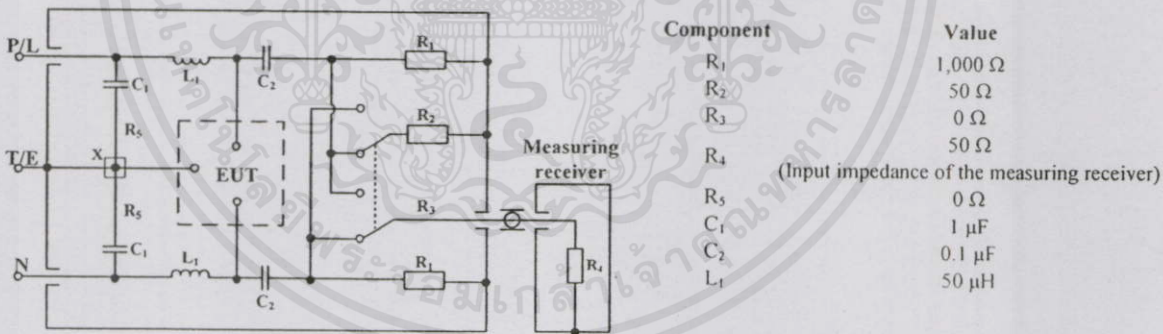
1. LISN แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ ดังรูปที่ 3.2 แสดงวงจรที่เหมาะสม และรายการค่าขององค์ประกอบต่างๆ โดย L_1 , C_1 , R_1 , R_4 และ R_5 เป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ ส่วน L_2 , C_2 , และ R_2 ทำหน้าที่แยกสัญญาณแปลกปลอมจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า และการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า และ C_3 ทำหน้าที่ตัดการเชื่อมโยงของการวัดจากแรงดัน

ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า โดยโครงสร้างนี้สามารถใช้ได้กับกระแสสูงถึง 100 A โดย LISN ชนิดนี้สามารถออกแบบให้ใช้งาน ได้ตั้งแต่ย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz



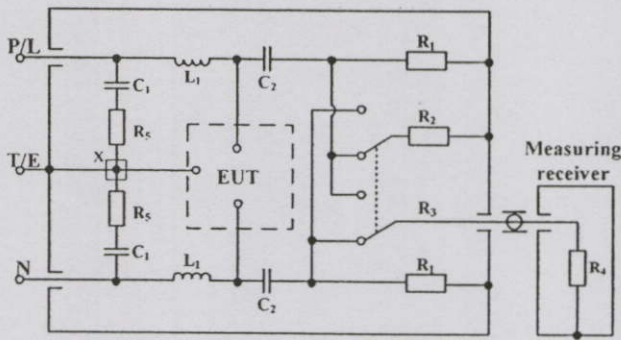
รูปที่ 3.2 LISN แบบ 50 Ω/50 μH + 5 Ω

2. LISN แบบ 50 Ω/50 μH ดังรูปที่ 3.3 แสดงวงจรที่เหมาะสม และรายการค่าขององค์ประกอบต่างๆ โดยของค้ประกอบ L₁, C₁, R₂, R₃ และ R₄ เป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ซึ่งจะไม่เหมือนกับตัวอย่างก่อนหน้านี้เพราะไม่มีส่วนที่แยกโคคออกจากกัน จึงทำให้วงจรนี้สามารถให้ค่าอิมพีแดนซ์ตรงตามที่ระบุได้ อย่างไรก็ตาม ในสภาวะที่มีสัญญาณรบกวนมากก็จำเป็นต้องทำการต่อตัวกรองเพื่อลดระดับของสัญญาณแปลกปลอม โดยโครงสร้างนี้จะสามารถสร้างให้ใช้กับกระแสได้สูงถึง 100 A และใช้ที่ย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz



รูปที่ 3.3 LISN แบบ 50 Ω/50 μH

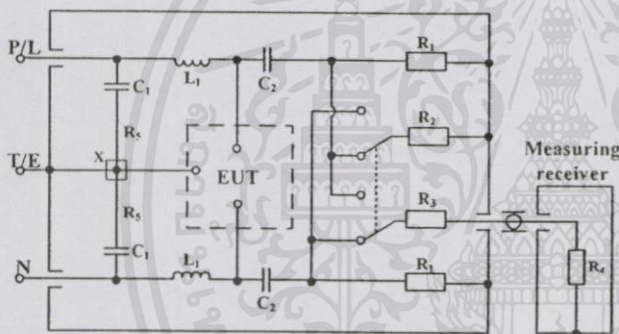
3. LISN แบบ 50 Ω/5 μH + 1 Ω ดังรูปที่ 3.4 แสดงวงจรที่เหมาะสมสำหรับย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz และรายการค่าขององค์ประกอบต่างๆ ซึ่งสามารถจ่ายกระแสได้สูงถึง 400 A แต่จริงๆแล้ว LISN ชนิดนี้ยังสามารถออกแบบให้ใช้งานได้ที่ย่านความถี่ 150 kHz – 100 MHz และพิกัดกระแสสูงสุดถึง 500 A โดยจะไม่ขอก่อตัวไว้นั้นเนื่องจากสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้จาก [2]



Component	Value
R ₁	1,000 Ω
R ₂	50 Ω
R ₃	0 Ω
R ₄	50 Ω
(Input impedance of the measuring receiver)	
R ₅	1 Ω
C ₁	2 μF (minimum)
C ₂	0.1 μF
L ₁	5 μH

รูปที่ 3.4 LISN แบบ 50 Ω/5 μH + 1 Ω

4. LISN แบบ 150 Ω ดังรูปที่ 3.5 แสดงวงจรที่เหมาะสมสำหรับ และรายการค่าขององค์ประกอบต่างๆ โดย LISN ชนิดนี้ถูกออกแบบขึ้นเพื่อนำไปใช้งานทางด้านสื่อสารโทรคมนาคม



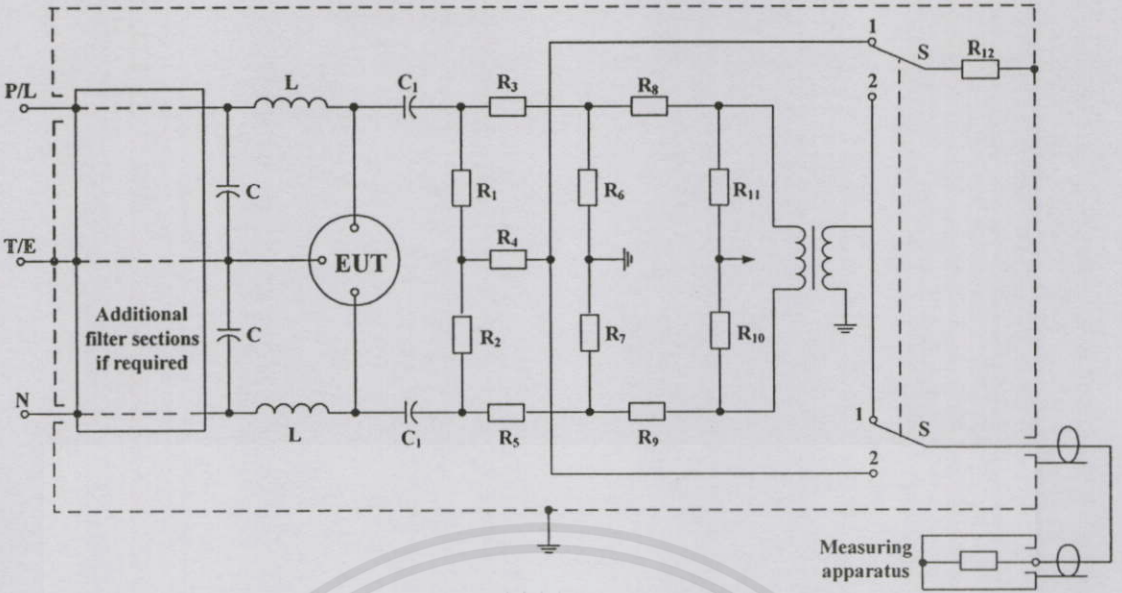
Component	Value
R ₁	1,000 Ω
R ₂	150 Ω
R ₃	100 Ω
R ₄	50 Ω
(Input impedance of the measuring receiver)	
R ₅	0 Ω
C ₁	1 μF
C ₂	0.1 μF
L ₁	Suitable to achieve specified impedance

รูปที่ 3.5 LISN แบบ 150 Ω

3.2.2 โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบ Δ-network

LISN แบบ Δ-network คือ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่สามารถเชื่อมโยงแรงดันสัญญาณ โหมดผลต่าง และสัญญาณ โหมดผลรวมแยกกันได้ เพื่อทำการส่งสัญญาณดังกล่าวไปยังเครื่องมือวัดต่อไป โดยมาตรฐาน CISPR 16-1 ได้มีการยกตัวอย่าง LISN แบบ Δ-network ไว้เพียงแค่ชนิดเดียว คือ แบบ 150 Ω Δ-network (สำหรับย่านความถี่ 150 kHz - 100 MHz) ซึ่งเป็น LISN ที่ถูกออกแบบเพื่อใช้งานทางด้านสื่อสารโทรคมนาคม

LISN ชนิดนี้ต้องมีค่าขนาดของอิมพีแดนซ์เท่ากับ 150 Ω ± 20 Ω และมีค่ามุมเฟสไม่เกิน 20° ทั้งสองด้าน คือ ด้านจุดต่อระหว่างขั้วของ EUT ด้วยกันเอง (เช่น ไลน์กับเลกสกรีนที่เป็นเอกสารที่ส่งมาไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้าน ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการควบนวัตกรรณในระบบหนึ่งเฟส) และ ระหว่างขั้วของ EUT ต่อกับกราวด์อ้างอิง (เช่น ไลน์กับกราวด์ไมวกรรณ เค้าขงต้น ออทงห้ามม หนดแก่งเนอหา และต้ององ มงองงง ของเอกรส ทุกกรรณมกรรณไมใช้หรือนิวตรอลกับกราวด์ ในระบบหนึ่งเฟส) ดังวงจรที่แสดงดังรูปที่ 3.6 และค่าต่างๆที่เหมาะสม ดังแสดงในตารางที่ 3.1



ตำแหน่งที่ 1 สำหรับการวัดองค์ประกอบ โหมคผลต่าง

ตำแหน่งที่ 2 สำหรับการวัดองค์ประกอบ โหมคผลรวม

รูปที่ 3.6 LISN แบบ Δ -network

ตารางที่ 3.1 ค่าองค์ประกอบต่างๆของ AMN 150 Ω Delta-network

Component	Value
R_1, R_2	118.7 (120) Ω
R_3, R_5	152.9 (150) Ω
R_4	390.7 (390) Ω
R_6, R_7	275.7 (270) Ω
R_8, R_9	22.8 (22) Ω
R_{10}, R_{11}	107.8 (110) Ω
R_{12}	50 Ω
C_1, C_2	0.1 μF
L, C	ต้องเป็นค่าที่เหมาะสมที่สามารถให้ค่าอิมพีแดนซ์ตามที่ต้องการได้
หมายเหตุ 1: อัตราส่วนของจำนวนรอบของหม้อแปลงสมดุลย์-ไม่สมดุลย์ (balanced to unbalanced transformer) กำหนดให้เป็น 1:2.5 แบบมีเซ็นเตอร์เท็ป	
หมายเหตุ 2: ค่าความต้านทานดังแสดงในวงเล็บนั้นเป็นค่าที่ใกล้เคียงที่สุดที่นำเสนอ (ค่าความคลาดเคลื่อน $\pm 5\%$)	

เอกสารนี้เป็นเอกสารเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.6 และตารางที่ 3.1 พบว่าเกิดความยุ่งยากที่เพิ่มขึ้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (L) และการหาค่า C ที่เหมาะสมที่สามารถให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่ต้องการได้ รวมถึงต้องทำการต่อเพิ่มในส่วนของหม้อแปลงสมดุขย์ - ไม่สมดุขย์อีก ยิ่งไปกว่านั้นมาตรฐานได้กำหนดไว้ว่า สำหรับการวัดแรงดันสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างนั้น การคิดตั้งและการทำสมดุขย์หม้อแปลงเป็นสิ่งจำเป็น เพื่อหลีกเลี่ยงการเปลี่ยนแปลงค่าของอิมพีแดนซ์ที่อาจจะเกิดขึ้นได้ โดยที่ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของหม้อแปลงต้องไม่น้อยกว่า 1,000 Ω ตลอดย่านความถี่ ส่วนผลของแรงดันของสัญญาณรบกวนที่วัดได้จากเครื่องมือวัดนั้นขึ้นอยู่กับค่าขององค์ประกอบต่างๆในระบบและอัตราส่วนของหม้อแปลง (transformer ratio) ดังนั้น โครงข่ายต้องถูกทำการสอบเทียบ (Calibrate) ก่อนนำไปใช้งาน

จากเนื้อหาข้างต้นทำให้ทราบถึงข้อมูลเบื้องต้นของ LISN ชนิดต่างๆ แต่ในหัวข้อถัดจากนี้ไป จะกล่าวเน้นเฉพาะเนื้อหาของ LISN ที่ทำการออกแบบขึ้น ซึ่งก็คือ LISN ชนิด V-network แบบ 50 Ω / 50 μH + 5 Ω เนื่องจาก LISN ชนิดนี้สามารถตอบสนองต่อการใช้งานในการทดสอบสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำได้ เนื่องจากสามารถใช้งานได้ที่ย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz

3.3 องค์ประกอบของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ชนิด V – network แบบ 50 Ω / 50 μH + 5 Ω

ภายในโครงข่ายเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) ประกอบด้วยองค์ประกอบต่างๆ ซึ่ง LISN ในปัจจุบันได้มีการพัฒนา โดยการนำระบบดิจิทัลคอมพิวเตอร์มาควบคุมระบบการตัดต่อสวิตช์ และ ควบคุมระบบแจ้งสถานะ (status indicator) เป็นต้น ดังนั้น เมื่อตัดฟังก์ชันการทำงานพิเศษจำพวกอุปกรณ์สวิตช์ตัดต่อต่างๆ ออก ก็จะมีเหลือองค์ประกอบหลัก ดังนี้

1. ตัวต้านทาน
2. ตัวเก็บประจุ
3. ตัวเหนี่ยวนำ
4. กล่อง (case of box)
5. ระบบกราวด์ (grounding)

โดยจะเห็นได้ว่าองค์ประกอบที่มีนั้นจัดได้ว่าเป็นองค์ประกอบแบบพาสซีฟ (passive) ทั้งสิ้น ซึ่งองค์ประกอบหลักต่างๆ เหล่านี้มีวิธีการเลือกใช้ ดังจะได้กล่าวต่อไป ซึ่งบางอย่างถูกกำหนดโดยมาตรฐาน แต่บางอย่างเป็นคำแนะนำที่ได้มาจากการลองผิดลองถูก (trial by errors) และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า บางอย่างได้มาจากข้อกำหนดของอุปกรณ์ (specification) ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.1 ตัวต้านทาน

ตัวต้านทานสามารถแบ่งออกกว้างๆ ได้ 2 แบบ คือ แบบค่าคงที่ และแบบปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานได้ ซึ่งทั้งสองแบบนี้ยังถูกจำแนกออกตามวัสดุที่ทำขึ้นโดยทั่วไปแล้วตัวต้านทานมักสร้างขึ้นจากฟิล์มคาร์บอน (carbon film) หรือ เมทัลฟิล์ม (metal film) [14] โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีการใช้งานตัวต้านทานแบบค่าคงที่มากกว่าตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ ซึ่งตัวต้านทานแบบปรับค่าได้นั้นอาจถูกใช้ในครั้งแรกๆ คำนึงถึงจะไม่ลงรายละเอียดมากนัก แต่จะกล่าวโดยรวม ดังต่อไปนี้

3.3.1.1 ตัวต้านทานแบบค่าคงที่ ซึ่งมีมากมายหลายชนิดในปัจจุบัน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการยกตัวอย่างที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย ดังนี้

- *Carbon Composition* ถูกผลิตขึ้นจากแท่งคาร์บอนนำมาตัดตามความยาวที่ต้องการแล้วจึงเชื่อมตัวนำติดเข้าไป การผสมของคาร์บอนทำให้สามารถปรับค่าความต้านทานได้ตามที่ผู้ออกแบบต้องการ ซึ่งค่าความต้านทานหลายๆ นั้นสามารถทำได้ง่ายกว่าค่าความต้านทานน้อยๆ โดยจะมีค่าความคลาดเคลื่อนยินยอม (tolerance) อยู่ที่ 5 – 20 % สัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิต่อความต้านทาน (Temperature Coefficient of Resistance: TCR) อยู่ในช่วง 1,000 part per million per degree Celsius (ppm/°C) หมายความว่าเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นค่าความต้านทานจะลดลงและเมื่ออุณหภูมิลดลงความต้านทานจะสูงขึ้น แต่มีสิ่งหนึ่งที่ควรนำมาพิจารณาคือ ตัวต้านทานชนิดนี้สามารถสร้างสัญญาณรบกวน (noise) ได้ และระดับของสัญญาณรบกวนแปรเปลี่ยนตามขนาดทางกายภาพของตัวต้านทาน

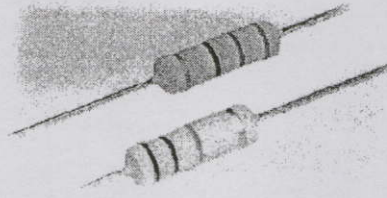
- *Carbon Film Resistor* ดังแสดงในรูปที่ 3.7 มีลักษณะหลายๆ อย่างเหมือนกันกับชนิด carbon composition resistor ดังนั้นตัวต้านทานชนิดนี้จึงสามารถสร้างสัญญาณรบกวนได้เช่นเดียวกัน แต่ค่าความคลาดเคลื่อนยินยอมนั้นดีกว่ามากเนื่องมาจากความแตกต่างในขั้นตอนการผลิต โดยตัวต้านทานชนิดนี้ผลิตขึ้นจากแท่งเซรามิกบางๆ ผสมกับคาร์บอน ค่าความคลาดเคลื่อนยินยอมสูงสุดอยู่ที่ 1 % การตอบสนองต่อความถี่สำหรับตัวต้านทานชนิดนี้จัดได้ว่าดีที่สุด ซึ่งดีกว่าแบบ wirewound และดีกว่าแบบ carbon composition มาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 3.7 ใช้ตัวต้านทานชนิดฟิล์มคาร์บอนให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- *Metal Film Resistor* ดังรูปที่ 3.8 ตัวต้านทานชนิดนี้ใช้กรรมวิธีในการสร้างโดยการระเหย/ทับถมกัน โดยทำให้เมทัลระเหยในสุญญากาศและนำมาทับถมกันบนแท่ง

เซรามิกหรือแผ่นเวเฟอร์ (wafer) คุณลักษณะทางความถี่ถือได้ว่าดีมาก และดีกว่าตัวต้านทานชนิดฟิล์มคาร์บอน ซึ่งตัวต้านทานชนิดนี้สร้างสัญญาณรบกวนได้น้อยมาก



รูปที่ 3.8 ตัวต้านทานชนิดเมทัลฟิล์ม

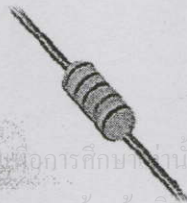
- *Power Film Resistor* มีลักษณะการผลิตเหมือนกันกับแบบ metal film หรือ carbon film ซึ่งพิกัดกำลังนั้นสูงกว่าชนิด wirewound และมีการตอบสนองต่อความถี่ดีมาก โดยทั่วไปแล้วนำไปใช้กับงานพิกัดกำลังสูง ทำให้มีอุณหภูมิขณะใช้งานสูงแต่จะไม่สูงเกินกว่าค่าสูงสุดที่ทำการออกแบบ ลักษณะทางกายภาพมีขนาดใหญ่

- *Foil Resistor* ดังแสดงในรูปที่ 3.9 มีคุณลักษณะคล้ายๆกับแบบ metal film จุดเด่นหลักของตัวต้านทานชนิดนี้คือ มีความเสถียรมากกว่าแบบ metal film, มีการตอบสนองต่อความถี่ที่ดีเยี่ยม, มีค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิต่อความต้านทานต่ำ และมีความแม่นยำสูง มีกรรมวิธีการผลิตเหมือนกันกับแบบ wirewound คือ ใช้การม้วนแผ่นฟอยล์ที่มีเซรามิกผสม



รูปที่ 3.9 ตัวต้านทานชนิดฟอยล์

- *Fuse Resistor* ดังรูปที่ 3.10 เป็นตัวต้านทานที่ผลิตเพื่อสองวัตถุประสงค์ คือ เป็นตัวต้านทานและฟิวส์ ถูกออกแบบให้เปิดวงจรเมื่อมีปริมาณกระแสสูงไหลผ่าน (surge current) ซึ่งโดยปกติแล้วเมื่อตัวต้านทานนี้ทำงานจะมีความร้อนสูงกว่าตัวต้านทานแบบ precision wirewound หรือ power resistor



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะมิใช่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

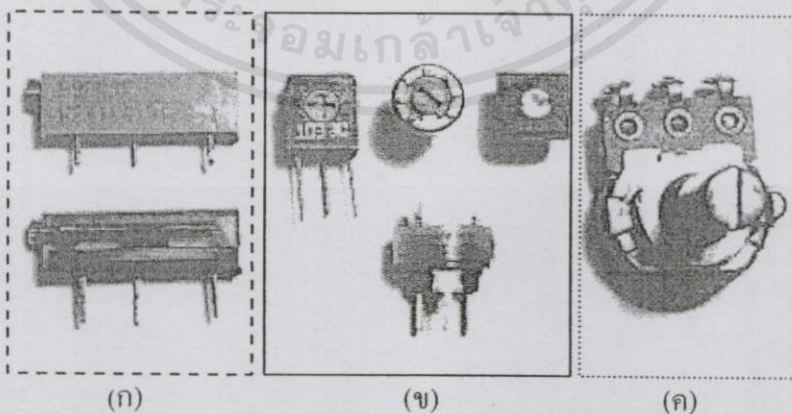
รูปที่ 3.10 ตัวต้านทานชนิดฟิวส์

- *NIST Standard* ย่อมาจาก (National Institute of Standards and Technology) Standard ดังแสดงในรูปที่ 3.11 เป็นตัวต้านทานที่สามารถให้ค่าความแม่นยำได้สูง โดยมีค่าความผิดพลาดขินยอมต่ำถึง 0.001 % มีค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิต่อความต้านทานอยู่ที่ 3 ppm/°C และตัวต้านทานชนิดนี้ได้ผ่านการทดสอบทางด้านอุณหภูมิเป็นอย่างดี จึงทำให้ตัวต้านทานชนิดนี้มีราคาแพง แต่ก็จัดได้ว่าเป็นตัวต้านทานชนิดแรกๆ ที่ถูกเลือกใช้เพื่ออ้างอิงในการทดสอบตามห้องวิจัยต่างๆ



รูปที่ 3.11 ตัวต้านทานชนิด NIST standard

3.3.1.2 ตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.12 โดยในรูปที่ 3.12(ก) เป็นแบบที่เรียกว่า Potentiometer หรือ Trimmer Potentiometer เป็นตัวต้านทานที่ต้องถูกปรับเลื่อนค่าบ่อยครั้ง และปรับเป็นแบบค่ากว้างๆ ส่วนรูป 3.12(ข) เป็นแบบ Semi-fixed resistor ซึ่งแท้จริงแล้วถูกออกแบบขึ้นเพื่อการปรับตั้งของช่างผู้ชำนาญเท่านั้น เพื่อใช้ในการปรับแต่งเงื่อนไขการทำงานของวงจร หรือถูกใช้เพื่อชดเชยความไม่แม่นยำของตัวต้านทาน และเพื่อปรับแบบละเอียดของวงจร โดยองศาในการปรับมักปรับได้ประมาณ 300° ส่วนรูป 3.12(ค) เป็นตัวต้านทานที่ใช้งานง่าย สะดวกในการปรับค่า จึงมักถูกใช้เพื่อปรับระดับเสียงของวิทยุ



(ก)

(ข)

(ค)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.12 ตัวต้านทานชนิดปรับค่าได้ที่กักกำลังต่ำ

สรุป ตัวต้านทานที่ถูกเลือกมาใช้เป็นองค์ประกอบของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ ควรเป็นชนิด carbon film และ metal film และเมื่อพิจารณาจากคุณสมบัติทางด้านความถี่และการสร้างสัญญาณรบกวนแล้วแบบ metal film จะมีความเหมาะสมมากกว่าในการใช้งานย่านความถี่สูง แต่แบบ carbon film นั้นมีราคาถูกกว่าและสามารถหาซื้อได้ง่ายกว่าแบบ metal film ทั้งนี้ทั้งนั้นขึ้นอยู่กับว่าผลิตภัณฑ์ดังกล่าวสามารถหาซื้อได้ภายในท้องถิ่นหรือไม่ เนื่องจากย่านความถี่ใช้งานของ LISN นั้นอยู่ในช่วง 9 kHz – 30 MHz เท่านั้น ซึ่งตัวต้านทานทั้งสองชนิดจะให้ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของ LISN ที่แตกต่างกันเพียงเล็กน้อย ดังนั้นจึงควรเลือกใช้ตามความเหมาะสม

3.3.2 ตัวเก็บประจุ

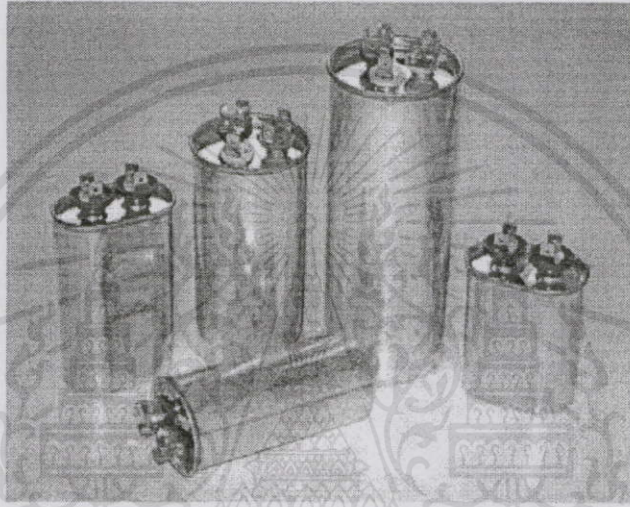
ตัวเก็บประจุมักมีมากมายหลายชนิด ซึ่งสามารถแบ่งตามชนิดของตัวเก็บประจุแบบกว้างๆ ได้เป็น ตัวเก็บประจุแบบชนิดค่าคงที่ และตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ โดยในหัวข้อนี้จะขอกล่าวถึงชนิดของตัวเก็บประจุเพียงแบบเดียว คือ ตัวเก็บประจุแบบค่าคงที่ ซึ่งสามารถแบ่งตามกรรมวิธีในการผลิตและวัสดุที่นำมาใช้ทำเป็นฉนวน ได้ดังแสดงตัวอย่างในตารางที่ 3.2 ซึ่งในตารางที่ 3.2 นั้นเป็นเพียงตัวอย่างของสารพื้นฐานการออกแบบตัวเก็บประจุเท่านั้น แต่โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์นั้นทำงานที่สภาวะแรงดันตั้งแต่ 220 โวลต์ขึ้นไป และทำงานที่ย่านความถี่ตั้งแต่ 9 kHz – 30 MHz ดังนั้นจึงต้องใช้ตัวเก็บประจุที่มีการประยุกต์ใช้งานเป็นพิเศษ โดยได้ทำการเลือกใช้ตัวเก็บประจุ 2 ชนิด คือ เมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม (metallized polypropylene film) และ เมทัลไลซ์โพลีเอสเตอร์ฟิล์ม (metallized polyester film) เนื่องจากคุณสมบัติของโพลีโพรพิลีนนั้นมีค่าความสูญเสียต่ำมาก (very low losses), การดูดกลืนของไดอิเล็กตริกต่ำ (low dielectric absorption), และมีค่าความคงทนไดอิเล็กตริกสูง (high dielectric strength) ส่วนโพลีเอสเตอร์นั้นมีค่าคงตัวของไดอิเล็กตริก (dielectric constant) และค่าความคงทนไดอิเล็กตริกสูง ดังแสดงในรูปที่ 3.13 และ 3.14 ตามลำดับ [15]

ตารางที่ 3.2 ตัวอย่างชนิดของตัวเก็บประจุแบบต่างๆ และการประยุกต์ใช้งาน

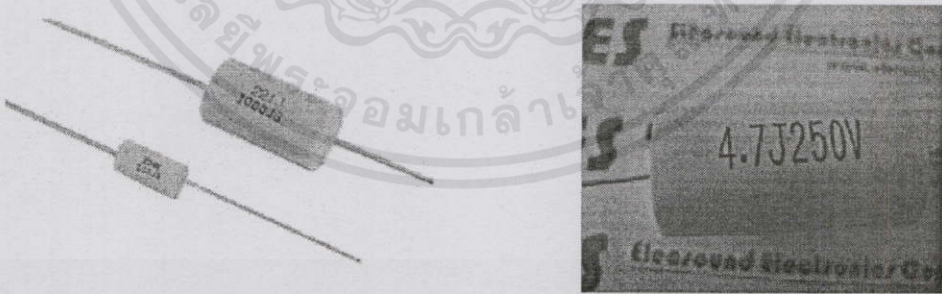
ชนิด	ความเก็บประจุ	พิกัดแรงดัน	ย่านความถี่	การประยุกต์ใช้งาน
เซรามิก	10 pF – 1 μ F	50 V – 30 kV	500 Hz – 500 MHz	ราคาถูก, ใช้งานทั่วไป
อิเล็กทรอนิกส์	0.1 μ F – 1.6 F	3 – 600 V	ต่ำกว่า 10 kHz	วงจรกรองแหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตชิ่ง
แก้ว	10 – 1,000 pF	100 – 600 V	1 kHz – 5 GHz	วงจรความถี่สูง
ไมกา	1 pF – 0.01 μ F	100 – 600 V	1 kHz – 5 GHz	วงจรความถี่สูง
ไมลาร์	1 nF – 50 μ F	50 – 600V	500 Hz – 500 MHz	ราคาถูก, ใช้งานทั่วไป

ตารางที่ 3.2 ตัวอย่างชนิดของตัวเก็บประจุแบบต่างๆ และการประยุกต์ใช้งาน (ต่อ)

น้ำมัน	0.1 – 20 μF	200 V – 10 kV	ต่ำกว่า 1 kHz	วงจรกรองแรงดันสูง
โพลีคาร์บอนเนต	100 pF – 30 μF	50 – 800V	DC – 1 GHz	งานที่ต้องการคุณภาพสูง, ขนาดเล็ก
โพลีโพรพิลีน	100 pF – 50 μF	100 – 800 V	DC – 1 GHz	คุณภาพสูง, ค่า dielectric absorption ต่ำ
โพลีเอทิลีน	10 pF – 2.7 μF	100 – 600 V	DC – 1 GHz	วงจรกรองสัญญาณขนาดเล็ก
โพลีเอสเตอร์	100 pF – 30 μF	3 – 600 V	DC – 1 GHz	งานที่มีความร้อนสูง



รูปที่ 3.13 ตัวเก็บประจุชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม



รูปที่ 3.14 ตัวเก็บประจุชนิดเมทัลไลซ์โพลีเอสเตอร์ฟิล์ม

สรุป ตัวเก็บประจุที่นำมาใช้ในโครงข่ายชนิด V-network แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ มีเพียงสามค่า คือ 0.25 μF , 4 μF และ 8 μF โดยตัวเก็บประจุขนาด 4 μF และ 8 μF เป็นแบบเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม ส่วน 0.25 μF เป็นแบบเมทัลไลซ์โพลีเอสเตอร์ฟิล์ม ซึ่งถ้าเป็นไปได้ควรหาค่าของตัวเก็บประจุให้ได้ค่าตามที่กำหนด เนื่องจากเป็นค่าที่ถูกแนะนำโดยมาตรฐาน

3.3.3 ตัวเหนี่ยวนำ

การแบ่งชนิดของตัวเหนี่ยวนำ สามารถแบ่งได้เช่นเดียวกับการแบ่งชนิดของตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ คือ ตัวเหนี่ยวนำชนิดค่าคงที่ และตัวเหนี่ยวนำชนิดปรับค่าได้ นอกจากการแบ่งตัวเหนี่ยวนำออกเป็น 2 ชนิดนี้แล้ว ตัวเหนี่ยวนำยังสามารถแยกออกเป็นแบบต่างๆ ได้อีกมากมาย โดยขึ้นอยู่กับวัสดุที่ใช้ทำเป็นปลอก (former) [16]

3.3.3.1 ตัวเหนี่ยวนำแบบค่าคงที่ โดยปกติแล้วตัวเหนี่ยวนำประเภทนี้ทำมาจากขดลวดทองแดง มีวัสดุที่มีคุณสมบัติเป็นฉนวนเคลือบตัวนำไว้ วัสดุเคลือบหรือน้ำมันวานิชจะช่วยป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจร ทั้งนี้เนื่องจากการพันขดลวดจะต้องพันซ้อนทับซึ่งกันและกัน ตัวเหนี่ยวนำแบบค่าคงที่ ที่พบบ่อยในตลาดมี 3 แบบ คือ แบบแกนอากาศ แบบแกนเหล็ก และแบบแกนเฟอร์ไรต์

3.3.3.2 ตัวเหนี่ยวนำแบบปรับค่าได้ ค่าความเหนี่ยวนำจะถูกเปลี่ยนแปลงโดยการปรับตำแหน่งของแกน โดยสัมพันธ์กับขดลวดที่อยู่กับที่ ตัวเหนี่ยวนำชนิดปรับค่าได้แบบเฟอร์ไรต์ เป็นเพียงชนิดเดียวที่ได้รับความนิยมในปัจจุบัน โดยอาศัยการเคลื่อนที่เข้าออกของแกนเฟอร์ไรต์ด้วยการปรับจากสกรู ถ้าแกนเคลื่อนที่ออกมานอกสุดจะทำให้ค่าความซาบซึมมีค่าต่ำ เนื่องจากการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นเสมือนเกิดกับแกนอากาศ ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำจึงมีค่าต่ำ ($L \downarrow \alpha \mu \downarrow$) แต่ถ้าหมุนสกรูให้แกนเฟอร์ไรต์เคลื่อนที่เข้าไปในขดลวดมากขึ้น จะทำให้ค่าความซาบซึมที่ได้มีค่ามากขึ้น ส่งผลให้ค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้นด้วย ($L \uparrow \alpha \mu \uparrow$)

สรุป ตัวเหนี่ยวนำที่นำมาใช้เป็นองค์ประกอบในโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ คือ ตัวเหนี่ยวนำแบบค่าคงที่ชนิดแกนอากาศแบบพันอยู่บนปลอก (air cored on former) เนื่องจากมีคุณสมบัติในการให้ค่าความเหนี่ยวนำที่สูง และสามารถใช้งานที่ย่านความถี่สูงถึง 500 MHz ดังแสดงในตารางที่ 3.3 [17]

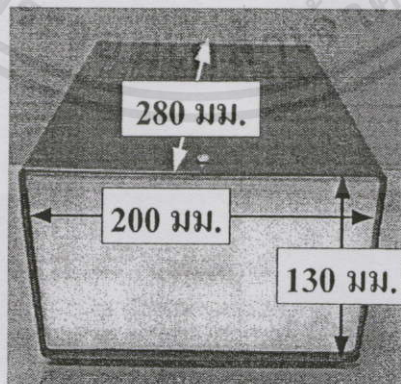
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.3 ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ, ชนิดของแกนที่ใช้ และข้อจำกัดด้านความถี่ (แบบประมาณ)

ค่าความเหนี่ยวนำต่ำสุด	ค่าความเหนี่ยวนำสูงสุด	ชนิดของแกน	พิกัดกระแสสูงหรือไม่?	ขีดจำกัดด้านความถี่
20 nH	1 μ H	แกนอากาศ	ใช่	1 GHz
20 nH	100 μ H	แกนอากาศ, แบบพันบนบล็อก	ใช่	500 MHz
100 nH	1 mH	แกนแบบ Slug tuned*	ไม่ใช่	500 MHz
10 μ H	20 mH	แกนเฟอร์ไรต์แบบวงแหวน	ไม่ใช่	500 MHz
20 μ H	0.3 H	แกนเฟอร์ไรต์แบบ RM	ไม่ใช่	1 MHz
50 μ H	1 H	แกนเฟอร์ไรต์แบบ EC หรือ ETD	ใช่	1 MHz
1 H	50 H	แกนเหล็ก	ใช่	10 kHz

3.3.4 ตัวถังของ LISN (Case of box)

ตัวถังของ LISN นั้นต้องทำจากวัสดุที่เป็นโลหะ ซึ่งต้องมีฝาปิดที่ทำจากโลหะด้วยเช่นกัน โดยฝาปิดด้านใต้ และด้านข้าง ต้องมีรูที่ถูกเจาะขึ้นเพื่อระบายความร้อนที่แผ่ออกมา ซึ่งมีขนาดใหญ่ได้ถึง $360 \times 300 \times 180$ มม. [2] แต่ตัวถังของ LISN ในทางปฏิบัติแล้วควรเลือกให้มีขนาดตามความเหมาะสมขององค์ประกอบในวงจร โดยตัวถังที่เลือกใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีขนาดเท่ากับ $200 \times 280 \times 130$ มม. ดังแสดงในรูปที่ 3.15 โดยเป็นตัวถังที่สามารถหาซื้อได้ทั่วไป และมีขนาดเล็กกว่าที่มาตรฐานได้แนะนำไว้ เพื่อให้เหมาะสมกับองค์ประกอบที่จะติดตั้งไว้ภายใน



รูปที่ 3.15 ตัวอย่างของตัวถัง LISN ที่นำมาใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.5 ระบบกราวด์ (Grounding) [1]

ระบบกราวด์ คือ สิ่งที่มีความสำคัญในระดับต่างๆ ในการลดสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ โดยประโยชน์ในการใช้ระบบกราวด์และการต่อสายร่วมกันคือสามารถแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนที่มีมากได้นั่นเอง ระบบกราวด์แบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ 1) Safety ground และ 2) Signal ground โดยกราวด์ที่เชื่อมต่อกับดินผ่านอิมพีแดนซ์ค่าต่ำๆจะเรียกว่า “Earth ground” ส่วน “Safety ground” มักอยู่ที่ความต่างศักย์ของดิน แม้ว่าสัญญาณรบกวนที่กราวด์จะเกิดขึ้นหรือไม่ก็ตาม

3.3.5.1 *Safety ground* ในการพิจารณา Safety ground นั้นต้องประกอบด้วยตัวถัง (chassis) หรือ สิ่งห่อหุ้ม (enclosure) เพื่อเป็นกราวด์ให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เนื่องจากตัวถังนั้นสามารถเป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสูงและสามารถเกิดการรั่วลงโครงได้ โดยมาตรฐานของสายไฟ (National Electrical Code: NEC) ข้อหนึ่งกำหนดไว้ว่าการส่งจ่ายไฟฟ้าระดับ 115/220 V เพื่อจ่ายให้กับบ้านพักอาศัยต้องเป็นระบบสามสาย โดยเพิ่มสายสีเขียวซึ่งก็คือ สายกราวด์ โดยจะต้องต่อสายกราวด์เข้ากับสิ่งห่อหุ้มของอุปกรณ์ทุกชนิด

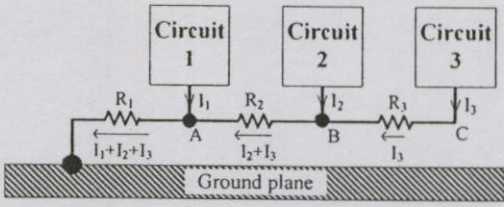
3.3.5.2 *Signal ground* โดยปกติแล้วในทางทฤษฎีถูกกำหนดให้เป็น equipotential point คือ จุดที่ค่าแรงดันไม่เปลี่ยนแปลง โดยไม่คำนึงถึงกระแสที่จ่ายเข้าไป ซึ่งแท้ที่จริงในทางปฏิบัติจะไม่ใช่ equipotential อีกทั้งกระแสนี้ยังมีผลโดยตรงในการหาการรบกวนที่แพร่ทางอากาศ (radiated emission) หรือการหาความอ่อนไหว (susceptibility) ของวงจร ดังนั้นการใช้นิยามที่ดีกว่าของ Signal ground คือ ส่วนที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำสำหรับกระแสที่ไหลย้อนกลับไปยังแหล่งจ่าย ดังนั้นกระแสในกราวด์จึงมีความสำคัญ โดย Signal ground แบ่งออกได้เป็น 3 ชนิด คือ

- ก. Single-point ground
- ข. Multi-point ground
- ค. Hybrid ground

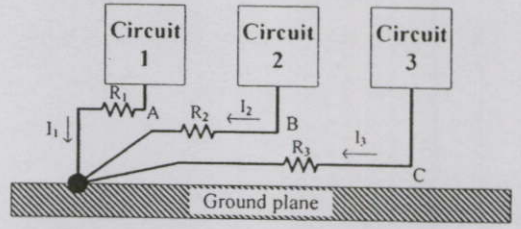
ก. Single-point ground

Single-point ground แบ่งออกได้เป็น 2 กรณีย่อย คือ อนุกรม (series) และ ขนาน (parallel) ดังแสดงในรูปที่ 3.16 โดยการต่อแบบอนุกรมนั้นจะถูกเรียกว่า “common ground” หรือ daisy chain” และการต่อแบบขนานถูกเรียกว่า “separate ground system”

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับครู อาจารย์ เพื่อการวิจัยเท่านั้น ขอสงวนสิทธิ์ในชื่อของโรงเรียนด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) Single-point ground แบบอนุกรม



(ข) Single-point ground แบบขนาน

รูปที่ 3.16 กราวด์แบบ Single-point

การต่อกราวด์แบบอนุกรม ดังรูปที่ 3.16(ก) ใช้ค่าความต้านทาน (R) แทนค่าอิมพีแดนซ์ของตัวนำกราวด์ I_1 , I_2 และ I_3 คือ กระแสกราวด์ของวงจรที่ 1, 2 และ 3 ตามลำดับ ที่จุด A ไม่ใช่จุดที่มีความต่างศักย์เป็นศูนย์ แต่มีแรงดันเท่ากับสมการที่ (3.1) และจุด C มีแรงดันดังสมการที่ (3.2)

$$V_A = (I_1 + I_2 + I_3) \cdot R_1 \tag{3.1}$$

$$V_C = [(I_1 + I_2 + I_3) \cdot R_1] + [(I_2 + I_3) \cdot R_2] + [I_3 \cdot R_3] \tag{3.2}$$

แม้ว่าวงจรนี้จะเป็นที่นิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลายเพราะความง่ายก็ตาม สำหรับในสถานะที่ไม่เกิดความผิดปกติก็ถือว่าเป็นระบบที่สมบูรณ์แบบ แต่ระบบนี้ไม่ควรนำไปใช้กับวงจรที่มีระดับกำลังงานต่างกันมากๆ เพราะจะทำให้เกิดกระแสกราวด์ปริมาณมากไหลผ่านไปสู่วงจรที่มีระดับกำลังงานต่ำกว่า

ส่วนการต่อกราวด์แบบขนาน ดังรูปที่ 3.16(ข) นั้นถูกนำไปออกแบบใช้งานบ่อยเมื่อมีความถี่ในการทำงานต่ำๆ เพราะจะไม่มี การเชื่อมโยงข้ามผ่าน (cross coupling) ระหว่างกระแสกราวด์ไปยังวงจรอื่นๆ โดยแรงดันกราวด์ของวงจรเป็นฟังก์ชันของกระแสกราวด์และอิมพีแดนซ์ของวงจรนั้นๆ เท่านั้น ดังตัวอย่างในสมการที่ (3.3)

$$V_A = I_1 \cdot R_1, \quad V_B = I_2 \cdot R_2, \quad V_C = I_3 \cdot R_3 \tag{3.3}$$

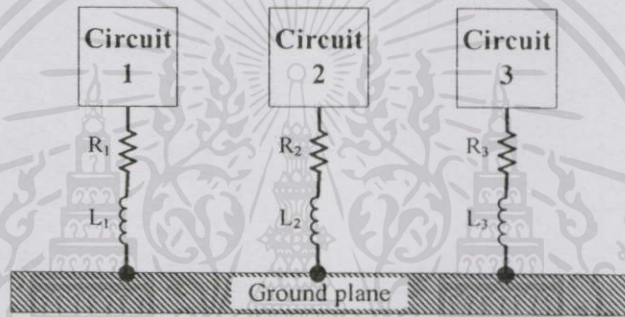
อย่างไรก็ตาม ระบบนี้มีกลไกที่ยุ่งยาก ดังนั้นในระบบใหญ่ๆ ปริมาณสายหลายๆ ก็มี ส่วนสำคัญที่ต้องนำมาประกอบการพิจารณา

ระบบกราวด์แบบอนุกรม และขนานนี้ มีขีดจำกัดเมื่อนำไปใช้งานที่ย่านความถี่สูง เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำของตัวนำกราวด์นั้นจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เพิ่มสูงขึ้น และที่ความถี่สูงค่าอิมพีแดนซ์ของสายกราวด์นั้นสามารถมีค่าได้สูงมากๆ โดยไม่ใช่เพียงแค่

อิมพีแดนซ์ของกราวด์เหล่านี้เท่านั้นที่จะมีขนาดใหญ่ แต่ยังมีพฤติกรรมเหมือนกับเป็นเสาอากาศ (antenna) ที่แพร่กระจายสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาทางอากาศ

ข. Multi-point ground

ระบบ Multi-point ground ถูกนำมาใช้งานที่ความถี่สูงๆ และในวงจรดิจิทัลเพื่อลดค่าอิมพีแดนซ์ของกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 3.17 วงจรต่างๆถูกต่อให้ใกล้กับระนาบกราวด์ (ground plane) ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ โดยปกติมักจะเป็นตัวถัง ในการเชื่อมต่อระหว่างวงจรและระนาบกราวด์ควรทำให้สั้นที่สุดเท่าที่จะทำได้เพื่อลดค่าอิมพีแดนซ์ ในวงจรที่มีความถี่สูงมากขั้วนั้นความยาวของตัวนำเหล่านี้ต้องทำให้สั้นกว่า 1 นิ้ว



รูปที่ 3.17 กราวด์แบบ Multi-point

ระบบกราวด์แบบ Multi-point ควรระวังที่ความถี่ต่ำ เนื่องจากกระแสกราวด์จากทุกวงจรจะไหลผ่านอิมพีแดนซ์ของกราวด์ร่วมไปยังระนาบกราวด์ ซึ่งโดยทั่วไประนาบกราวด์จะเป็นแผ่นโลหะที่มีส่วนผสมของเงินฉาบบนผิว หรือ โลหะผสมเงิน ซึ่งการเพิ่มความหนาของระนาบกราวด์นั้น ไม่ส่งผลกระทบต่อค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่สูง ดังนั้นกระแสจะไหลอยู่เพียงผิวเนื่องจากผลของ skin effect

โดยทั่วไปแล้วที่ความถี่ต่ำกว่า 1 MHz ระบบกราวด์แบบ Single-point นั้นมีความเหมาะสมมากกว่า แต่ที่ความถี่สูงกว่า 10 MHz ระบบกราวด์แบบ Multi-point นั้นจะดีที่สุด ส่วนที่ย่านความถี่ระหว่าง 1 - 10 MHz ระบบกราวด์แบบ Single-point นั้นได้ถูกนำมาใช้กันอย่างแพร่หลาย ภายใต้เงื่อนไขความยาวสูงสุดของตัวนำกราวด์ต้องน้อยกว่า $\frac{1}{20} \lambda$ โดยถ้า

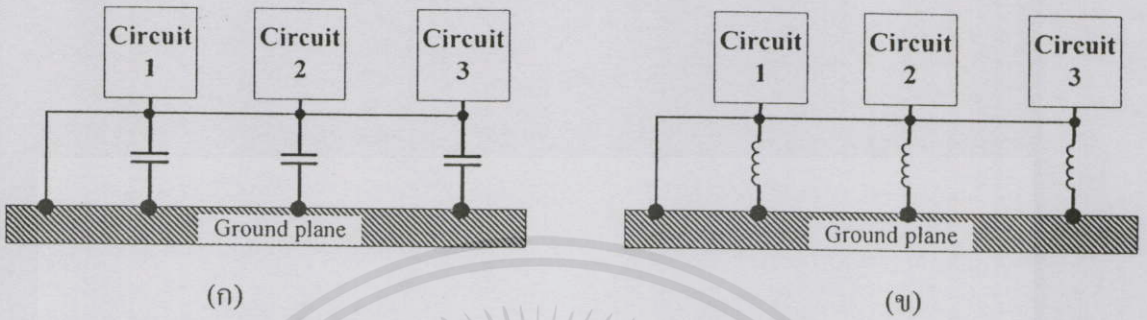
ความยาวมีค่ามากกว่า $\frac{1}{20} \lambda$ ระบบกราวด์แบบ Multi-point ควรถูกนำมาใช้มากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ 20 ใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก. Hybrid ground

ระบบ Hybrid ground คือ ระบบกราวด์แบบหนึ่งที่มีรูปแบบการติดตั้ง/จัดวางแตกต่างกันที่ความถี่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.18(ก) - (ข) ตามลำดับ



- (ก) Hybrid ground ที่เป็น Single-point ground ที่ความถี่ต่ำและเป็น Multi-point ground ที่ความถี่สูง
- (ข) Hybrid ground ที่เป็น Multi-point ground ที่ความถี่ต่ำและเป็น Single-point ground ที่ความถี่สูง

รูปที่ 3.18 กราวด์แบบ Hybrid

โดยรูปที่ 3.18(ก) เป็นรูปแบบของ Hybrid ground ทั่วๆไปที่มีลักษณะเหมือนกับ Single-point ground ที่ความถี่ต่ำ และแบบ Multi-point ground ที่ความถี่สูง และรูปที่ 3.18(ข) จะถูกนำมาใช้งานเมื่อตัวถังต้องถูกต่อลงกราวด์กับกราวด์ของระบบไฟฟ้ากำลัง ด้วยเหตุผลด้านความปลอดภัย

สรุป จากข้อมูลข้างต้นทำให้ทราบว่าในการออกแบบ LISN เพื่อที่จะสามารถใช้งานได้ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 kHz - 30 MHz นั้นควรเลือกใช้ระบบกราวด์แบบ Hybrid โดยมีรูปแบบดังรูปที่ 3.18(ก) ซึ่งเป็น Single-point ground ที่ความถี่ต่ำและเป็น Multi-point ground ที่ความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ

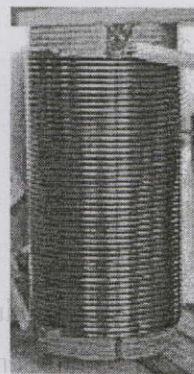
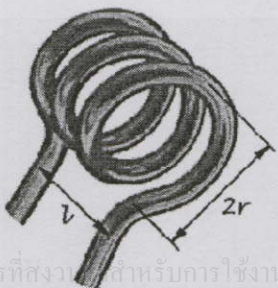
จากมาตรฐาน CISPR 16-1 ทำให้ทราบว่าตัวเหนี่ยวนำที่เป็นองค์ประกอบของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ชนิด V-network แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ มีค่าความเหนี่ยวนำเพียงสองค่าคือ $50 \mu\text{H}$ และ $250 \mu\text{H}$ และมีเงื่อนไขในการทำงานที่ย่านความถี่ $9 \text{ kHz} - 30 \text{ MHz}$ หรือ $150 \text{ kHz} - 30 \text{ MHz}$ ขึ้นอยู่กับมาตรฐานที่นำมาใช้ ซึ่งจากตารางที่ 3.3 แสดงให้เห็นว่าตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศแบบพันบนปลอกสามารถให้ค่าความเหนี่ยวนำได้แก่ $100 \mu\text{H}$ แต่ค่าความเหนี่ยวนำสูงสุดสำหรับ LISN ที่ทำการออกแบบคือ $250 \mu\text{H}$ ดังนั้นเทคนิคในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำจึงเป็นประเด็นหลักที่ทำให้ LISN ที่ออกแบบและนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีการตอบสนองต่อย่านความถี่ที่รวมถึงมีราคาถูกลง ด้วยการเลือกวัสดุที่นำมาทำเป็นแกนรวมถึงขนาดของแกนที่ใช้ ซึ่งในหัวข้อนี้จะนำเสนอการคำนวณเพื่อออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศและเทคนิคในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ โดยแบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ คือ

- ก. การพันแบบชั้นเดียว (single layer)
- ข. การพันแบบหลายชั้น (multi layers) (สำหรับ $250 \mu\text{H}$ เท่านั้น)

3.4.1 การคำนวณเพื่อออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ

ก. การพันแบบชั้นเดียว (single layer)

เป็นวิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีพื้นฐาน โดยพันตัวนำขดติดๆกันไปเรื่อยๆบนแกนอากาศดังแสดงในรูปที่ 3.19 หรือตามปลอกที่นำมาใช้เป็นแกน ซึ่งทำจากวัสดุที่ไม่มีคุณสมบัติทางแม่เหล็ก (non-ferromagnetic material) จนได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการ วิธีการดังกล่าวนี้สามารถออกแบบได้จากการคำนวณ โดยเป็นการคำนวณแบบประมาณตามสมการที่ (3.4) [15]



รูปที่ 3.19 ตัวอย่างตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศที่ไม่ได้พันอยู่บนปลอกและพันอยู่บนปลอก

$$N = \frac{LI_m}{A_c B_m} \quad (3.4)$$

โดยที่ N คือ จำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ (รอบ)

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ (H)

I_m คือ ค่ากระแสยอดของวงจร (A)

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (m^2)

B_m คือ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (wb/m^2) หรือ (T)

จาก

$$B = \mu H \quad (3.5)$$

และ

$$H = \frac{NI_m}{l_m} \quad (3.6)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.5) และ (3.6) ไปแทนในสมการที่ (3.4) จะได้

$$N = \frac{LI_m}{A_c \mu \frac{NI_m}{l_m}} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) เนื่องจากค่า μ ของอากาศมีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นจะได้

$$N^2 = \frac{LI_m}{A_c \mu_0} \quad (3.8)$$

หรือ

$$N = \sqrt{\frac{LI_m}{A_c \mu_0}} \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

โดยที่ l_m คือ ความยาวของแกน (m) ไม่ว่าจะฉีค้ำทางสั้น อีกท้ห้ห้ามมิให้คัดแบบลงมือทำ และต้องแจ้งเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ (H/m) และ A_c ขึ้นอยู่กับลักษณะรูปร่างของแกน

ซึ่งสมการที่ (3.9) เป็นสมการที่นิยมใช้ในการหาจำนวนรอบของตัวเหนี่ยวนำ โดยต้องรู้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการ รวมไปถึงขนาดของแกนที่ใช้เพื่อนำมาหาค่าพื้นที่หน้าตัดของแกน (A_c) โดยค่าความซึมซาบในอากาศมีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

จากนั้นทำการหาขนาดของตัวนำที่จะพันตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งในที่นี้จะยกตัวอย่างการคำนวณเพื่อออกแบบตัวเหนี่ยวนำขนาด 50 μ H ที่ถูกนำไปใช้ใน LISN ที่นำเสนอ โดยใช้แกนที่มี รัศมี 25 mm, ยาว 100 mm

$$N_{50\mu H} = \sqrt{\frac{50 \times 10^{-6} \times 0.1}{\pi \times (0.025)^2 \times 4\pi \times 10^{-7}}} \quad (3.10)$$

$$N_{50\mu H} = 45.02 \text{ รอบ}$$

หมายเหตุ A_c หาได้จาก πr^2 หรือก็คือพื้นที่ผิววงกลมนั่นเอง

จากนั้นทำการเลือกขนาดของตัวนำที่ใช้ โดยเลือกจากขนาดพิกัดกระแสในการออกแบบ และเปิดตารางขนาดตัวนำมาตรฐาน AWG (American Wire Gauge) ดังแสดงในภาคผนวก ข ซึ่ง LISN ที่นำเสนอ นั้นถูกออกแบบมาเพื่อพิกัดกระแสไม่เกิน 10 A ดังนั้นจึงได้ตัวนำเบอร์ AWG-13 ที่มีพิกัดกระแสสูงสุด 10.357 A

ข. การพันแบบหลายชั้น (multi layers)

เป็นวิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดค่อนข้างสูงบนพื้นที่ หรือขนาดของแกนที่จำกัด เนื่องจากการที่ไม่สามารถออกแบบตัวเหนี่ยวนำแบบชั้นเดียวได้กับทุกเงื่อนไข เช่น ถ้าต้องการตัวเหนี่ยวนำขนาด 250 μ H โดยกำหนดให้พันลงบนแกนขนาดเดียวกันกับตัวอย่างข้างต้น ดังแสดงในสมการที่ (3.11)

$$N_{250\mu H} = \sqrt{\frac{250 \times 10^{-6} \times 0.1}{\pi \times (0.025)^2 \times 4\pi \times 10^{-7}}} \quad (3.11)$$

$$N_{250\mu H} = 100.66 \text{ รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสาร จะต้องทำการพันตัวนำจำนวนประมาณ 100 รอบ จากผลลัพธ์ดังกล่าวสามารถไม่ทำการแก้ไขได้ โดยการเพิ่มขนาดรัศมีของแกนให้ใหญ่ขึ้น เป็นต้น ซึ่งถ้าในการออกแบบไม่ได้จำกัดในเรื่องของพื้นที่หรือขนาดของ LISN ก็ยังสามารถทำได้ แต่ถ้าต้องการพันตัวนำให้อยู่ที่

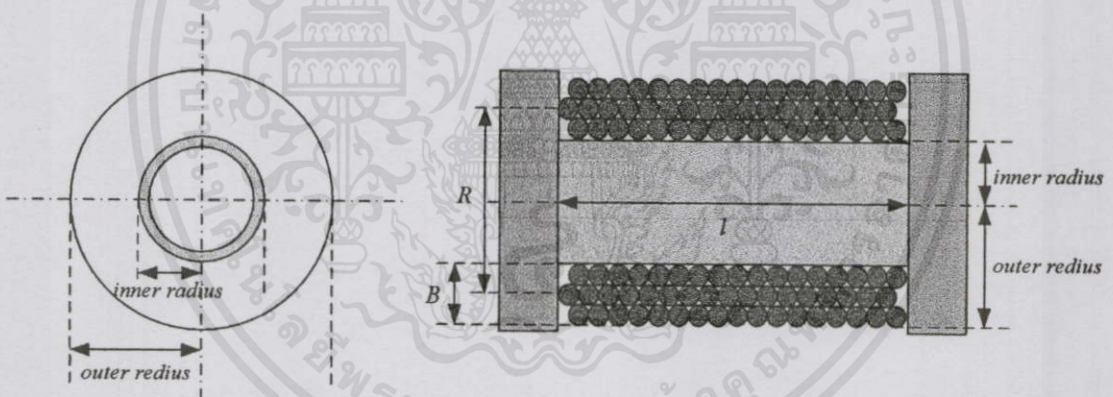
45 รอบเท่ากัน เพื่อให้ได้ความยาวของแกนเท่ากับตัวเหนี่ยวนำขนาด $50 \mu\text{H}$ จะต้องใช้แกนที่มีรัศมีเท่ากับ 56 mm หรือมีเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 112 mm ดังแสดงในสมการที่ (3.12) ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีขนาดเพิ่มขึ้นเกินสองเท่าของแกนเดิม

$$r_{250\mu\text{H}} = \sqrt{\frac{L \times I_m}{\pi \times \mu_0 \times N^2}} \quad (3.12)$$

$$r_{250\mu\text{H}} = \sqrt{\frac{250 \times 10^{-6} \times 0.1}{\pi \times 4\pi \times 10^{-7} \times 45^2}} \text{ (m)}$$

$$r_{250\mu\text{H}} = 0.056 \text{ (m)}$$

ดังนั้นวิธีการประยุกต์ออกแบบตัวเหนี่ยวนำแบบหลายชั้นจึงเกิดขึ้น ตัวเหนี่ยวนำแบบหลายชั้นนี้จะมีมิติเพิ่มขึ้นมา ซึ่งก็คือจำนวนชั้นของขดลวด (layer) นั้นเอง ดังแสดงในสมการที่ (3.13) โดยเป็นการคำนวณแบบประมาณ [18] และ แสดงตัวอย่างเพื่อใช้ประกอบในการคำนวณดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 ตัวอย่างเพื่อใช้ประกอบในการคำนวณและออกแบบ

$$L(\mu\text{H}) = \frac{0.0315 \cdot N^2 \cdot (R)^2}{6(R) + 9I_m + 10(B)} \quad (3.13)$$

โดยที่ L คือ ค่าความเหนี่ยวนำในหน่วย (μH)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับตัว เช่นในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีก N หมายถึง จำนวนรอบทั้งหมด (turns) ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R คือ รัศมีเฉลี่ย (mm) (ดังแสดงในสมการที่ 3.11)

l_m คือ ความยาวของแกน (mm)

B คือ ความหนาของตัวนำ (mm) (ดังแสดงในสมการที่ 3.12)

เมื่อ
$$R = \frac{\text{inner radius} + \text{outer radius}}{2} \quad (3.14)$$

สังเกตได้ว่าการหาค่า R นั้น เราต้องทราบขนาดรัศมีด้านนอกของตัวเหนี่ยวนำ (outer radius) ซึ่งคำนวณได้จากการนำขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของตัวนำ (ภาคผนวก ข) คูณกับจำนวนชั้นที่ทำการออกแบบไว้

และ
$$B = \text{outer radius} - \text{inner radius} \quad (3.15)$$

ส่วนจำนวนชั้นที่สามารถใช้ทำการออกแบบหาได้จากสมการที่ (3.16) และ (3.17) ตามลำดับ

$$N = (N_1 \cdot N_2) - (N_2 / 2) \quad (3.16)$$

หรือ
$$N_1 = \frac{N + (N_2 / 2)}{N_2} \quad (3.17)$$

โดยที่ N คือ จำนวนรอบทั้งหมดในการพันแบบชั้นเดียว

N_1 คือ จำนวนรอบต่อชั้น

N_2 คือ จำนวนชั้น

ในที่นี้จะขอยกตัวอย่างการคำนวณเพื่อออกแบบตัวเหนี่ยวนำขนาด 250 μH ที่จะนำไปใช้ใน LISN ที่นำเสนอ โดยใช้แกนที่มี รัศมี 25 mm, ยาว 100 mm, เลือกออกแบบตัวเหนี่ยวนำแบบสามชั้น

โดยที่
$$R = \frac{25 + [25 + (3 \times \frac{1.83}{2})]}{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
= 26.37 mm

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ
$$B = 27.745 - 25$$

$$= 2.745 \text{ mm}$$

$$\text{หา} \quad 250 = \frac{0.0315 \cdot N^2 \cdot (26.37)^2}{6(26.37) + 9(100) + 10(2.745)}$$

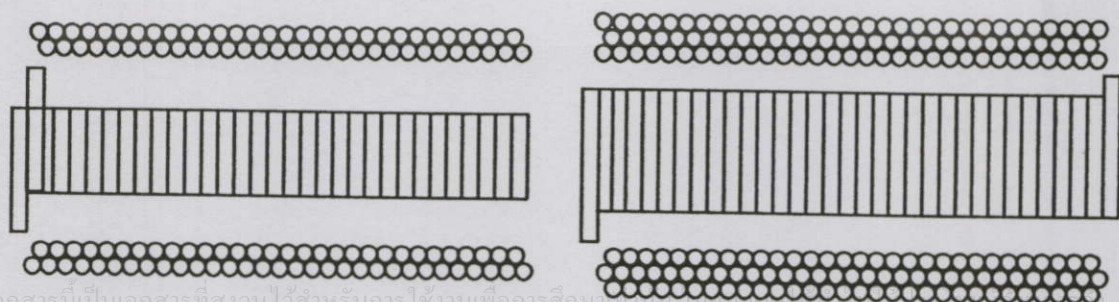
$$N = 111.3 \text{ รอบ}$$

$$\text{โดยที่} \quad N_1 = \frac{112 + (3/2)}{3}$$

$$N_1 = 37.8 \approx 38 \text{ รอบต่อชั้น}$$

จากสมการ (3.13) มีความคลาดเคลื่อนโดยประมาณเพียง 1% เท่านั้น ในกรณีที่ R , I_m และ B มีค่าเท่ากัน แต่ถึงแม้ตัวแปรทั้งสามจะมีความแตกต่างกันก็ยังคงสามารถนำมาประยุกต์ใช้ออกแบบได้กับแกนต่างๆ ไปแทบทุกชนิด [18]

ส่วนสมการที่ (3.17) ใช้เพื่อคำนวณหาจำนวนรอบต่อชั้น โดยจะต้องทำการกำหนดค่าจำนวนชั้นในการออกแบบที่ต้องการ เพื่อนำจำนวนรอบต่อชั้นที่ได้ไปเปรียบเทียบกับกรพันแบบชั้นเดียวว่ามีจำนวนรอบต่อชั้นเกินกว่าความยาวของแกนหรือไม่ แต่ในการเลือกจำนวนชั้นที่ออกแบบเป็นที่ทราบกันดีว่าภายในตัวเหนี่ยวนำ นั้นประกอบไปด้วยค่าความต้านทานที่เกิดจากตัวนำ และค่าความเก็บประจุแฝงที่เกิดจากการพัน (stray capacitance) ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำเพื่อใช้งานที่ย่านความถี่สูง จำเป็นต้องพิจารณาถึงค่า Self Resonant Frequency (SRF) ของตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นหากจำนวนชั้นในการออกแบบเป็นแบบเลขคู่ดังแสดงในรูปที่ 3.21(ก) จะทำให้ขั้วต่อทั้งสองของตัวเหนี่ยวนำนั้นอยู่ใกล้กัน จึงทำให้มีค่าความเก็บประจุแฝงสูง แต่ถ้าจำนวนชั้นเป็นเลขคี่ดังรูปที่ 3.21(ข) ขั้วต่อทั้งสองจะอยู่ห่างกันคนละด้าน และมีค่าความเก็บประจุแฝงต่ำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เพื่อการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ (ก) การพันจำนวนสองชั้น (ข) การพันจำนวนสามชั้น

รูปที่ 3.21 ตัวอย่างการพันตัวเหนี่ยวนำแบบหลายชั้น

ดังนั้นจึงแนะนำว่าหากใช้วิธีการพันตัวเหนียวนำด้วยวิธีพันทบก้น ไปเรื่อยๆ ควรเลือก ออกแบบจำนวนชั้นแบบเลขคี่จะมีความเหมาะสมมากกว่า เพื่อเป็นการป้องกันและหลีกเลี่ยงความ ใกล้เคียงกันของขั้วต่อของตัวเหนียวนำ อีกทั้งยังลดค่าความเก็บประจุแฝงของตัวเหนียวนำอีกด้วย

3.4.2 การเลือกปลอกเพื่อใช้เป็นแกนอากาศของตัวเหนียวนำ

เนื่องจากการพันตัวเหนียวนำแกนอากาศโดยไม่มีปลอก นั้นสามารถทำได้ยาก อีกทั้ง ยังไม่คงรูป จึงไม่เหมาะสมกับการใช้งาน ดังนั้นการเลือกวัสดุเพื่อใช้เป็นปลอกของตัวเหนียวนำจึงมี ความสำคัญ โดยต้องเป็นวัสดุที่ทำจากสารที่ไม่มีคุณสมบัติทางแม่เหล็ก หรืออาจจะใช้วัสดุที่เป็น ฉนวนทางไฟฟ้า เช่น ยาง แก้ว ไม้ พลาสติก ไมก้า แบคคาไลต์ เป็นต้น แต่วัสดุที่เลือกใช้ควร คอบสนองกับความต้องการได้ คือ สามารถให้รูปทรงแบบทรงกระบอกได้ สามารถทนอุณหภูมิที่ เกิดจากกระแสไหลผ่านตัวนำได้ และสามารถคงรูปอยู่ได้ ดังนั้นวัสดุประเภท แก้ว ไม้ และยาง จึง ไม่ควรเลือกนำมาใช้เป็นปลอก ส่วน LISN ที่ถูกผลิตขึ้นจากภาคอุตสาหกรรมนั้นก็นิยมใช้แบค คาไลต์ หรือชื่ออย่างเป็นทางการ คือ Fabric Base Laminated มีสีโดยธรรมชาติคือสีส้มออกน้ำตาล มี คุณสมบัติในการทนกระแสไฟฟ้าได้ในระดับดี ทนแรงทางกลได้ดีปานกลาง อีกทั้งยังหล่อขึ้นรูป และกัดเจาะร่องเพื่อรับกับตัวนำได้

โครงข่ายรักษาเสถียรภาพที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้วัสดุที่เป็น ฉนวน ทางไฟฟ้าที่เรียกว่า Unplasticized polyvinyl chloride (PVC) เนื่องจากสามารถทนอุณหภูมิได้สูงถึง 60 °C มีลักษณะรูปร่างเป็นทรงกระบอก มีความแข็งแรงทนทาน หาได้ง่าย มีหลายขนาด และราคา ถูกกว่ามาก เมื่อเปรียบเทียบกับแบคคาไลต์ [19]

สรุป

บทที่ 3 ได้นำเสนอโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) หรือ Artificial Mains Network (AMN) โดยเริ่มต้นจากการกล่าวนำให้รู้จักกับชนิด ของ LISN รวมถึงวงจรภายในของ LISN แต่ละแบบ ซึ่งจากวงจรของ LISN ดังกล่าวทำให้ทราบถึง องค์ประกอบภายในที่ประกอบด้วยอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟ เป็นหลัก โดยได้แนะนำถึงคุณ ลักษณะเฉพาะต่างๆ ตามแต่ชนิดของตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนียวนำ เพื่อนำไปสู่การ เลือกองค์ประกอบเหล่านี้มาใช้ในการออกแบบ LISN นอกจากนี้ยังกล่าวถึงลักษณะตัวถังที่ใช้ใน การออกแบบ LISN และชนิดของกราวด์แบบต่างๆ เพื่อนำมาประกอบในการออกแบบ โดยที่ตัว ต้านทานเลือกใช้ คือ ตัวต้านทานชนิดฟิล์มคาร์บอน เนื่องจากมีผลตอบสนองต่อความถี่น้อย ส่วนตัวเก็บประจุจะใช้เป็นแบบเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม และแบบเมทัลไลซ์โพลีเอสเตอร์ฟิล์ม

ขึ้นอยู่กับขนาดของตัวเก็บประจุนั้นๆ ต่อจากนั้นเป็นการอธิบายถึงวิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ โดยได้นำเสนอแกนที่ทำจากวัสดุ PVC เนื่องจากมีราคาถูกกว่าแกนชนิดแบกกาไลท์มาก

ในบทถัดไปจะนำเสนอถึงหลักการในการแยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำรวมถึงการทบทวนบทความต่างๆ ที่ได้มีการนำเสนอวงจรแยกสัญญาณรบกวน และวิเคราะห์เปรียบเทียบทางด้านทฤษฎี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการแยกสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าสายตัวนำที่มีงานวิจัยผ่านมาในอดีตจนถึงปัจจุบัน โดยมีทั้งการประยุกต์ใช้โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ (RF current probe) และการออกแบบอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ โดยจะกล่าวถึงแนวทางและทฤษฎีที่ใช้ในการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ และการพิสูจน์คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน

4.1 บทนำ

การหาขนาดของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเป็นหัวข้อที่มีการศึกษาวิจัยเป็นระยะเวลานาน เนื่องจากความต้องการทราบถึงขนาดของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในสายตัวนำ ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 โหมด คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (Differential Mode: DM) และโหมดผลรวม (Common Mode: CM) ซึ่งมีความสำคัญต่อการวิเคราะห์และแก้ปัญหาการรบกวนทางสายตัวนำได้อย่างถูกต้อง เนื่องจากก่อนที่จะมีการศึกษาถึงการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ แนวทางในการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนจะเป็นการแก้ปัญหาที่เกิดจากการรวมกันทางเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนทั้งสองโหมดหรือที่เรียกว่า สัญญาณรบกวนรวม ทำให้ไม่สามารถหาจุดที่เหมาะสมในการแก้ปัญหาได้ จนเกิดความสิ้นเปลืองของอุปกรณ์และเวลา เช่น การออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (EMI filter) จะเป็นการออกแบบเพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนรวม ทำให้วงจรกรองมีขนาดใหญ่ มีน้ำหนักมาก หรือบางครั้งไม่สามารถแก้ไขปัญหาได้

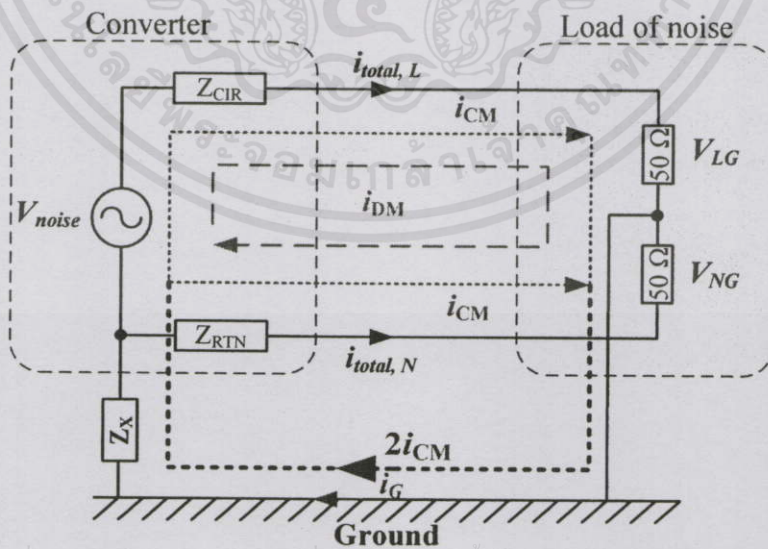
ซึ่งอุปกรณ์ที่นำมาใช้เพื่อหาองค์ประกอบของสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำได้เริ่มต้นจากการประยุกต์ใช้โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ (RF current probe) เนื่องจากโพรบวัดกระแสแสดังกล่าวเป็นหนึ่งในอุปกรณ์ที่ถูกกำหนดโดยมาตรฐานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าต่างๆ เช่น FCC, MIL STD 462, DEF STAN 59-71 เป็นต้น [8] ให้เป็นอุปกรณ์ที่สามารถทดสอบหาสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำได้ แต่เป็นการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์ หรือนิวตรอลเทียบกราวด์เท่านั้น ต่อมาจึงได้มีการค้นคว้าวิจัยเพื่อสร้างอุปกรณ์ที่สามารถแยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ เพื่อใช้แทนที่โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ เนื่องจากโพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุมีราคาสูง และราคาแปรตามย่านความถี่ที่โพรบตอบสนอง (bandwidth) และพิกัดกระแส

ที่โพรบทนได้ อีกทั้งผลที่ได้จากการวัดด้วยโพรบเป็นเพียงผลแบบประมาณเท่านั้น ดังจะได้อีกว่าในเนื้อหาต่อไป

เมื่อประมาณปี ค.ศ. 1988 เริ่มมีการวิจัยอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ โดย Clayton R. Paul [22] จากนั้นถัดมาในปี ค.ศ. 1989 Mark J. Nave [23] ได้นำเสนออุปกรณ์ตัดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างออก ซึ่งอาจกล่าวได้ว่า บุคคลทั้งสองเป็นผู้เริ่มประเด็นในการศึกษา ค้นคว้า และวิจัยอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำขึ้น

4.2 การหาค่าสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและโหมคผลร่วมทางสายตัวนำ

สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่แบ่งออกเป็น สัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างนั้นเกิดขึ้นทั้งในสายตัวนำกำลังไฟฟ้าและสายตัวนำกราวด์ ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ จึงนิยมแยกพิจารณาระหว่างสัญญาณรบกวนทั้งสองโหมค ดังแสดงตัวอย่างในรูปที่ 4.1 เมื่อ V_{noise} คือ แรงดันของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า (converter) ใดๆ $Z_{circuit}$ และ Z_{return} คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของสัญญาณรบกวนที่อยู่บนสายตัวนำทั้งสองเส้น ซึ่งในทางปฏิบัติสายตัวนำทั้งสองเส้นมักมีความยาวที่ใกล้เคียงกันหรือเท่ากัน ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าค่า $Z_{circuit}$ และ Z_{return} จึงมีค่าเท่ากัน และ Z_x คือ ค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากับกราวด์ ความต้านทาน 50Ω ทั้งสองตัว คือ โหลดของสัญญาณรบกวนเนื่องจากการวัดสัญญาณรบกวนตามมาตรฐานต่างๆทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนใหญ่จะใช้ตัวต้านทาน 50Ω เป็นโหลดเพื่อให้สามารถเปรียบเทียบกับเงื่อนไขของขีดจำกัด (limit line) ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.1 ตัวอย่างทางเดินของสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง

จากรูปที่ 4.1 อธิบายได้ดังนี้คือ การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีการสวิตจิ่งที่มีความถี่สูง ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสต่อเวลา (dv/dt และ di/dt) ในวงจรอย่างรวดเร็วส่งผลให้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าทำตัวเสมือนเป็นแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวน (noise source) เกิดเป็นกระแสสัญญาณรบกวนรวมในสายตัวนำไลน์ ($i_{total,L}$) และนิวตรอล ($i_{total,N}$) ตามลำดับ โดยกระแสดังกล่าวเกิดจากการรวมกันทางเวกเตอร์ของกระแสโหมดผลต่าง (i_{DM}) ซึ่งจะไหลอยู่ในรูปของสายตัวนำกำลังไฟฟ้าทั้งสองเส้น และกระแสโหมดผลร่วม (i_{CM}) ซึ่งไหลอยู่ในรูปของสายตัวนำกำลังไฟฟ้าทั้งสองเส้นและสายตัวนำกราวด์ ดังนั้นกระแสที่ไหลอยู่ในสายตัวนำกำลังไฟฟ้าสามารถหาได้จาก

$$i_{total,L} = i_{CM} + i_{DM} \quad (4.1)$$

$$i_{total,N} = i_{CM} - i_{DM} \quad (4.2)$$

$$i_G = 2i_{CM} \quad (4.3)$$

โดยที่ $i_{total,L}$ คือ สัญญาณรบกวนรวมในรูปแบบกระแสไฟฟ้าที่ไหลในไลน์

$i_{total,N}$ คือ สัญญาณรบกวนรวมในรูปแบบกระแสไฟฟ้าที่ไหลในนิวตรอล

i_G คือ สัญญาณรบกวนรวมในรูปแบบกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านกราวด์

มาตรฐานได้กำหนดนิยามแรงดันของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นบนความต้านทาน 50Ω ทั้งสองออกเป็น V_{LG} คือ แรงดันของสัญญาณรบกวนรวมที่ตกคร่อมระหว่างไลน์กับกราวด์ และ V_{NG} คือ แรงดันของสัญญาณรบกวนรวมที่ตกคร่อมระหว่างนิวตรอลกับกราวด์ ดังแสดงในสมการที่ (4.4) – (4.5) ตามลำดับ [2]

$$V_{LG} = 50(i_{CM} + i_{DM}) \quad (4.4)$$

$$V_{NG} = 50(i_{CM} - i_{DM}) \quad (4.5)$$

จากสมการที่ (4.4) – (4.5) พบว่า V_{LG} และ V_{NG} คือ แรงดันตกคร่อมรวมที่เกิดจากสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างและโหมดผลร่วม ซึ่งสามารถหาได้จากสมการที่ (4.6) – (4.7) ตามลำดับ

$$V_{DM} = 50i_{DM} = \frac{V_{LG} - V_{NG}}{2} \quad (4.6)$$

$$V_{CM} = -50i_{CM} = \frac{V_{LG} + V_{NG}}{2} \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.6) และ (4.7) ทำให้สามารถหาค่าแรงดันของสัญญาณรบกวนรวมที่เกิดขึ้นที่ไลน์ (V_{LG}) และนิวทรัลได (V_{NG}) ซึ่งพิสูจน์ให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนทั้งสองโหมดที่เกิดขึ้น ดังแสดงในสมการที่ (4.8) และ (4.9)

$$V_{LG} = V_{CM} + V_{DM} \quad (4.8)$$

$$V_{NG} = V_{CM} - V_{DM} \quad (4.9)$$

ความสำคัญในการหาค่าแรงดันของสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์ (V_{LG}) และนิวทรัลได (V_{NG}) คือ ในการผ่านข้อกำหนดตามมาตรฐานด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้นค่าแอมพลิจูดของสเปกตรัม (spectrum amplitude) ของแรงดันทั้งสองนี้ ต้องไม่เกินขีดจำกัดของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำตามย่านความถี่ที่แต่ละประเทศได้กำหนดไว้ตลอดทั้งย่านความถี่ ซึ่งแรงดันดังกล่าวมีแรงดันของสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมและโหมดผลต่างเป็นองค์ประกอบ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า “หากสามารถทราบขนาดของแรงดันสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมและโหมดผลต่าง และทำให้สัญญาณทั้งสองนี้ต่ำกว่าเส้นขีดจำกัด ก็จะทำให้สัญญาณรบกวนรวมผ่านข้อกำหนดตามมาตรฐานด้วยเช่นกัน”

4.3 ทบทวนบทความอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

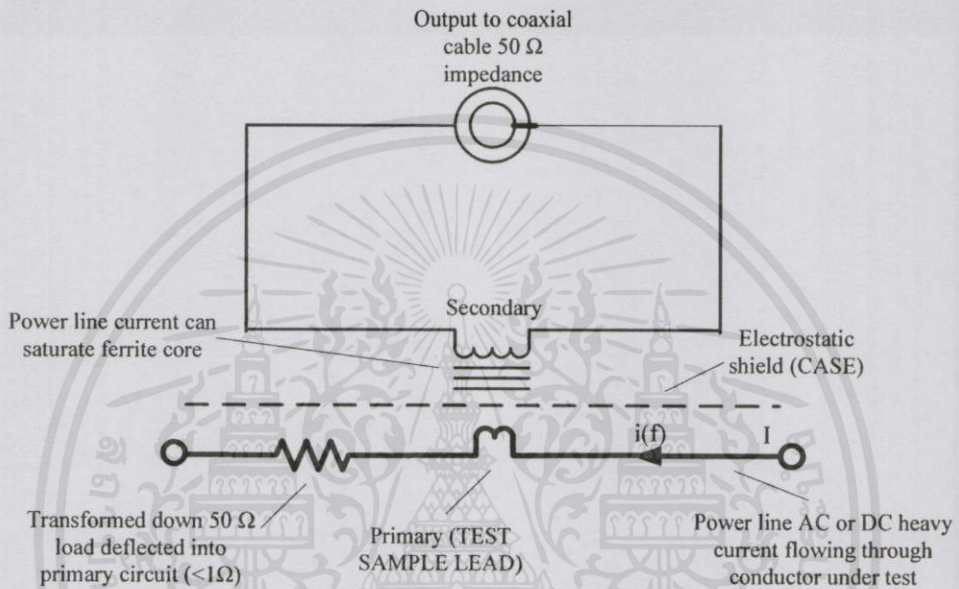
อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ผ่านมามีหลายรูปแบบ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการวิเคราะห์ให้ทราบถึงคุณสมบัติต่างๆ ของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำแต่ละแบบ โดยเรียงจากลำดับของการนำเสนอ ดังนี้

- 4.3.1 โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ (RF current probe)
- 4.3.2 วงจรของ Paul and Hardin (Paul & Hardin network)
- 4.3.3 วงจรของ Mark J. Nave (DM rejection network)
- 4.3.4 วงจรของ Ting Guo
- 4.3.5 วงจรของ Hsin-Lung Su (CM and DM noise diagnostic circuit)
- 4.3.6 วงจรของ M. Chiado Caponet
- 4.3.7 วงจรของ Shuo Wang

4.3.1 โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ (RF current probe)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ คือ หม้อแปลงกระแสแบบหนึ่งที่สามารถคล้องเข้ากับสายตัวนำที่ต้องการวัด โดยสามารถคล้องวัดกระแสย่านความถี่วิทยุได้ทั้งบนสายตัวนำเดี่ยว

หรือสายตัวนำกลุ่ม ซึ่งถูกออกแบบขึ้นเพื่อใช้ในการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำร่วมกับเครื่องมือวัด Test Receiver, Spectrum Analyzer หรือเครื่องมือวัดที่คล้ายคลึงกันที่มีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (input impedance) เท่ากับ 50Ω โดยไม่ต้องต่อเข้ากับสายตัวนำที่จะทำการวัดโดยตรงเหมือนกับโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ ซึ่งสายตัวนำที่ทำการคลื่อนั้นจะเสมือนเป็นขดลวดปฐมภูมิให้กับ โพรบ และมีขดลวดทุติยภูมิกับแกนของ โพรบเป็นตัวแปลงพลังงานของกระแสในขดลวด ดังแสดงวงจรสมมูลย์ของ โพรบวัดกระแสย่านความถี่สูงในรูปแบบที่ 4.2 [24]



รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลย์ของโพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ

จากรูปที่ 4.2 ขดลวดปฐมภูมิ คือ ตัวนำทางไฟฟ้าที่ต้องการทราบค่าของสัญญาณรบกวนที่ถูกพิจารณาเป็นขดลวดจำนวน 1 ขด ซึ่งสมมติให้กระแสสัญญาณรบกวนนั้นไหลผ่านจากแหล่งจ่ายทางสายตัวนำและไหลกลับผ่านตัวนำกราวด์ในรูปแบบต่างๆ เช่น โครง (frame), ระนาบกราวด์ร่วม (common ground plane) หรือ ดิน (earth) และเอาที่พูดของโพรบนั้นจะต่อเข้ากับสายโคแอกเซียลชนิด 50Ω เพื่อต่อเข้ากับเครื่องมือวัด ซึ่งในโพรบบางรุ่นนั้นทำการต่อโหลดประเภทความต้านทาน (resistively load) ไว้ภายในเพื่อให้ได้ค่าการถ่ายโอนอิมพีแดนซ์ (transfer impedance) คงที่ในย่านความถี่กว้าง ซึ่งผลการวัดของโพรบนั้นขึ้นอยู่กับปัจจัยต่างๆ ดังนี้

4.3.1.1 ความไวของการวัด (Sensitivity) โพรบนั้นจะมีค่าความไวอยู่ในหน่วยไมโครแอมป์ (μA)

4.3.1.2 การอิ่มตัวของแกน (Core saturation) คือ ผลกระทบที่เกิดขึ้นจากการเกินขีดจำกัดของขดลวดปฐมภูมิที่มีปริมาณกระแสในขดลวดที่ข่านความถี่ 50 Hz

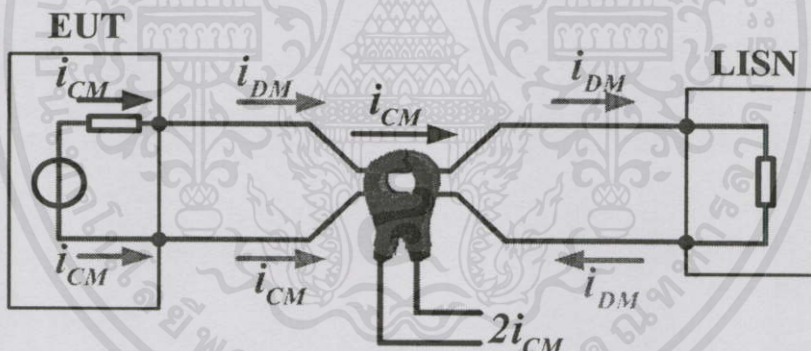
4.3.1.3 การถ่ายโอนอิมพีแดนซ์ (Transfer impedance: Z_T) คือ การถ่ายโอนอิมพีแดนซ์ของขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ โดยเป็นฟังก์ชันระหว่างแรงดันด้านออกของสัญญาณรบกวน (E_S) ที่ตกคร่อมโหลด 50 Ω ในหน่วยไมโครโวลต์ (μV) กับกระแสด้านเข้า (I_P) (กระแสของสัญญาณรบกวน) ในหน่วยไมโครแอมป์ ดังแสดงในสมการที่ (4.10) หรือ สมการที่ (4.11)

$$Z_T = E_S / I_P \quad (4.10)$$

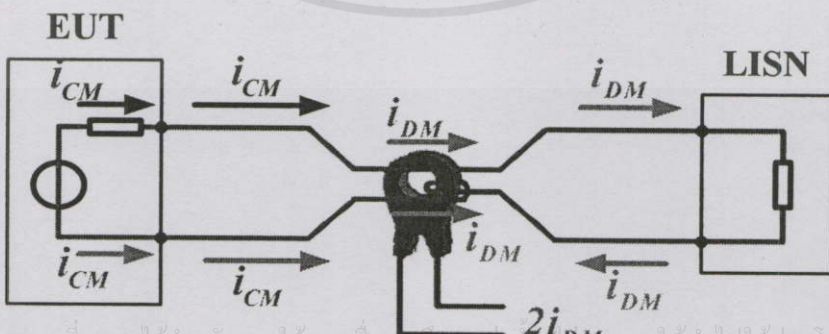
หรือ ในหน่วยเดซิเบล (dB)

$$Z_T(\text{dB}) = E_S(\text{dB}\mu V) - I_P(\text{dB}\mu A) \quad (4.11)$$

วิธีการวัดแยกสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างและโหมดผลร่วมด้วยโพรบวัดกระแสแสดงดังรูปที่ 4.3 (ก) และ (ข) โดยรูปที่ 4.3 (ก) คือ การวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม สามารถทำได้โดยการคล้องสายตัวนำไลน์ และนิวตรอล ในทิศทางเดียวกัน และรูปที่ 4.3 (ข) คือ การวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ซึ่งจะต้องทำการกลับทิศทางของสายตัวนำใดตัวนำหนึ่ง เพื่อให้กระแสที่ไหลนั้นกลับทิศด้วยเช่นกัน ดังแสดงผลการวัดในสมการที่ (4.11)



(ก) การวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมด้วยโพรบวัดกระแส



(ข) การวัดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างด้วยโพรบวัดกระแส

รูปที่ 4.3 การวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำด้วยโพรบวัดกระแส

จากรูปที่ 4.3 ผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างด้วย โพรบนั้นจะมีขนาดของกระแสเป็นสองเท่า ดังสมการที่ (4.12ก) และ (4.12ข) ตามลำดับ

$$E_{S(CM)} = 2E_S = 2i_{CM} \cdot Z_T \quad (4.12ก)$$

และ
$$E_{S(DM)} = 2E_S = 2i_{DM} \cdot Z_T \quad (4.12ข)$$

ดังนั้นหากต้องการผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างที่วัดได้ เป็นหนึ่งเท่า (สัญญาณจริงที่เกิดขึ้น) จะต้องทำการหักผลของสัญญาณที่วัดได้ออก 6 dB ตลอดย่าน ความถี่ [8] ซึ่งค่าดังกล่าวสามารถหาได้จากสมการที่ (4.12) – (4.13) โดยอ้างอิงจากสมการที่ (4.11) และ (4.12)

กำหนดให้ $Z_T = 50 \Omega$

$$E_{S(CM \text{ or } DM)} = 2E_S = 50 \cdot (2i_{CM \text{ or } DM})$$

$$\frac{2E_S}{2} = \left[\frac{50(2i_{CM \text{ or } DM})}{2} \right]$$

$$E_{S(CM \text{ or } DM)} (dB) = 20 \log \left[\frac{50(2i_{CM \text{ or } DM})}{2} \right]$$

$$E_{S(CM \text{ or } DM)} (dB) = 20 \log[50(2i_{CM \text{ or } DM})] - 20 \log(2)$$

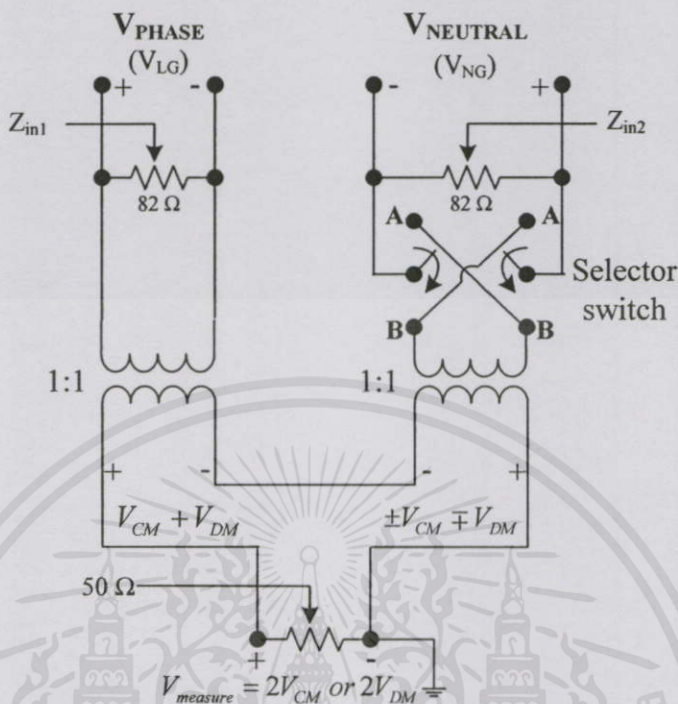
ดังนั้น

$$20 \log(2) = 6 \text{ dB} \quad (4.13)$$

4.3.2 วงจรของ Paul and Hardin (Paul & Hardin network) [22]

ในปี ค.ศ. 1988 Paul และ Hardin ได้นำเสนออุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ใช้ วิเคราะห์สัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างว่าองค์ประกอบใดมีความเด่นชัดมากกว่า กัน โดยใช้เทคนิคการรวมกันหรือหักล้างกันทางเวกเตอร์ของแรงดันสัญญาณรบกวน โดยใช้ แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิง (switching power supply) เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน และ ทำการออกแบบวงจรกรองเพื่อลดผลของการรบกวนดังกล่าว หรืออาจกล่าวได้ว่าใช้วิธีการ

ออกแบบวงจรรองรับการพิสูจน์ผลของการแยกสัญญาณรบกวน ซึ่งลักษณะของวงจรสมมูลย์แสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 วงจรสมมูลย์ของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Paul และ Hardin นำเสนอ

จากรูปที่ 4.4 การเลือกวัดผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลรวม หรือสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างนั้น จะใช้การเลือกตำแหน่งของสวิทช์ (A) หรือ (B) ซึ่งจากสมการที่ (4.4) และ (4.5) เมื่อนำมาวิเคราะห์หาแรงดันค่านอกของวงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 4.4 จะได้

เมื่อสวิทช์อยู่ตำแหน่ง (A) จะได้

$$V_{measure(A)} = V_{LG} + V_{NG}$$

$$V_{measure(A)} = (50i_{CM} + 50i_{DM}) + (50i_{CM} - 50i_{DM}) = (V_{CM} + V_{DM}) + (V_{CM} - V_{DM})$$

$$V_{measure(A)} = 2V_{CM}$$

(4.14)

และเมื่อสวิทช์อยู่ตำแหน่ง (B) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{measure(B)} = (50i_{CM} + 50i_{DM}) - (50i_{CM} - 50i_{DM}) = (V_{CM} + V_{DM}) - (V_{CM} - V_{DM})$$

บทที่ 4 อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ

$$V_{measure(B)} = 2V_{DM}$$

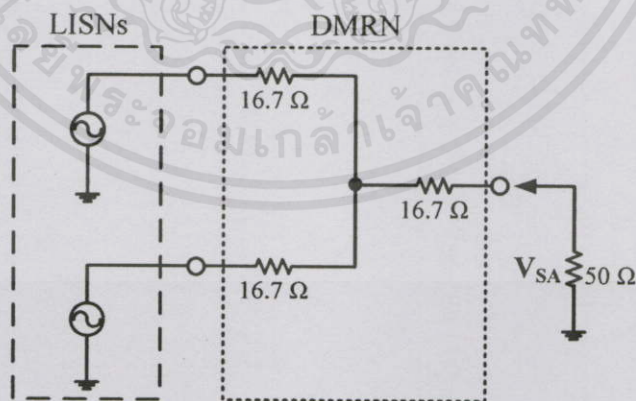
(4.15)

โครงสร้างของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Paul และ Hardin นำเสนอมีส่วนประกอบหลักๆ คือ หม้อแปลงช่วงความถี่กว้าง (wide band transformer) อัตราส่วนต่อรอบ (turn ratio) 1:1 รุ่น LF-428 (แสดงในภาคผนวก ค) และสวิตช์เลือกที่ตอบสนองการใช้งานที่ย่านความถี่สูงซึ่งในวงจรที่ Paul และ Hardin เลือกใช้ คือ สวิตช์แบบ Single-Pole-Double-Throw (SPDT) และใช้ตัวต้านทาน 82Ω เพื่อเป็นตัวกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน

วงจรที่ Paul และ Hardin นำเสนอนั้นยังไม่มุ่งเน้นทางด้านความแม่นยำของผลการแยกสัญญาณรบกวนที่ได้ เพียงต้องการหาแนวโน้มขนาดของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างและโหมดผลร่วมเท่านั้น

4.3.3 วงจรของ Mark J. Nave (DM rejection network) [23]

Mark J. Nave (M. J. Nave) ได้นำเสนอวงจรอย่างง่ายที่สามารถตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างออก (Differential Mode Rejection Network: DMRN) ในปี ค.ศ. 1989 โดยใช้หลักการตัดสัญญาณรบกวนโหมดต่างออกจากสัญญาณรบกวนรวมก็จะได้สัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม หลังจากนั้นนำสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ได้ไปทำการออกแบบวงจรกรอง แล้วนำวงจรกรองที่ออกแบบดังกล่าวไปต่อเข้ากับแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน แล้วจึงทำการวัดสัญญาณรบกวนอีกครั้ง ซึ่งผลที่ได้คือ สัญญาณรบกวนโหมดผลต่างนั่นเอง ลักษณะวงจรสมมูลย์ที่ M. J. Nave นำเสนอแสดงดังรูปที่ 4.5 [25]



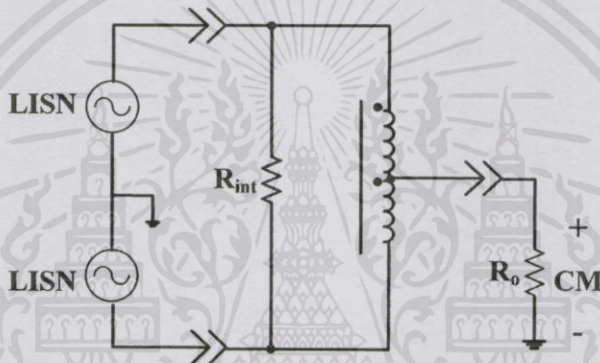
รูปที่ 4.5 วงจรสมมูลย์ของอุปกรณ์ตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่ Mark J. Nave นำเสนอ

วงจรถ่ายที่ M. J. Nave นำเสนอมีองค์ประกอบทั้งหมดในวงจรเป็นตัวต้านทาน ซึ่งต้องไม่ต่างกันทั้งค่าที่นำเข้ามาใช้คือค่าที่เลือก และต้องอ้างอิงถึงค่าของเอกสารที่นำมาใช้เป็นตัวต้านทานที่มีค่าความผิดพลาดต่ำมากๆ เพราะค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นนั้นจะส่งผลกระทบต่อสัญญาณที่วัดได้ หากใช้ตัวต้านทานที่มีค่าความผิดพลาดสูงจะทำให้ประสิทธิภาพการตัด

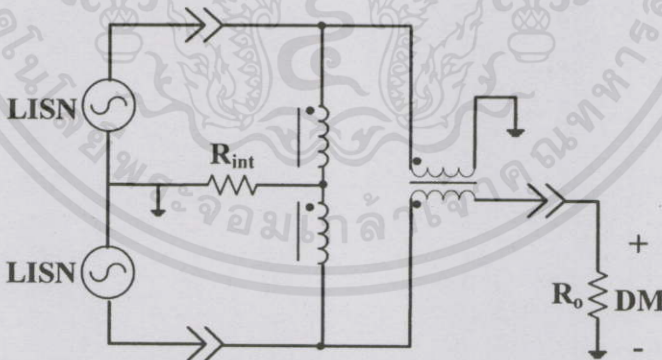
สัญญาณรบกวนลดลง โดย M. J. Nave นำเสนอการใช้ตัวต้านทานที่มีค่าความผิดพลาดเท่ากับ $\pm 0.1\%$

4.3.4 วงจรของ Ting Guo ($0^\circ/180^\circ$ Power combiner) [26]

Ting Guo นำเสนออุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนในปี ค.ศ. 1996 ซึ่งถือได้ว่าเป็นบุคคลแรกที่น่าเสนอวิธีการพิสูจน์หาประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวน โดยแบ่งการนำเสนอออกเป็น 2 วงจร คือ วงจรตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (DM rejecter หรือ 0° Power combiner) และวงจรตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม (CM rejecter หรือ 180° Power combiner) โดยยังคงใช้หลักการรวมกัน และหักล้างกันทางเวกเตอร์ของสัญญาณที่ได้รับจาก LISN ดังแสดงวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 4.6 (ก) และ (ข)



(ก) วงจรสมมูลย์ของ DM rejecter หรือ 0° Power combiner



(ข) วงจรสมมูลย์ของ CM rejecter หรือ 180° Power combiner

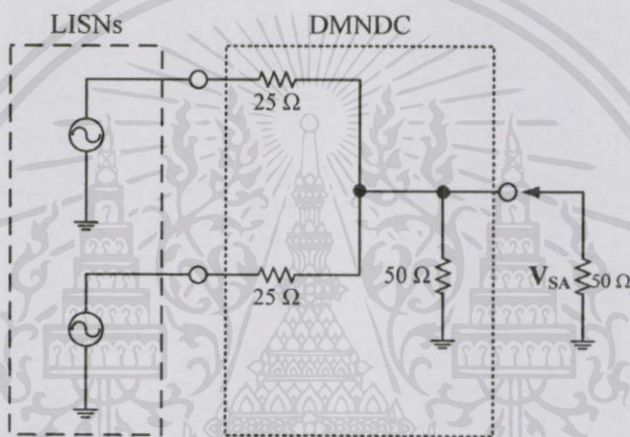
รูปที่ 4.6 วงจรสมมูลย์ของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Ting Guo นำเสนอ

วงจรที่ Ting Guo นำเสนอนั้นใช้หม้อแปลงช่วงความถี่กว้างในสองวัตถุประสงค์ คือ เพื่อกลับเฟสของสัญญาณ และเพื่อรวม หรือหักล้างสัญญาณกันทางเวกเตอร์ โดยวงจร DM rejecter

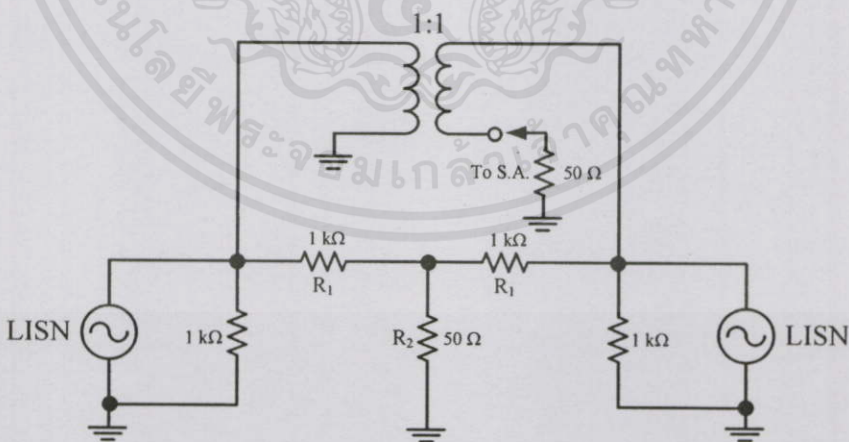
นั้นจะใช้หม้อแปลงเพียงตัวเดียว แบบมีแท็ปกลาง (centre tap) และวงจร CM rejecter จะใช้หม้อแปลงสองตัว

4.3.5 วงจรของ Hsin-Lung Su (CM and DM noise diagnostic circuit) [27]

วงจรที่ Hsin-Lung Su ได้นำเสนอในปี ค.ศ. 2001 แบ่งออกเป็น 2 วงจร คือ วงจรตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลรวม (Common Mode Noise Diagnostic Circuit: CMNDC) และวงจรตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (Differential Mode Noise Diagnostic Circuit: DMNDC) โดยเป็นการประยุกต์หลักการของ M. J. Nave ร่วมกับการใช้หม้อแปลงช่วงความถี่กว้างในการรวมสัญญาณรบกวนที่ได้เพื่อส่งออกไปยังเครื่องมือวัด ดังแสดงรูปวงจรสมมุติในรูปที่ 4.7 (ก) – (ข)



(ก) วงจรสมมุติของวงจรวิเคราะห์สัญญาณรบกวนโหมดผลรวม (CMNDC)



(ข) วงจรสมมุติของวงจรวิเคราะห์สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (DMNDC)

รูปที่ 4.7 วงจรสมมุติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Hsin-Lung Su นำเสนอ

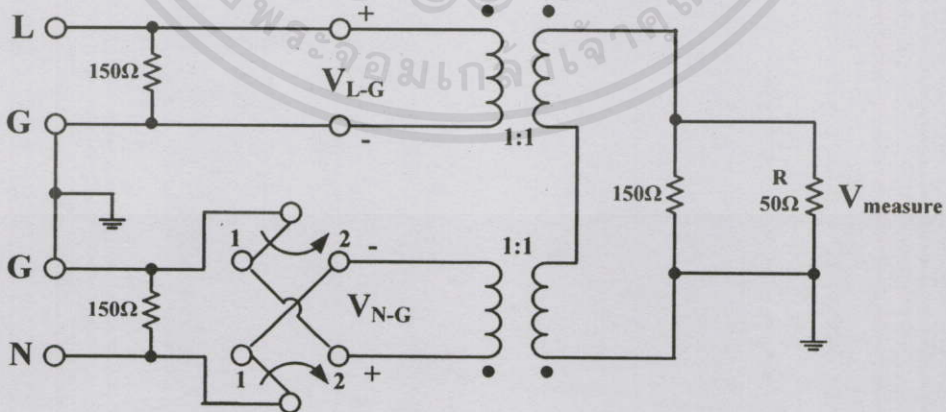
จะพบว่าในงานวิจัยนี้ได้มีการเริ่มประยุกต์เทคนิคของวงจรที่มีการวิจัยมาก่อนหน้า ซึ่งในงานวิจัยของ Hsin-Lung Su นี้ ไม่ได้มุ่งเน้นด้านประสิทธิภาพการแยกสัญญาณรบกวนมากนัก เนื่องจากเลือกใช้ตัวต้านทานที่มีค่าความผิดพลาดสูงถึง $\pm 1\%$

4.3.6 วงจรของ M. Chiado Caponet [28] – [29]

Chiado Caponet นำเสนอวงจรแยกสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม และโหมคผลต่าง โดยแบ่งออกเป็นสองบทความ ในปี ค.ศ. 2001 และ 2002 ตามลำดับ ซึ่งประยุกต์วงจรของ Paul และ Hardin มาใช้ในการออกแบบ บทความแรก [28] นำเสนอวงจรการแยกสัญญาณรบกวนและพิสจัน คุณสมบัติของอุปกรณ์ ส่วนบทความที่สอง [29] แสดงให้เห็นการออกแบบหม้อแปลงช่วงความถี่ กว้าง ซึ่ง Chiado Caponet ได้นำเสนอเงื่อนไขในการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและโหมคผล ร่วมของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน ดังนี้

- มีความแปรปรวนของสัญญาณที่ทำการวัดน้อย
- อุปกรณ์ที่นำมาทดสอบมีผลของสัญญาณรบกวนสูง เพื่อผลการวัดที่ชัดเจน
- ทดสอบสัญญาณรบกวนในย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz
- มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากัน 50 Ω ตลอดย่านความถี่
- มีการผิดเพี้ยนน้อย (การผิดเพี้ยนจากการวัด โหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง)
- ไม่มีการรบกวนกันระหว่าง LISN และอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบ

ส่วนหนึ่งในข้อกำหนดดังกล่าวมีที่มาจากมาตรฐาน CISPR 16-1 [2] เนื่องจาก อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนนั้นต้องทำการต่อเข้ากับ LISN ดังนั้นเงื่อนไขบางประการจึงต้อง สอดคล้องกัน โดยวงจรที่ Chiado Caponet นำเสนอแสดงดังรูปที่ 4.8

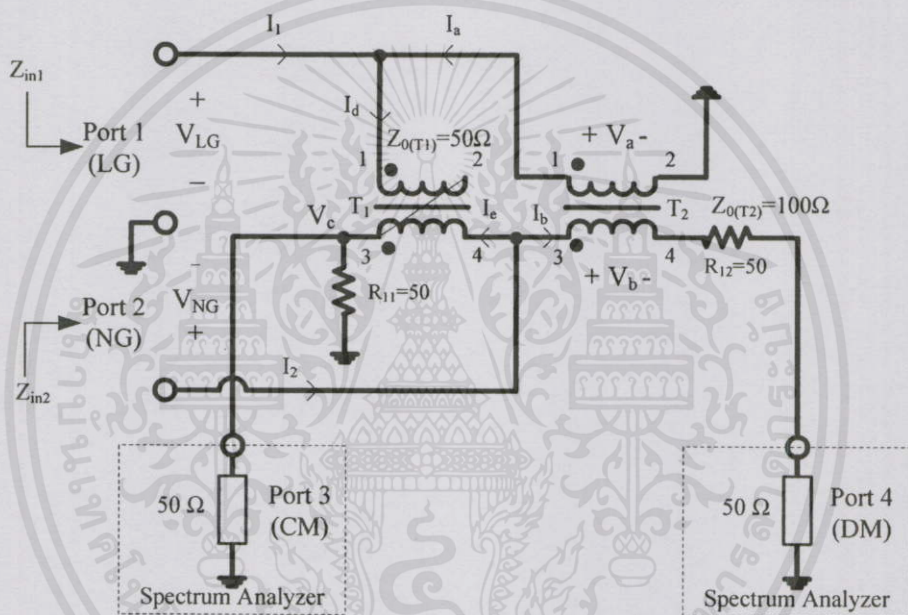


เอกสารนี้ **รูปที่ 4.8** วงจรสมมูลของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Chiado Caponet นำเสนอ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะสังเกตได้ว่างานวิจัยนี้อาศัยการประยุกต์เทคนิคของวงจรที่มีการวิจัยมาก่อนหน้า เช่นเดียวกัน โดยในงานวิจัยของ Chiado Caponet ได้เพิ่มเติมการพิสูจน์ถึงคุณสมบัติในการแยกสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์ที่ทำการออกแบบ

4.3.7 วงจรของ Shuo Wang [30]

วงจรที่ Shuo Wang นำเสนอในปี ค.ศ. 2005 นั้น เริ่มมีการนำหลักการสเกตเตอร์ริงพารามิเตอร์ (Scattering parameter: S-parameter) มาใช้ในการพิสูจน์คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนในทางทฤษฎีที่สามารถนำไปใช้เปรียบเทียบได้จริงในทางปฏิบัติ โดยมีลักษณะวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 วงจรสมมูลอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Shuo Wang นำเสนอ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้วงจรที่ Shuo Wang นำเสนอ เนื่องจากเป็นวงจรที่ให้สัญญาณด้านออกเป็นสัญญาณจริง โดยมีการคำนึงถึงประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวน และมีวิธีการในการพิสูจน์หลักการทางทฤษฎี ซึ่งจะอธิบายเพิ่มเติมในหัวข้อถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

การแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนั้น มีการศึกษาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1988 หรือก่อนหน้านั้น จนกระทั่งในปี ค.ศ. 2001 จึงได้เริ่มมีการกำหนดเป็นเงื่อนไขในการทดสอบแยกสัญญาณ และในปี ค.ศ. 2005 มีการนำเสนอการกำหนดเงื่อนไขของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน [30] โดยสรุปเฉพาะประเด็นสำคัญได้ 3 ข้อกำหนด ดังนี้

4.4.1 ค่าอิมพีแดนซ์ทางเข้าต้องเป็น 50Ω และต้องเป็นอิสระจากอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆ

4.4.2 สัญญาณรบกวน โหมดผลต่างที่วัดได้ต้องมีค่าเป็น $\left| \frac{V_{LG} - V_{NG}}{2} \right|$ และสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมที่วัดได้ต้องมีค่าเป็น $\left| \frac{V_{LG} + V_{NG}}{2} \right|$

4.4.3 การรบกวนกันของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างที่วัดได้ควรมีค่าน้อย

ซึ่งข้อกำหนดต่างๆ นั้นสามารถอธิบายเพื่อขยายความ ได้ดังนี้

4.4.1 ค่าอิมพีแดนซ์ทางเข้าต้องเป็น 50Ω และต้องเป็นอิสระจากอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆ

ในข้อกำหนดนี้สามารถแบ่งออกได้เป็นสองประเด็นที่สอดคล้องกัน ประการแรกคือ อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนนั้นจะต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าเป็น 50Ω และต้องเป็น 50Ω ตลอดย่านความถี่ $150 \text{ kHz} - 30 \text{ MHz}$ เนื่องจากพอร์ต (port) ทุกพอร์ตของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนต้องต่อเข้ากับ LISN และเครื่องมือวัด (spectrum analyzer) ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าเท่ากับ 50Ω เช่นเดียวกัน เพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานสูงสุด (power maximum transfer) จากการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์กัน (matching impedance) และประการที่สองคือ ต้องเป็นอิสระจากอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆ ซึ่งบางบทความ ในการพิสูจน์คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนได้ทำการต่อเข้ากับชุดแยกสัญญาณ (power splitter) จึงทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์แยกสัญญาณมีผลต่ออิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์แยกสัญญาณที่นำมาต่อรวม

ข้อกำหนดนี้ถูกตั้งขึ้นเพื่อแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติที่สอดคล้องตามมาตรฐานของเครื่องมือวัดต่างๆ ซึ่งเป็นข้อกำหนดที่มีความสำคัญอย่างยิ่งเพราะส่งผลกระทบต่อผลการวัดที่ได้โดยตรงทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.2 สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างที่วัดได้ต้องมีค่าเป็น $\left| \frac{V_{LG} - V_{NG}}{2} \right|$ และสัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่วัดได้ต้องมีค่าเป็น $\left| \frac{V_{LG} + V_{NG}}{2} \right|$

ในข้อกำหนดนี้ถูกตั้งขึ้นเพื่อยืนยันผลของการแยกสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและโหมคผลรวม ว่าสัญญาณด้านออกที่วัดได้นั้นมีความถูกต้องสอดคล้องตามทฤษฎี ซึ่งเป็นสมการที่ได้จากสมการที่ (4.6) และ (4.7)

การที่สัญญาณด้านออกที่วัดได้จะมีค่าดังสมการที่ (4.6) และ (4.7) ทั้งการแยกสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและโหมคผลรวมได้นั้น ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนการส่งผ่านของสัญญาณ (transmission ratio) ดังแสดงในสมการที่ (4.16) – (4.17) [7]

สำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

$$DMTR = \left| \frac{V_{ODM}}{V_{DM}} \right| \quad (4.16)$$

สำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม

$$CMTR = \left| \frac{V_{OCM}}{V_{CM}} \right| \quad (4.17)$$

สมการที่ (4.16) เป็นปัจจัยที่อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างต้องมี ซึ่งค่า DMTR (Differential Mode Transmission Ratio) คือ ค่าอัตราส่วนในการส่งผ่านสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง โดยที่ V_{ODM} คือ สัญญาณแรงดันด้านออกของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง และ V_{DM} คือ สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างที่ป้อนเข้าสู่อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน

เช่นเดียวกันกับสมการที่ (4.16) สมการที่ (4.17) นั้น เป็นปัจจัยของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม กล่าวคือต้องมีค่าอัตราส่วนในการส่งผ่านของสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม (Common Mode Transmission Ratio: CMTR) โดยที่ V_{OCM} คือ สัญญาณแรงดันด้านออกของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม และ V_{CM} คือ สัญญาณรบกวนโหมคผลรวมที่ป้อนเข้าสู่อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน

ซึ่งค่าอัตราส่วนการส่งผ่านของสัญญาณนั้นควรมีค่าเป็น 1 หรืออาจกล่าวได้ว่าสัญญาณที่ผ่านเข้ามาและส่งออกป้อนนั้นมีค่าเท่ากัน ($V_{in} = V_{out}$) โดยไม่เกิดการสูญเสียของสัญญาณที่ได้ เมื่อทำการแปลงค่าดังกล่าวเป็นหน่วยทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า (dB) นั้น

หมายถึงค่าอัตราสัณฐานการส่งผ่านของสัญญาณควรมีค่าเท่ากับ 0 dB ดังแสดงในสมการที่ (4.18ก) และ (4.18ข) ตามลำดับ [31]

$$dB = 20 \log \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (4.18ก)$$

เมื่อ $V_{in} = V_{out}$ จะได้

$$\begin{aligned} dB &= 20 \log (1) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.18ข)$$

4.4.3 การรบกวนกันของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่วัดได้ควรมีค่าน้อย

หากพิจารณาการรบกวนกันในการที่จะได้ผลของการแยกสัญญาณรบกวนระหว่างโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างที่ดี สัญญาณแรงดันด้านออกที่วัดได้จากอุปกรณ์ทั้งสองควรมีการรบกวนระหว่างกันในขณะที่แยกสัญญาณรบกวนที่น้อยที่สุดเท่าที่จะสามารถเป็นไปได้ ซึ่งข้อกำหนดนี้ถูกตั้งขึ้นด้วยเหตุว่าในการออกแบบอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่สามารถแยกสัญญาณทั้งสองโหมดได้ภายในอุปกรณ์เดียวกัน (วงจร 4 พอร์ต) จะมีการจัดวางพอร์ตที่ใกล้กันจึงทำให้อาจเกิดการรบกวนซึ่งกันและกันได้ ซึ่งข้อกำหนดดังกล่าวนี้สามารถอธิบายได้จากสมการ (4.19) – (4.20) [7]

สำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน โหมดผลต่าง

$$CMRR = \left| \frac{V_{ODM}}{V_{CM}} \right| \quad (4.19)$$

สำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วม

$$DMRR = \left| \frac{V_{OCM}}{V_{DM}} \right| \quad (4.20)$$

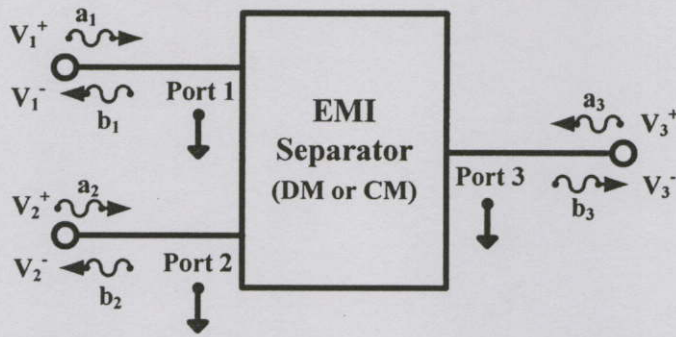
โดยค่า CMRR (Common Mode Rejection Ratio) คือ ค่าอัตราส่วนในการตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมออกจากสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่ทำการวัด ซึ่งหาได้จากอัตราส่วนของแรงดันด้านออกของสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างที่ทำการวัด (V_{ODM}) กับแรงดันของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมที่ป้อนเข้าสู่อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (V_{CM}) ซึ่งหลักการของไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตีพิมพ์ลงในเอกสารต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ สมการที่ (4.20) สามารถอธิบายได้เช่นเดียวกันกับสมการที่ (4.19)

ข้อกำหนดหลักทั้ง 3 ข้อนี้ ถูกกำหนดขึ้นเพื่อให้อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำในทางปฏิบัติมีคุณสมบัติที่ใกล้เคียงกับทางอุดมคติมากที่สุด ซึ่งจะได้ทำการเปรียบเทียบผลจากการวัดกับคุณสมบัติทางทฤษฎีได้ โดยข้อกำหนดที่ 4.4.1 นั้นสามารถใช้ทฤษฎีวงจรไฟฟ้าทั่วไปในการพิสูจน์ได้ แต่ข้อกำหนดที่ 4.4.2 และ 4.4.3 นั้นจำเป็นต้องใช้ทฤษฎีทางวิศวกรรมไมโครเวฟในการพิสูจน์ ดังรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

4.5 สแกตเตอร์ริงพารามิเตอร์ (Scattering Parameter: S - parameter)

หัวข้อที่ 4.4 ทำให้ทราบถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ซึ่งเป็นแนวคิดที่เริ่มนำเสนอในช่วงปี ค.ศ. 2001 [28] โดยอาศัยการเปรียบเทียบค่าของผลที่ได้จากการวัดให้มีค่า CMTR และ DMTR ใกล้เคียง 0 dB และให้ค่า CMRR และ DMRR น้อยที่สุด (คิดลบมากที่สุด) ซึ่งจะต้องมีค่าน้อยกว่า -20 dB เป็นต้นไป อ้างอิงจากมาตรฐาน CISPR 16-1 (ในส่วนของโครงข่ายชนิด Δ) แต่ยังไม่มีการนำเสนอความสัมพันธ์ทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติ อีกทั้งผลการทดสอบที่ได้นั้นยังคลุมเครือไม่ชัดเจนถึงวิธีการทดสอบเพื่อให้ได้ผลลัพธ์ จนกระทั่งปี ค.ศ. 2005 [30] ได้มีการนำเสนอการใช้สแกตเตอร์ริงพารามิเตอร์ (S - parameter) ซึ่งเป็นทฤษฎีทางด้านวิศวกรรมไมโครเวฟในการพิสูจน์ โดยเหตุผลหลักในการเลือกใช้ทฤษฎี S-parameter แบ่งออกได้เป็น 3 ข้อ *ประการแรก* คือ ในการหาคุณลักษณะของโครงข่ายโดยใช้องค์ประกอบอื่นๆ เช่น $[Z]$, $[H]$, $[Y]$ และ $[ABCD]$ นั้นจำเป็นต้องอาศัยเครื่องมือพิเศษร่วมในการหาค่าองค์ประกอบดังกล่าว เพื่อทดสอบการเปิดวงจร (open circuit) หรือการลัดวงจร (short circuit) ของพอร์ตที่เกี่ยวข้อง ซึ่งเป็นเครื่องมือที่มีราคาแพง แต่ S-parameter นั้นไม่ต้องอาศัยการลัดหรือเปิดวงจร *ประการที่สอง* คือ การใช้ S-parameter นั้นสามารถทำการสอบเทียบ (calibration) ตำแหน่งที่แท้จริงของการวัดได้เอง ดังนั้นผลกระทบจากองค์ประกอบแฝงจากการเชื่อมต่อที่ยานความถี่สูงจึงตัดออกไปได้ ซึ่งสำหรับ $[Z]$, $[H]$, $[Y]$ และ $[ABCD]$ นั้นจะต้องมีโพรบชนิดพิเศษเพื่อใช้ในการสอบเทียบซึ่งมีราคาสูง และ *ประการสุดท้าย* คือ การใช้ S-parameter นั้นทำให้วิเคราะห์ได้สะดวก และสามารถทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกันได้โดยง่าย ดังนั้นในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้ S-parameter เพื่อพิสูจน์คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนพอสั่งเขป (ศึกษาเพิ่มเติมได้จาก [32] – [33])

เพื่อความสะดวกจะทำการพิจารณาอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างออกจากกัน ซึ่งจะทำให้ได้วงจร 3 พอร์ตใดๆ ที่ประกอบด้วยองค์ประกอบแบบพาสซีฟมีพอร์ตสัญญาณด้านเข้าจำนวน 2 พอร์ต และพอร์ตสัญญาณออก 1 พอร์ต ที่มีคุณลักษณะของคลื่นดังแสดงในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 คุณลักษณะของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนในลักษณะของคลื่น

โดย V_n^+ คือ สัญญาณแรงดันของคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามา (equivalent voltage incident wave)

V_n^- คือ สัญญาณแรงดันของคลื่นสะท้อนกลับ (equivalent voltage reflected wave)

a_n คือ นอมมาไลซ์ของคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามา (normalized incident wave)

b_n คือ นอมมาไลซ์ของคลื่นสะท้อนกลับ (normalized reflected wave)

จากรูปที่ 4.10 สามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ในรูปของสแกตเตอร์ริงเมตริกซ์ (Scattering matrix: $[S]$) ได้ดังสมการที่ (4.21)

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (4.21ก)$$

หรือ

$$[b] = [S][a] \quad (4.21ข)$$

สำหรับเหตุผลหลักที่ใช้ a_n , b_n แทน V_n^+ , V_n^- (n แทนจำนวนพอร์ต) ที่ไม่ได้ นอร์มาไลซ์นั้นเพื่อต้องการให้ S เมตริกซ์ที่เกิดขึ้นมีคุณสมบัติสมมาตร โดยความสัมพันธ์ระหว่าง a_n , b_n กับ V_n^+ , V_n^- สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.22)

$$V_n = V_n^+ + V_n^- = \sqrt{Z_0} \cdot (a_n + b_n) \quad (4.22)$$

เมื่อ Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์อ้างอิง (มักใช้ค่า 50Ω)

ดังนั้นในการอธิบายคุณลักษณะของโครงข่ายพาสซีฟแบบ 3 พอร์ต จะต้องใช้ตัวแปรของ คลื่นทั้งสิ้น 6 ตัวแปร ดังสมการที่ (4.23) โดย S_{mm} (S_{11} , S_{22} และ S_{33}) แทนสัมประสิทธิ์การ สะท้อน (reflection coefficient) และ S_{mn} (S_{12} , S_{13} , S_{21} , S_{23} , S_{31} และ S_{32}) แทนสัมประสิทธิ์การ

บทที่ 4 อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ

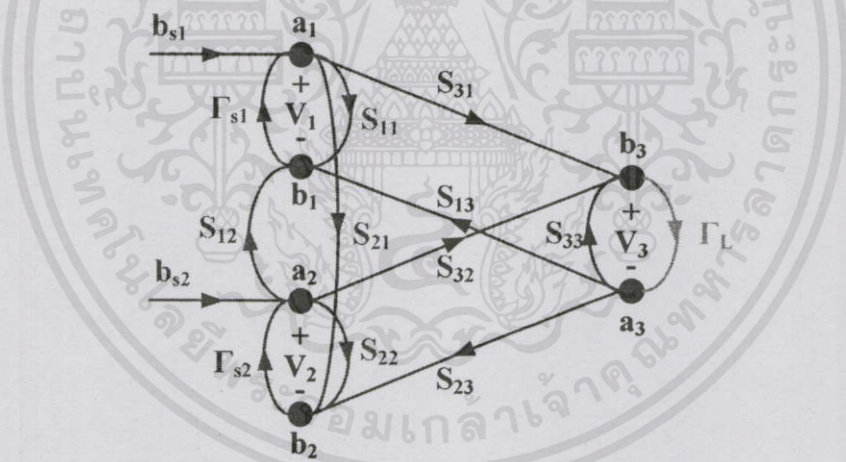
ส่งผ่าน (transmission coefficient) โดยเมื่อเกิดคลื่นสะท้อน (b_n) ที่เกิดจากการไม่แมตชิงกันของอิมพีแดนซ์ไม่ว่าจากทางด้านแหล่งจ่ายหรือด้านโหลด ซึ่งแบ่งออกเป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากแหล่งจ่าย (Γ_{sn}) และจากโหลด (Γ_L) ดังสมการที่ (4.29) และ (4.30) ตามลำดับ ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว โคร่งข่ายแบบพาสซีฟจะมีค่า $|\Gamma_{sn}| \leq 1$ และค่า $|\Gamma_L| \leq 1$ [34]

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$\Gamma_{sn} = \frac{Z_{sn} - Z_0}{Z_{sn} + Z_0} \quad (4.24)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.25)$$

จากรูปที่ 4.10 สามารถแสดงด้วยเส้นทางเดินของสัญญาณ (signal flow graph) จะได้ดังรูปที่ 4.11 โดย b_{sn} (b_{s1}, b_{s2}) คือ นอมมาไลซ์ของคลื่นที่แหล่งจ่ายส่งเข้ามา แสดงได้ดังสมการที่ (4.26)

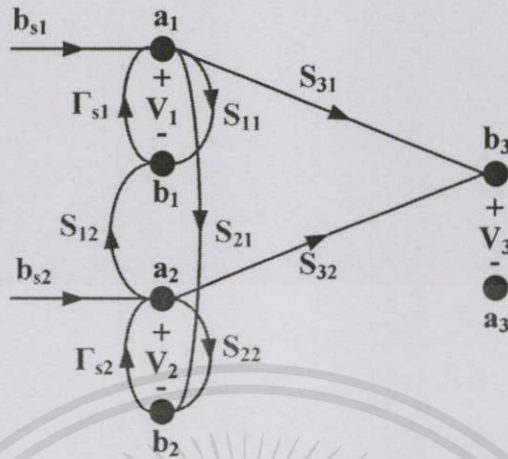


รูปที่ 4.11 คุณลักษณะของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนด้วยเส้นทางเดินสัญญาณ

$$b_{sn} = \frac{\sqrt{Z_0} \cdot V_{sn}}{Z_{sn} + Z_0} \quad (4.26)$$

เนื่องจากสัญญาณด้านออกของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนต้องถูกเชื่อมต่อด้วยเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าเป็น 50Ω เข้าที่พอร์ต 3 ดังนั้นค่า $\Gamma_L = 0$ จากการแมตชิงกัน ผลลัพธ์ดังกล่าวทำให้ตำแหน่ง $a_3 = 0$ จึงสามารถเขียนเส้นทางเดิน

ของสัญญาณได้ใหม่ดังรูปที่ 4.12 ซึ่งเป็นลักษณะเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติทำให้สามารถหาคุณลักษณะของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางอุดมคติได้



รูปที่ 4.12 เส้นทางเดินสัญญาณของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางปฏิบัติ
เมื่อ โหลดแมตชิงที่พอร์ต 3

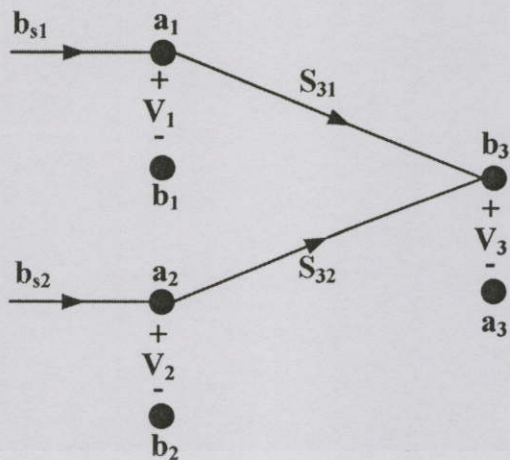
การที่จะพิสูจน์ว่าค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางอุดมคติมีค่าเท่ากับ 50Ω และเป็นอิสระจากอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายอื่นๆ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่พอร์ต 1 (Γ_1) และพอร์ต 2 (Γ_2) ต้องมีค่าเป็นศูนย์ ($\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0$) ซึ่งค่า Γ_1 และ Γ_2 ในรูปของสมการทั่วไปแสดงดังสมการที่ (4.27) และสามารถหาค่าได้จากสมการที่ (4.28) และ (4.29) ตามลำดับ

$$\Gamma_n = \frac{b_n}{a_n} \quad (4.27)$$

$$\Gamma_1 = \frac{b_1}{a_1} = \frac{Z_{in1} - Z_0}{Z_{in1} + Z_0} = S_{11} + \frac{S_{21}\Gamma_{s2}S_{12}}{1 - S_{22}\Gamma_{s2}} \quad (4.28)$$

$$\Gamma_2 = \frac{b_2}{a_2} = \frac{Z_{in2} - Z_0}{Z_{in2} + Z_0} = S_{22} + \frac{S_{21}\Gamma_{s1}S_{12}}{1 - S_{11}\Gamma_{s1}} \quad (4.29)$$

เมื่อ Z_{in1} และ Z_{in2} คือ ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของพอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ตามลำดับ จากสมการที่ (4.33) และ (4.34) ในการพิสูจน์เพื่อยืนยันว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้ามีค่าเป็น 50Ω และเป็นอิสระจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอื่นๆ (S_{11} และ S_{22}) ดังนั้นค่า S_{12} และ S_{21} ต้องเป็นศูนย์ ($S_{12} = S_{21} = 0$) ซึ่งจะได้รูปทางเดินสัญญาณใหม่ดังรูปที่ 4.13 ซึ่งค่าแรงดันที่พอร์ต 3 หาได้จากสมการที่ (3.30)



รูปที่ 4.13 เส้นทางเดินสัญญาณของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางอุดมคติ
เมื่อ โหลดแมตซิงที่พอร์ต 3

$$V_3 = V_1 S_{31} + V_2 S_{32} \quad (4.30)$$

ดังนั้นเมื่อพิจารณาสมการที่ (4.30) ประกอบกับสมการที่ (4.6) ($V_{DM} = \frac{V_{LG} - V_{NG}}{2}$) และ

(4.7) ($V_{CM} = \frac{V_{LG} + V_{NG}}{2}$) โดยกำหนดให้ V_1 แทน V_{LG} และ V_2 แทน V_{NG} สำหรับอุปกรณ์แยก
สัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง ($V_3 = V_{DM}$) จะได้

$$S_{31} = -S_{32} = \frac{1}{2} \quad \text{หรือ} \quad -S_{31} = S_{32} = \frac{1}{2} \quad (4.31)$$

และสำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม ($V_3 = V_{CM}$) จะได้

$$S_{31} = S_{32} = \frac{1}{2} \quad \text{หรือ} \quad -S_{31} = -S_{32} = \frac{1}{2} \quad (4.32)$$

ดังนั้นเมตริกซ์สุดท้ายของ S-parameter สำหรับวงจรแยกสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง และ
โหมดผลร่วม ทางอุดมคติสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (4.33) และ (4.34) ตามลำดับ

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} \\ 0 & 0 & S_{23} \\ \pm \frac{1}{2} & \mp \frac{1}{2} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} \\ 0 & 0 & S_{23} \\ \pm \frac{1}{2} & \pm \frac{1}{2} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

ในสมการที่ (4.33) และ (4.34) คอลัมน์ที่ 3 นั้นอยู่ในรูปของ S-parameter เมตริกซ์ที่แสดงถึงพอร์ตที่ 3 ซึ่งไม่มีผลต่อประสิทธิภาพของวงจรแยกสัญญาณรบกวน เนื่องจากพอร์ตที่ 3 ต้องแมตซิ่งเข้ากับเครื่องมือวัดคั้งที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น ดังนั้นอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางอุดมคติจึงมีค่า $S_{11} = S_{12} = S_{21} = S_{22} = 0$ และมีค่า $S_{31} = S_{32} = 0.5$ โดยมีเฟสตรงกันสำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม ($\pm \frac{1}{2}$ และ $\pm \frac{1}{2}$) และมีเฟสตรงกันข้ามสำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง ($\pm \frac{1}{2}$ และ $\mp \frac{1}{2}$)

สำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนในทางปฏิบัติ ค่า S_{11}, S_{12}, S_{21} และ S_{22} นั้นไม่ได้มีค่าเป็นศูนย์ และค่า S_{31} และ S_{32} ไม่เท่ากับ 0.5 จริง ดังนั้นจึงควรใช้รูปที่ 4.12 ในการอธิบายค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ได้ดังสมการที่ (4.35) และ (4.36) ซึ่งได้มาจากสมการที่ (4.28) และ (4.29) โดยอาศัยการประมาณการณที่อ้างอิงจากทางอุดมคติให้เกิดแมตซิ่งกันคั้งนั้นการรบกวนกันระหว่างพอร์ตด้านเข้า (พอร์ต 1 และ 2) จึงมีค่าน้อยมาก ทำให้สมมติได้ว่าค่า $S_{12}, S_{21} \approx 0$ ซึ่งหมายถึง ค่าอิมพีแดนซ์ทางค้านเข้านั้นเป็นอิสระจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอื่น (Γ_{s1} และ Γ_{s2}) ดังนั้นจึงทำให้อิมพีแดนซ์ด้านเข้าสามารถแสดงคุณลักษณะด้วยค่า S_{11} และ S_{22} โดคาได้ ซึ่งเป็นการพิสูจน์ถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนตามข้อกำหนดที่ 1

$$Z_{in1} \approx Z_0 \cdot \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (4.35)$$

$$Z_{in2} \approx Z_0 \cdot \frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}} \quad (4.36)$$

ในการหาค่าคุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนตามข้อกำหนดที่ 2 จะใช้สมการ (4.16), (4.17) และ (4.22) ประกอบกับรูปที่ 4.12 โดยใช้กฎของเมสัน (Mason's rule) ช่วยในการลดรูปของสมการ ทำให้ได้ค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง (DMTR) และโหมคผลร่วม (CMTR) ดังแสดงในสมการที่ (4.37) และ (4.38) ตามลำดับ เมื่ออาศัยหลักการเดียวกันกับการประมาณค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าจะทำให้เทอมที่ 3 ของส่วนนั้นสามารถตัดทิ้งได้ ทำให้ได้ค่า DMTR และ CMTR ที่สามารถนำไปใช้ในการวัดจริงได้

สำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

$$DMTR = \frac{S_{31}}{(1 + S_{11} + \frac{S_{21}\Gamma_{s2}S_{12}}{1 - S_{22}\Gamma_{s2}})} - \frac{S_{32}}{(1 + S_{22} + \frac{S_{21}\Gamma_{s1}S_{12}}{1 - S_{11}\Gamma_{s1}})} \approx \frac{S_{31}}{1 + S_{11}} - \frac{S_{32}}{1 + S_{22}} \quad (4.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้นหากท่านนำออกไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม

$$CMTR = \frac{S_{31}}{(1+S_{11} + \frac{S_{21}\Gamma_{s2}S_{12}}{1-S_{22}\Gamma_{s2}})} + \frac{S_{32}}{(1+S_{22} + \frac{S_{21}\Gamma_{s1}S_{12}}{1-S_{11}\Gamma_{s1}})} \approx \frac{S_{31}}{1+S_{11}} + \frac{S_{32}}{1+S_{22}} \quad (4.38)$$

เช่นเดียวกันในการหาประสิทธิภาพการตัดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง (DMRR) และโหมคผลร่วม (CMRR) อาศัยสมการที่ (4.19), (4.20) และ (4.22) ประกอบกับรูปที่ 4.12 จะได้สมการดังนี้

สำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง

$$DMRR = \frac{S_{31}}{(1+S_{11} + \frac{S_{21}\Gamma_{s2}S_{12}}{1-S_{22}\Gamma_{s2}})} + \frac{S_{32}}{(1+S_{22} + \frac{S_{21}\Gamma_{s1}S_{12}}{1-S_{11}\Gamma_{s1}})} \approx \frac{S_{31}}{1+S_{11}} + \frac{S_{32}}{1+S_{22}} \quad (4.39)$$

สำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม

$$DMRR = \frac{S_{31}}{(1+S_{11} + \frac{S_{21}\Gamma_{s2}S_{12}}{1-S_{22}\Gamma_{s2}})} - \frac{S_{32}}{(1+S_{22} + \frac{S_{21}\Gamma_{s1}S_{12}}{1-S_{11}\Gamma_{s1}})} \approx \frac{S_{31}}{1+S_{11}} - \frac{S_{32}}{1+S_{22}} \quad (4.40)$$

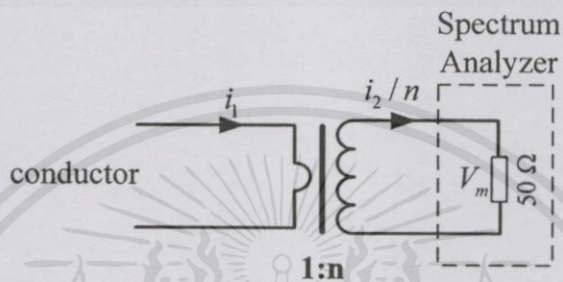
จากสมการที่ (4.35) – (4.40) เป็นการหาค่าคุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนในทางปฏิบัติ ซึ่งต้องทำการทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้โครงข่าย ดังนั้นถ้าหากผลการทดสอบมีค่า S_{21}, S_{12} น้อยมากพอที่จะสมมติให้เทอมที่ 2 ในสมการที่ (4.28) และ (4.29) เป็นศูนย์ได้แสดงว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้านั้นเป็นอิสระจากแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆ

4.6 การวิเคราะห์คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ผ่านมา

ในหัวข้อนี้จะนำข้อกำหนดทั้งสามข้อของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ ดังหัวข้อที่ 4.4 มาทำการวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแบบต่างๆ ตามที่ได้มีการนำเสนอ เพื่อพิสูจน์ให้เห็นว่าอุปกรณ์เหล่านั้นข้อกำหนดหรือไม่ โดยในการวิเคราะห์นั้นควรพิจารณาตามข้อกำหนดแบบข้อต่อข้อ ซึ่งถ้าอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนต่าง ๆ นั้น ไม่ผ่านข้อกำหนดใดข้อกำหนดหนึ่งย่อมหมายความว่าอุปกรณ์นั้นไม่สามารถให้ค่าการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่ถูกต้องได้ โดยจะทำการพิสูจน์ัจจรตามหัวข้อ 4.3 ได้กล่าวไว้

4.6.1 การวิเคราะห์ที่โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ (RF current probe)

หัวข้อที่ 4.3.1 ทำให้ทราบว่าผลการวัดที่ได้จากโพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ นั้นมีค่าเป็นสองเท่า ด้วยเหตุผลนี้จึงกล่าวได้ว่าโพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ นั้นไม่สามารถผ่านข้อกำหนดที่ 4.4.2 ได้ ถึงแม้ว่าจะมีค่าอิมพีแดนซ์ 50 Ω ตามข้อกำหนดที่ 4.4.1 ก็ตาม ยิ่งไปกว่านั้น ขดลวดขั้วของโพรบเป็นสัดส่วนกับขดลวดปฐมภูมิที่เป็นสายตัวนำที่ทำการวัด (1:n) ดังแสดงในรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 ผลที่ได้โดยการวัดสัญญาณรบกวน โดยใช้โพรบวัดกระแสย่านความถี่วิทยุ

เมื่อ V_m คือ แรงดันของสัญญาณรบกวนที่วัดได้จะพบว่าเมื่อพิจารณาการหาค่าแรงดันของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่วัดได้ ($V_{m(DM)}$) และสัญญาณโหมดผลร่วมที่วัดได้ ($V_{m(CM)}$) ดังแสดงในสมการที่ (4.41) และ (4.42) เมื่อกำหนดให้ $i_2 = 2i_{DM}$ หรือ $i_2 = 2i_{CM}$ ตามลำดับ

เมื่อ $i_2 = 2i_{DM}$ จะได้

$$V_{m(DM)} = \left| \frac{2i_{DM} \times 50}{n} \right|$$

$$V_{m(DM)} = \left| \frac{2V_{DM}}{n} \right| \quad (4.41)$$

และเมื่อ $i_2 = 2i_{CM}$ จะได้

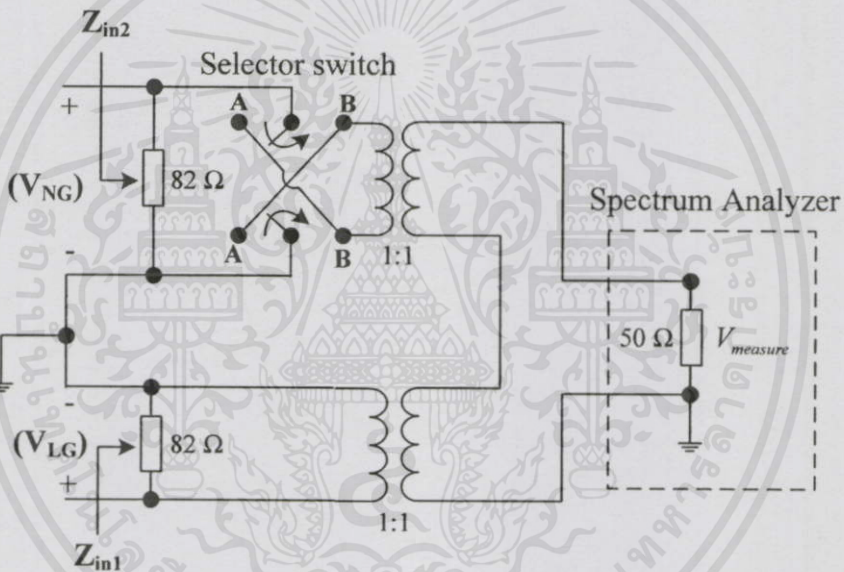
$$V_{m(CM)} = \left| \frac{2i_{CM} \times 50}{n} \right|$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาดังกล่าวและข้อมูลเชิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (4.42)

จากสมการที่ (4.41) และ (4.42) ทำให้ทราบว่าสัญญาณรบกวนที่วัดได้นั้นจะต้องถูกลดทอนลงไปเป็นอัตรา $\frac{n}{2}$ เท่า จึงจะทำให้ได้ค่าของสัญญาณรบกวนที่วัดได้เป็นค่าจริง ซึ่งรายละเอียดของตัวอย่าง โพรบวัดกระแสย่านความถี่สูงที่ใช้ในงานวิจัยฉบับนี้แสดงดังภาพผนวก

4.6.2 การวิเคราะห์ห้วงจรของ Paul and Hardin (Paul & Hardin network)

วงจรที่ Paul และ Hardin นำเสนอนั้นให้ผลของสัญญาณด้านออกเป็น $2V_{CM}$ และ $2V_{DM}$ เช่นเดียวกับกับโพรบวัดกระแสย่านความถี่สูง ด้วยเหตุนี้วงจรจึงไม่ผ่านข้อกำหนดที่ 4.4.2 และเมื่อทำการคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าจากรูปที่ 4.15 โดยใช้หลักการทฤษฎีการวางซ้อน (Super position) จะได้ดังสมการที่ (4.43) และ (4.44) ตามลำดับ



รูปที่ 4.15 การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรที่ Paul และ Hardin นำเสนอ

$$Z_{in1} = \frac{50V_{LG}}{V_{LG} \mp V_{NG}} // 82 \Omega \quad (4.43)$$

และ

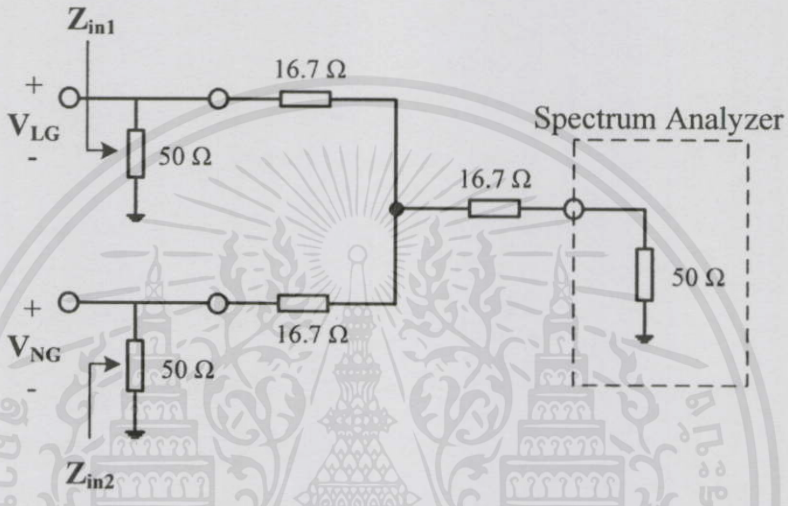
$$Z_{in2} = \frac{50V_{NG}}{V_{LG} \mp V_{NG}} // 82 \Omega \quad (4.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารจากสมการที่ (4.43) และ (4.44) เครื่องหมาย (\mp) มาจากการเลือกตำแหน่งของสวิตช์จาก A เป็น B ตามลำดับ จะเห็นว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เช่น Z_{in1} นั้นเป็นฟังก์ชันกับแรงดันด้านเข้าของอีกพอร์ต (V_{NG}) และ Z_{in2} ที่เป็นฟังก์ชันกับ V_{LG} เช่นกัน ดังนั้น

อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนของ Paul และ Hardin จึงไม่ผ่านข้อกำหนดที่ 4.4.1 เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าไม่ได้เป็นอิสระจากแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆ

4.6.3 การวิเคราะห์ห้วงจรของ Mark J. Nave (DM rejection network)

จากวงจรที่ M. J. Nave นำเสนอดังรูปที่ 4.5 สามารถเขียนเป็นลักษณะวงจรได้ดังรูปที่ 4.16 เมื่อใช้หลักการทฤษฎีการวางซ้อนพิจารณาจะได้อิงสมการที่ (4.45) และ (4.546) ตามลำดับ



รูปที่ 4.16 การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรที่ Mark J. Nave นำเสนอ

$$Z_{in1} = \frac{150V_{LG}}{5V_{LG} - 4V_{NG}} // 50\ \Omega \tag{4.45}$$

และ

$$Z_{in2} = \frac{150V_{NG}}{5V_{NG} - 4V_{LG}} // 50\ \Omega \tag{4.46}$$

จากสมการที่ (4.45) และ (4.46) พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของพอร์ต 1 (\$Z_{in1}\$) และพอร์ต 2 (\$Z_{in2}\$) นั้นเป็นฟังก์ชันกับแรงดันด้านเข้าของอีกพอร์ต ยิ่งไปกว่านั้นวงจรที่ M. J. Nave นำเสนอนั้นมีลักษณะการใช้งานที่ยากลำบาก กอปรกับค่าความผิดพลาดของตัวต้านทานที่นำมาใช้ในวงจรส่งผลกับประสิทธิภาพในการตัดสัญญาณรบกวนโดยตรงยกตัวอย่างเช่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะผิดใจทั้งสี่กำหนดให้ \$V_{LG} = V_{CM} + V_{DM}\$ อิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (4.47)

$$V_{NG} = V_{CM} - V_{DM} \quad (4.48)$$

และนำสมการที่ (4.47) รวมกับสมการที่ (4.48) จะได้

$$V_{sum} = V_{LG} + V_{NG} = 2V_{CM} \quad (4.49)$$

ซึ่งแท้จริงแล้ว V_{LG} และ V_{NG} ประกอบด้วยขนาดและเฟส โดยให้ $V_{LG} = A_a \angle \Theta_a$ และ $V_{NG} = A_b \angle \Theta_b$ ดังนั้นสมการที่ (4.54) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$V_{sum} = V_{LG} + V_{NG} = [(A_a \angle \Theta_a \cdot V_{DM}) - (A_b \angle \Theta_b \cdot V_{DM})] + [(A_a \angle \Theta_a \cdot V_{CM}) + (A_b \angle \Theta_b \cdot V_{CM})] \quad (4.50)$$

ดังนั้นถ้ากำหนดให้แรงดัน V_{LG} และ V_{NG} ที่ได้จากวงจรที่ Mark J. Nave นำเสนอนั้นมีค่าแตกต่างกัน 1% ตามค่าคลาดเคลื่อนของตัวต้านทานที่ใช้ในวงจร โดยจะกำหนดเพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณเป็น $V_{LG} = A_a \angle \Theta_a = 1.00$ และ $V_{NG} = A_b \angle \Theta_b = 0.99$ เมื่อนำไปแทนค่าในสมการที่ (4.50) จะได้

$$V_{sum} = V_{LG} + V_{NG} = 0.01 \cdot V_{DM} + 1.99 \cdot V_{CM} \quad (4.51)$$

เมื่อทำการนำค่าความแตกต่างที่เกิดขึ้นแปลงเป็นฟังก์ชันลอการิทึม (ด้วยสมการที่ 4.18ก) จะพบว่าค่าความแตกต่างของสัญญาณโหมคผลต่าง (V_{DM}) มีค่าเป็น -40 dB และประมาณ 5.977 dB สำหรับโหมคผลรวม (V_{CM}) ดังนั้นสมการที่ (4.51) จึงพิสูจน์ให้เห็นว่าวงจรที่ Mark J. Nave นำเสนอนั้นสามารถตัดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างได้สูงถึง 40 dB

แต่ถ้าหากว่าอุปกรณ์ที่นำมาใช้มีค่าความคลาดเคลื่อนสูงกว่า ขกตัวอย่างเช่น มีค่าความแตกต่าง สูงสุดเท่ากับ $\pm 2\%$ จะได้ค่าของสัญญาณด้านไลน์เป็น $V_{LG} = A_a \angle \Theta_a = 1.00$ และด้านนิวตรอลเป็น $V_{NG} = A_b \angle \Theta_b = 0.98$ ดังนั้นผลรวมของสัญญาณทั้งหมดจะได้

$$V_{sum} = V_{LG} + V_{NG} = 0.02 \cdot V_{DM} + 1.98 \cdot V_{CM} \quad (4.52)$$

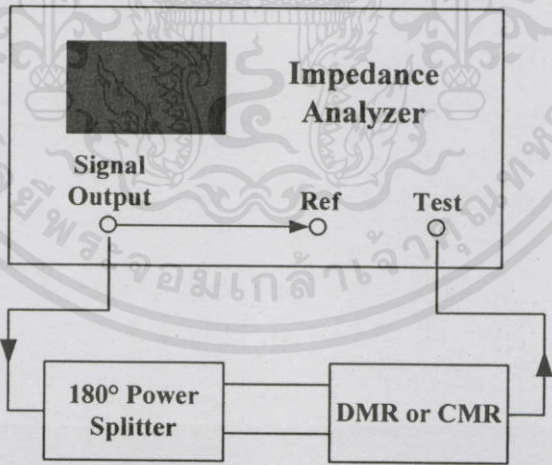
เมื่อนำค่าความแตกต่างที่ได้แปลงเป็น dB จะได้ -34 dB และ 5.933 dB สำหรับโหมคผลต่างและโหมคผลรวมตามลำดับ ดังนั้นจะพบว่าผลของสัญญาณโหมคผลต่างระหว่างสมการที่ (4.51) เปรียบเทียบกับ (4.52) จะมีค่าความแตกต่างกันสูงถึง -6 dB ยิ่งถ้าองค์ประกอบในวงจรมีค่าความคลาดเคลื่อนสูงเท่าใดก็จะยิ่งทำให้ผลที่ได้นั้นมีค่าผิดพลาดสูงตาม โดยวงจรมีโหมคผลต่างจะมีผลกระทบมากกว่า ในขณะที่โหมคผลรวมนั้นไม่มี

ผลกระทบเท่าใดนัก ซึ่งข้อพิสูจน์นี้ได้แสดงให้เห็นถึงข้อจำกัดในการใช้งานอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Mark J. Nave นำเสนอ

4.6.4 การวิเคราะห์ห้วงจรของ Ting Guo (0°/180° Power combiner)

วงจรถูก Ting Guo นำเสนอ แบ่งออกเป็น 2 วงจร คือ วงจรตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง (DM rejecter หรือ 0° Power combiner) และวงจรตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม (CM rejecter หรือ 180° Power combiner) ซึ่งในบทความยังคงมีความคลุมเครือในการออกแบบวงจรมาก ดังนั้นจากการวิเคราะห์ตามข้อกำหนดทั้ง 3 ข้อของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน จากวงจรถูกที่ 4.6 (ก)-(ข) ตามข้อกำหนด 4.4.1 พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้ามีค่าใกล้เคียง 50 Ω ($Z_{in1}, Z_{in2} \approx 50 \Omega$) แต่ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกที่ต้องทำการต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมนั้นมีค่าไม่เท่ากับ 50 Ω ดังนั้นวงจรถูกกล่าวจึงไม่อาจให้ผลการทดสอบที่ถูกต้องได้

ในการทดสอบประสิทธิภาพในการส่งผ่าน และตัดสัญญาณรบกวน ตามข้อกำหนด 4.4.2 – 4.4.3 นั้น Ting Guo ได้ใช้อุปกรณ์ 180° Power Splitter ดังรูปที่ 4.17 ซึ่งผลจากการทดสอบที่ได้ต้องคำนึงถึงผลของ Power Splitter ด้วย เนื่องจากในขณะนำไปใช้งานจริงนั้น ไม่ได้ทำการต่อ Power Splitter ดังนั้นวงจรถูก Ting Guo นำเสนอจึงไม่อาจให้ผลการแยกสัญญาณรบกวนที่ถูกต้องได้



รูปที่ 4.17 วิธีการทดสอบหาประสิทธิภาพการตัดสัญญาณรบกวนของ Ting Guo

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.5 การวิเคราะห์วงจรของ Hsin-Lung Su (CM and DM noise diagnostic circuit)

วงจรของ Hsin-Lung Su ได้แบ่งการออกแบบออกเป็น 2 วงจรเช่นเดียวกัน โดยวงจรดังรูปที่ 4.7 (ก) (วงจรแยกสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม) เป็นวงจรที่มีลักษณะเดียวกับวงจรของ Mark J. Nave ดังนั้นจึงมีข้อจำกัดและข้อเสียเช่นเดียวกัน ดังอธิบายในหัวข้อที่ 4.6.3

ส่วนค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง ดังรูปที่ 4.7 (ข) นั้นเป็นสัดส่วนกับตัวต้านทานขนาด 1 k Ω ดังนั้น ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านเข้าจึงไม่ใช่ 50 Ω แต่มีค่าประมาณใกล้เคียง 1 k Ω ($Z_{in1}, Z_{in2} \approx 1 \text{ k}\Omega$)

และการทดสอบคุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนนั้น Hsin-Lung Su ได้ใช้วิธีการเดียวกับ Ting Guo โดยการ ใช้ Power Splitter ดังนั้นจึงทำให้มีข้อเสียเช่นเดียวกัน และไม่สามารถให้ผลการแยกสัญญาณรบกวนที่ถูกต้องได้

4.6.6 การวิเคราะห์วงจรของ M. Chiado Caponet

วงจรของ Chiado Caponet มีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรของ Clayton Paul ดังนั้นผลของค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรจึงเป็นฟังก์ชันระหว่างแรงดันของสัญญาณด้านเข้าทั้งสอง ดังแสดงในสมการที่ (4.53) และ (4.54) ตามลำดับ ซึ่งทำให้ไม่ผ่านเงื่อนไขข้อกำหนดของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนตามหัวข้อที่ 4.4.1

$$Z_{in1} = \frac{37.5V_{LG}}{V_{LG} \mp V_{NG}} // 150 \Omega \quad (4.53)$$

และ

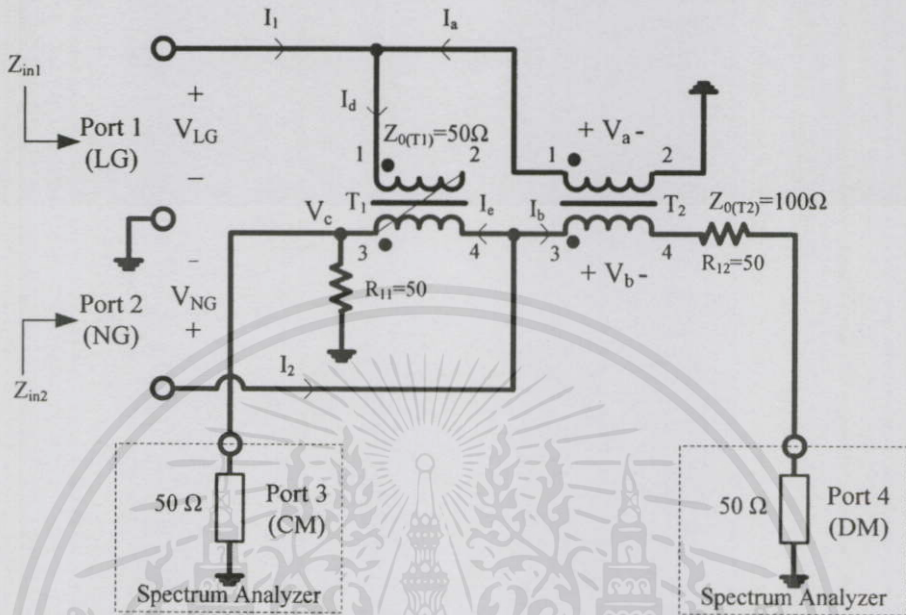
$$Z_{in2} = \frac{37.5V_{NG}}{V_{NG} \mp V_{LG}} // 150 \Omega \quad (4.54)$$

ส่วนการทดสอบประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวน Caponet นั้นใช้แนวทางเดียวกับของ Ting Guo คือ ใช้อุปกรณ์ Power Splitter ดังนั้นผลที่ได้จากการทดสอบจึงไม่ใช่ผลที่เกิดจากอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนเพียงอย่างเดียว ดังกล่าวไว้ข้างต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6.7 การวิเคราะห์ห้วงจรของ Shuo Wang

เมื่อวิเคราะห์ห้วงจรดังรูปที่ 4.9 (เขียนซ้ำเพื่อสะดวกในการพิจารณา) เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสจะได้ดังสมการที่ (4.55) – (4.59)



รูปที่ 4.9 วงจรสมมูลอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ Shuo Wang นำเสนอ (เขียนซ้ำ)

ความสัมพันธ์ของแรงดัน $V_b = V_a = V_{LG}$ (4.55)

ดังนั้น $V_{DM} = \frac{V_{LG} - V_{NG}}{2}$ (4.56)

และ $V_{CM} = V_c = \frac{V_{LG} + V_{NG}}{2}$ (4.57)

ความสัมพันธ์ของกระแส $I_a = I_b = \frac{V_{LG} - V_{NG}}{100}$ (4.58)

และ $I_d = I_e = \frac{V_{LG} + V_{NG}}{100}$ (4.59)

เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าจากสมการที่ (4.55) – (4.59) จะได้ดังสมการที่ (4.60) และ (4.61) ตามลำดับ

$$Z_{in1} = \frac{V_{LG}}{I_1} = \frac{V_{LG}}{I_d - I_a} = 50\Omega \quad (4.60)$$

บทที่ 4 อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ

และ
$$Z_{in2} = \frac{V_{NG}}{I_2} = \frac{V_{NG}}{I_b - I_e} = 50 \Omega \quad (4.61)$$

จากสมการที่ (4.56) และ (4.57) พิสูจน์ให้เห็นว่าวงจรแยกสัญญาณรบกวนที่ Shuo Wang นำเสนอนั้น สามารถให้ผลการแยกสัญญาณรบกวนเป็นไปตามข้อกำหนดที่ 4.4.2 และผลจากสมการที่ (4.60) และ (4.61) ทำให้ทราบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรมีค่าเป็น 50 Ω จริง และเป็นอิสระจากอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณอื่นๆ ตามข้อกำหนดที่ 4.4.1

หัวข้อ 4.6 ได้พิสูจน์ให้เห็นถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแบบต่างๆ ที่นำเสนอผ่านบทความวิจัยที่ผ่านมา ด้วยข้อกำหนดทั้งสามข้อในดังแสดงในหัวข้อที่ 4.4 ในการพิสูจน์นั้นควรทำแบบข้อต่อข้อ เมื่ออุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนนั้นๆ ไม่ผ่านข้อกำหนดในข้อใดข้อหนึ่งย่อมหมายความว่าผลที่ได้จากการแยกสัญญาณรบกวนนั้นไม่อาจให้ค่าของสัญญาณที่แยกได้อย่างถูกต้อง ดังนั้นเพื่อแสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบในการพิสูจน์ทางทฤษฎีดังกล่าวหัวข้อที่ 4.6 จึงสรุปเป็นภาพรวมดังแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบผลการพิสูจน์คุณสมบัติของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ผ่านมา

ลำดับ ที่	ชนิดของอุปกรณ์/ ผู้นำเสนอ	ปีที่นำเสนอ (ค.ศ.)	การพิสูจน์คุณสมบัติของ อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน		
			อิมพีแดนซ์ ด้านเข้า	ความถูกต้องของ สัญญาณด้านออก	การรบกวนกัน ระหว่างพอร์ต
1.	RF current probe	ก่อน ค.ศ. 1988	✓	✗	-
2.	Paul and Hardin	1988	✗	✗	-
3.	Mark J. Nave	1989	✗	✗	-
4.	Ting Guo	1996	✗	✗	-
5.	Hsin-Lung Su	2001	✗	✗	-
6.	M. Chiado Caponet	2001 และ 2002	✗	✗	✗
7.	Shuo Wang	2005	✓	✓	✓

หมายเหตุ สัญลักษณ์ ✓ คือ มีการวิเคราะห์และผลที่ได้มีความถูกต้อง นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ สัญลักษณ์ ✗ คือ มีการวิเคราะห์แต่ผลที่ได้ไม่ถูกต้อง ออกเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์ — คือ ไม่มีการวิเคราะห์

สรุป

บทที่ 4 นี้ได้นำเสนอหลักการแยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำออกเป็นสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างและโหมดผลรวม รวมถึงอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแบบต่างๆ ที่มี ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน โดยในช่วงเริ่มต้นนั้นผลที่ได้จากการแยกสัญญาณรบกวนเป็นเพียงการประมาณการณ์เท่านั้น เนื่องจากยังไม่มีงานวิจัยใดที่นำเสนอถึงข้อกำหนดในการแยกสัญญาณรบกวน ต่อมาภายหลังจึงได้มีการนำเสนอข้อกำหนดสำหรับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนขึ้น โดย แบ่งออกเป็น 3 ข้อกำหนดสำคัญๆ ดังแสดงในหัวข้อที่ 4.4 ในหัวข้อต่อมาได้นำเสนอถึงวิธีการพิสูจน์คุณสมบัติของ อุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนด้วยหลักการทางคณิตศาสตร์ ซึ่งได้อาศัยทฤษฎีหลักการวงจรไฟฟ้า ทั่วไป และทฤษฎีสเกตเตอร์ริงพารามิเตอร์ (S-parameter) มาช่วยในการวิเคราะห์ทางเดินของ สัญญาณ จากนั้นจึงนำหลักการดังกล่าวไปวิเคราะห์ห้วงจรแยกสัญญาณรบกวนที่ผ่านมา ผลลัพธ์ที่ได้ ทำให้ทราบถึงขีดความสามารถของวงจรนั้นๆ ว่าผ่านข้อกำหนดหรือไม่ ซึ่งมีเพียงวงจรที่ Shuo Wang นำเสนอเท่านั้นที่สามารถผ่านข้อกำหนดทั้งสาม ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เลือก วงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำตามที่ Shuo Wang ได้นำเสนอ เพื่อมา ประยุกต์ใช้กับโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

ในบทถัดไปจะกล่าวถึงโครงสร้างของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ ทั้ง องค์ประกอบภายในวงจร ชนิดขององค์ประกอบต่างๆ ลักษณะการต่อกราวด์เพื่อใช้งานย่านความถี่ สูง วงจรเชื่อมโยงสัญญาณรบกวนรวม (ด้านไลน์และนิวตรอล) และวงจรแยกสัญญาณรบกวนทาง สายตัวนำ (โหมดผลต่างและโหมดผลรวม) ซึ่งถูกออกแบบอยู่ในแผ่นวงจรเดียวกัน รวมไปถึง ลักษณะการจัดวางอุปกรณ์ต่างๆ ภายในวงจร พร้อมเทคนิคที่ช่วยลดผลขององค์ประกอบแฝงที่อาจ เกิดขึ้นและส่งผลกระทบต่อโครงข่าย

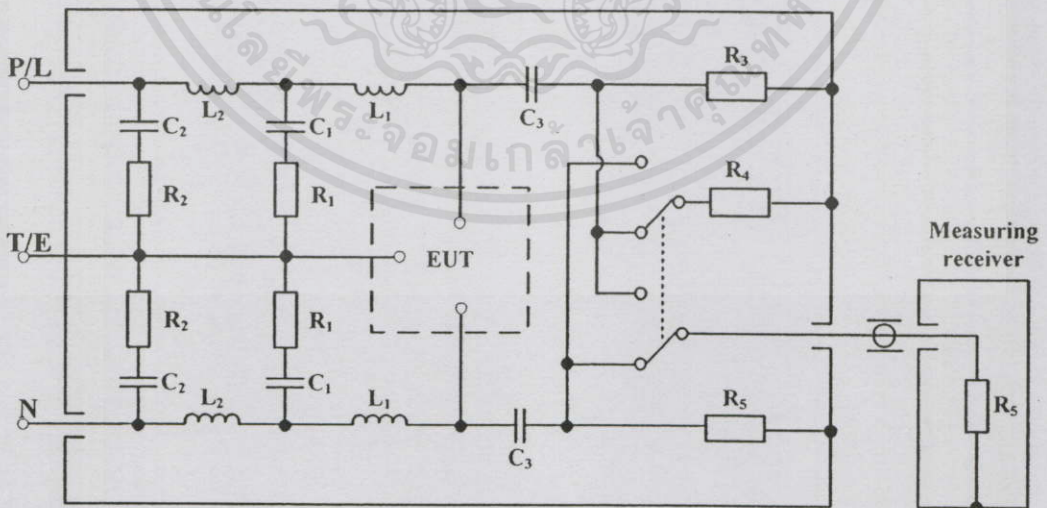
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

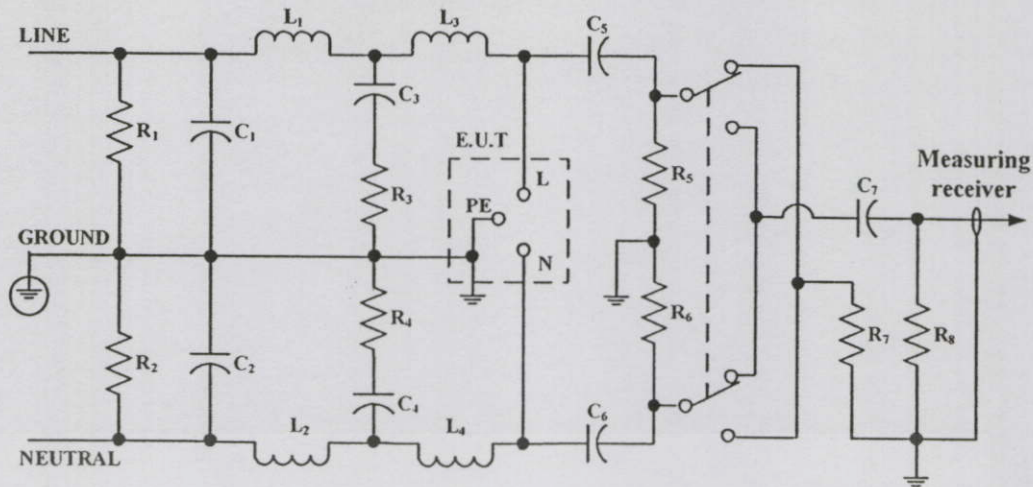
บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) แบบต่างๆที่ได้ดำเนินการวิจัย โดยเริ่มจากวงจร LISN ตามที่มาตรฐาน CISPR 16-1 ได้แนะนำไว้ ไปจนถึงการประยุกต์และพัฒนาศักยภาพของ LISN ด้วยเทคนิคการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศแบบเพิ่มช่องว่างอากาศและสุดท้ายคือการออกแบบ LISN ที่นำเสนอ ซึ่งสามารถวิเคราะห์องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำได้

5.1 บทนำ

LISN ที่ทำการศึกษาวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งออกเป็น 3 แบบ แบบแรก คือ LISN Model-1 เป็นการออกแบบโดยอาศัยการประยุกต์วงจรตามที่มาตรฐาน CISPR 16-1 ได้แนะนำไว้ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งเป็นแบบที่มีสวิตช์เลือกผลการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์ หรือนิวทรัล โดยทำการประยุกต์วงจรในส่วนของ R_2 และ C_2 จากเดิมที่ต่ออนุกรมเป็นต่อขนานด้วยเหตุผลทางด้านความปลอดภัยของอุปกรณ์เนื่องจากการคายประจุของตัวเก็บประจุ (discharge current) ทำให้ตัวต้านทาน R_2 เสียหายบ่อยครั้งดังแสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งข้อมูลและวิธีการออกแบบดังกล่าวได้นำตีพิมพ์เผยแพร่ดังบทความที่ [35]-[37]

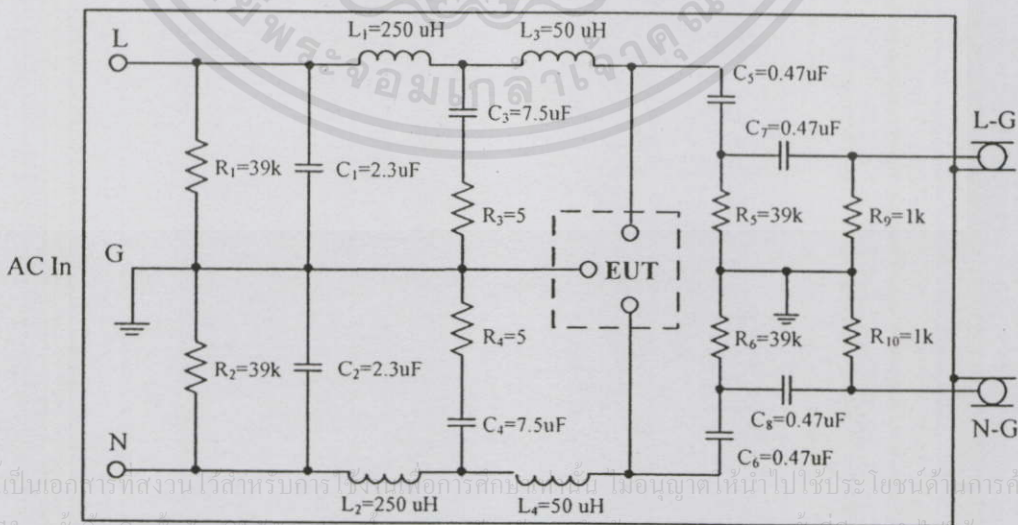


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.1 วงจรสมมูลย์ของ LISN ที่มาตรฐาน CISPR 16-1 แนะนำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ออกพิมพ์ตามเหตุผลเชิงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



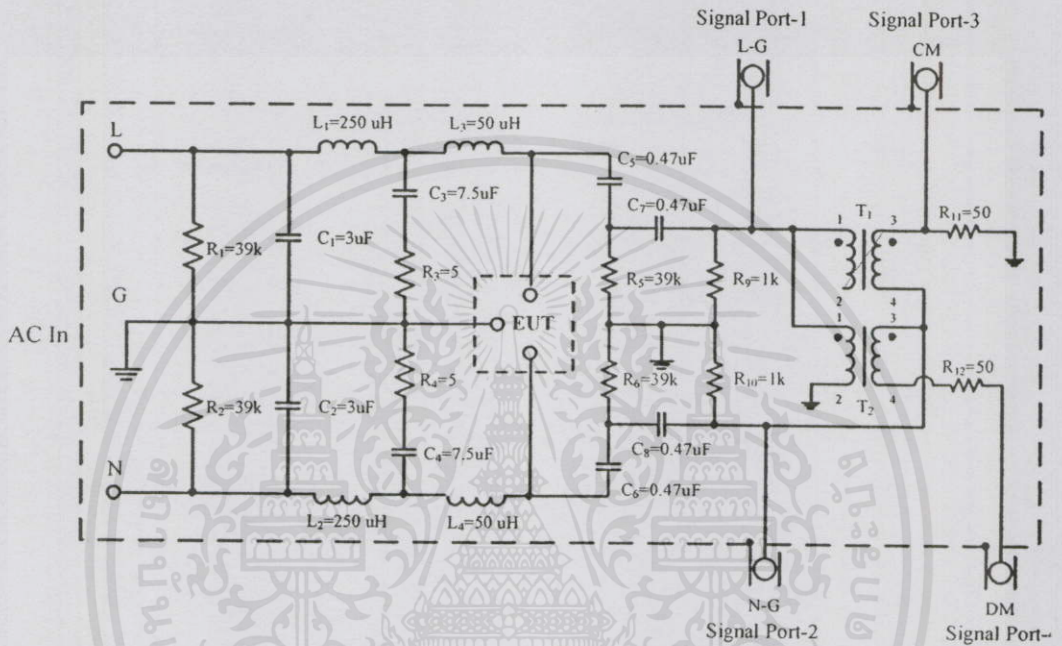
รูปที่ 5.2 วงจรสมมูลของ LISN Model-1

หลังจากทำการทดสอบคุณสมบัติของ LISN Model-1 พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกนั้นไม่เป็นไปตามข้อกำหนดของ CISPR 16-1 อีกทั้งผลการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำด้วยการใช้ LISN 2 ชุด ที่มีลักษณะ โครงสร้างแตกต่างกันทำให้เกิดข้อผิดพลาดที่ไม่สามารถวิเคราะห์ได้หรือที่เรียกว่า (uncertainty) ซึ่งอ้างอิงข้อมูลจาก [12] และ [21] จึงเป็นเหตุให้ต้องทำการออกแบบ LISN แบบที่สอง คือ LISN Model-2 ที่ได้ทำการประยุกต์วงจรตามมาตรฐานให้สามารถวัดสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์ และนิวทรัลได้พร้อมกัน ดังแสดงในรูปที่ 5.3 โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อเตรียม LISN ให้พร้อมในการศึกษาวิจัยอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ ซึ่งใน LISN Model-2 นี้ได้ทำการแก้ไขปัญหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกที่ไม่เป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐานด้วยเทคนิคการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศแบบเพิ่มช่องว่างอากาศระหว่างรอบทำให้ตัวเหนี่ยวนำมีค่า Self Resonant Frequency (SRF) สูงขึ้น และได้ตีพิมพ์เผยแพร่ดังบทความที่ [38]



รูปที่ 5.3 วงจรสมมูลของ LISN Model-2

หลังจากออกแบบและศึกษาถึง LISN และอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนจนมีผลการทดลองเป็นไปตามสมมติฐาน จึงทำการออกแบบ LISN แบบสุดท้าย คือ LISN Proposed-model ที่มีประสิทธิภาพและใช้ในการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์ และนิวตรอลตามมาตรฐานได้ รวมถึงใช้ในการวิเคราะห์ห้องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (โหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง) ได้พร้อมกันดังแสดงในรูปที่ 5.4 เนื่องจากออกแบบพอร์ตด้านออกในลักษณะ 4 พอร์ต



รูปที่ 5.4 วงจรสมมูลของ LISN Proposed-model

เหตุที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอ LISN ทั้ง 3 แบบ แทนที่จะนำเสนอเฉพาะ LISN Proposed-model นั้น มีวัตถุประสงค์เพื่อเป็นทางเลือกให้กับผู้ที่ทำการศึกษาวิจัย หรือมีความประสงค์จะออกแบบเพื่อใช้ในสถานศึกษาหรือมหาวิทยาลัยต่างๆ ตามแต่วัตถุประสงค์ โดยอาจเลือกแบบใดแบบหนึ่งจากทั้งสามแบบก็สามารถทำได้หากต้องการใช้เพื่อการทดสอบสัญญาณรบกวนรวมตามมาตรฐานเท่านั้น

5.2 องค์ประกอบของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์และคุณลักษณะทางความถี่

บทที่ 3 ได้กล่าวถึงชนิดขององค์ประกอบต่างๆ ภายใน LISN ไปแล้ว ดังนั้นในหัวข้อนี้จะนำองค์ประกอบต่างๆ ที่ได้ทำการเลือกใช้ใน LISN ทั้งสามแบบมาทดสอบคุณลักษณะทางความถี่ (SRF) โดยแบ่งออกเป็น ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ ซึ่งตัวต้านทานและตัวเก็บประจุนั้นถูกผลิตขึ้นจากกระบวนการทางอุตสาหกรรม ดังนั้นจึงทำได้เพียงเลือกใช้จากข้อมูล

บทที่ 5 การออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

ที่ระบุไว้ แต่ตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศเป็นองค์ประกอบที่มีความสำคัญอย่างยิ่งใน LISN และต้องทำการออกแบบขึ้นเอง โดยจะแบ่งการทดสอบออกเป็น

5.2.1 องค์ประกอบที่ถูกผลิตขึ้นจากกระบวนการอุตสาหกรรม

5.2.2 องค์ประกอบที่ทำการออกแบบ

5.2.1 องค์ประกอบที่ถูกผลิตขึ้นจากกระบวนการอุตสาหกรรม

ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น องค์ประกอบที่ผลิตขึ้นจากกระบวนการอุตสาหกรรม แบ่งออกเป็นตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ โดยตัวต้านทานที่นำมาใช้ประกอบด้วยชนิดคาร์บอนฟิล์ม (carbon film) และ ไวร้วานด์ (wirewound) ส่วนตัวเก็บประจุแบ่งออกเป็นแบบเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม และแบบเมทัลไลซ์โพลีเอสเตอร์ฟิล์ม ดังแสดงในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ค่าองค์ประกอบที่ถูกผลิตขึ้นจากกระบวนการอุตสาหกรรมที่ใช้ใน LISN ทั้งสามแบบ

องค์ประกอบ	ค่า	พิกัด	ชนิด	ใช้กับ LISN แบบที่
1. ตัวต้านทาน	5 Ω	5 วัตต์	ไวร้วานด์	1-3
	50 Ω	1/2 วัตต์	คาร์บอนฟิล์ม	1-3
	1 k Ω	1/2 วัตต์	คาร์บอนฟิล์ม	1-3
	39 k Ω	1 วัตต์	คาร์บอนฟิล์ม	2-3
2. ตัวเก็บประจุ	0.47 μF	275 V _{AC}	เมทัลไลซ์โพลีเอสเตอร์ฟิล์ม	1-3
	2.3 μF	450 V _{AC}	เมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม	2-3
	3 μF	450 V _{AC}	เมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม	1
	7.5 μF	370 V _{AC}	เมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม	2-3
	8 μF	450 V _{AC}	เมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม	1

หมายเหตุ LISN แบบที่ 1 คือ LISN Model-1

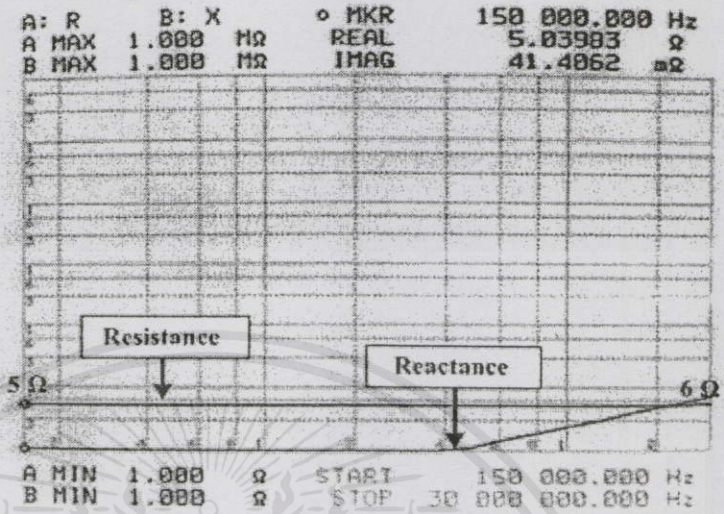
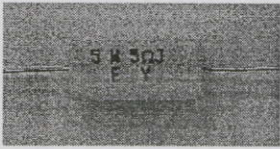
LISN แบบที่ 2 คือ LISN Model-2

LISN แบบที่ 3 คือ LISN Proposed-model

การทดสอบคุณสมบัติทางความถี่ขององค์ประกอบต่างๆดังตารางที่ 5.1 แสดงได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ดังต่อไปนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

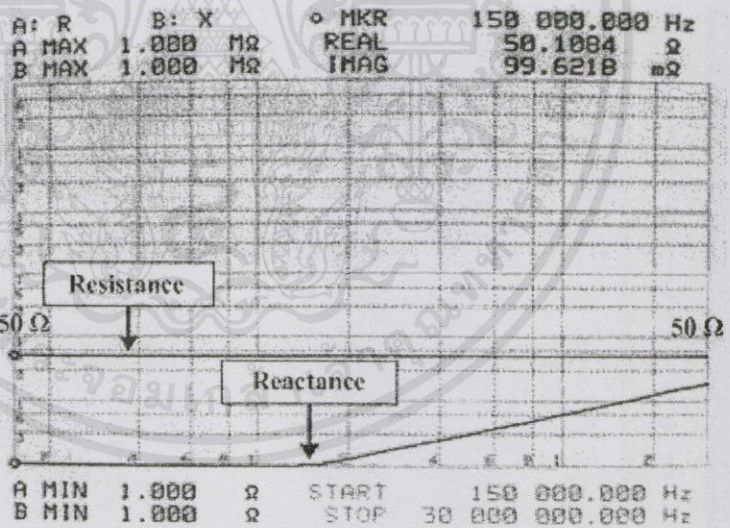
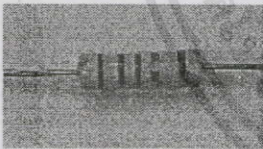
5.2.1.1 ตัวต้านทาน

- ตัวต้านทาน 5 Ω ชนิดไว้วางค์ ผลการทดสอบเป็นดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 ค่า SRF ของตัวต้านทาน 5 Ω ชนิดไว้วางค์

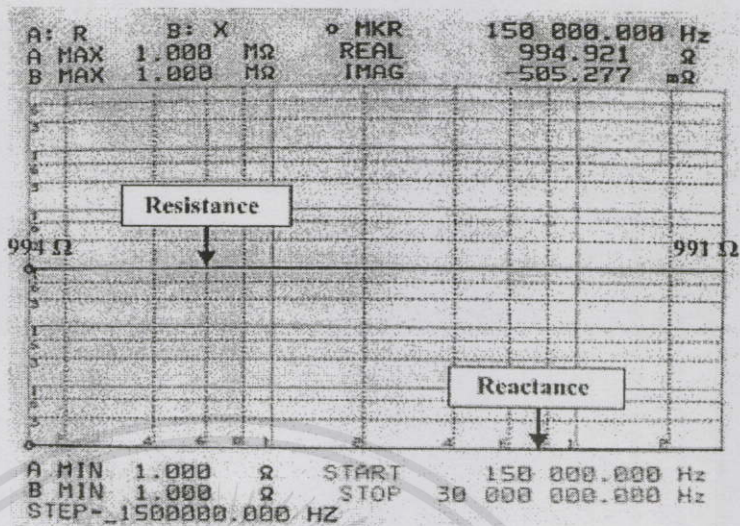
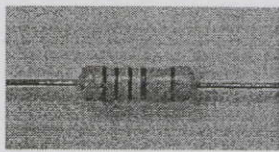
- ตัวต้านทาน 50 Ω ชนิดคาร์บอนฟิล์ม ผลการทดสอบเป็นดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 ค่า SRF ของตัวต้านทาน 50 Ω ชนิดคาร์บอน

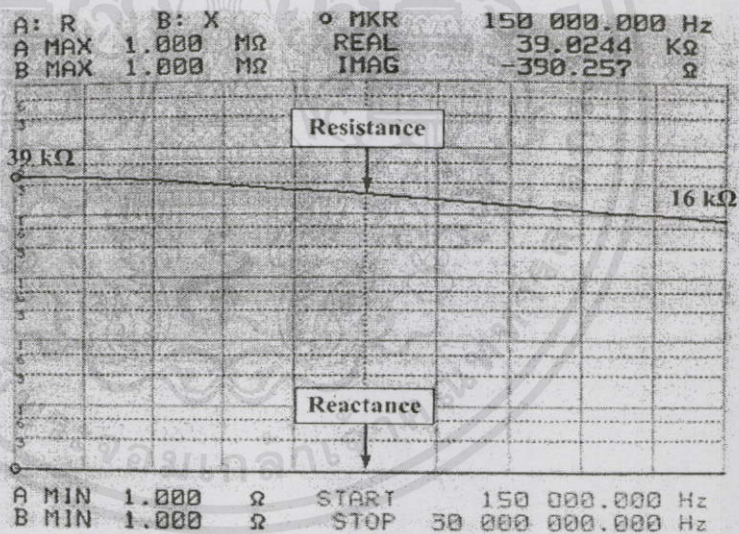
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ตัวต้านทาน 1 kΩ ชนิดคาร์บอนฟิล์ม ผลการทดสอบเป็นดังรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.7 ค่า SRF ของตัวต้านทาน 1 kΩ ชนิดคาร์บอน

- ตัวต้านทาน 39 kΩ ชนิดคาร์บอนฟิล์ม ผลการทดสอบเป็นดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 ค่า SRF ของตัวต้านทาน 39 kΩ ชนิดคาร์บอน

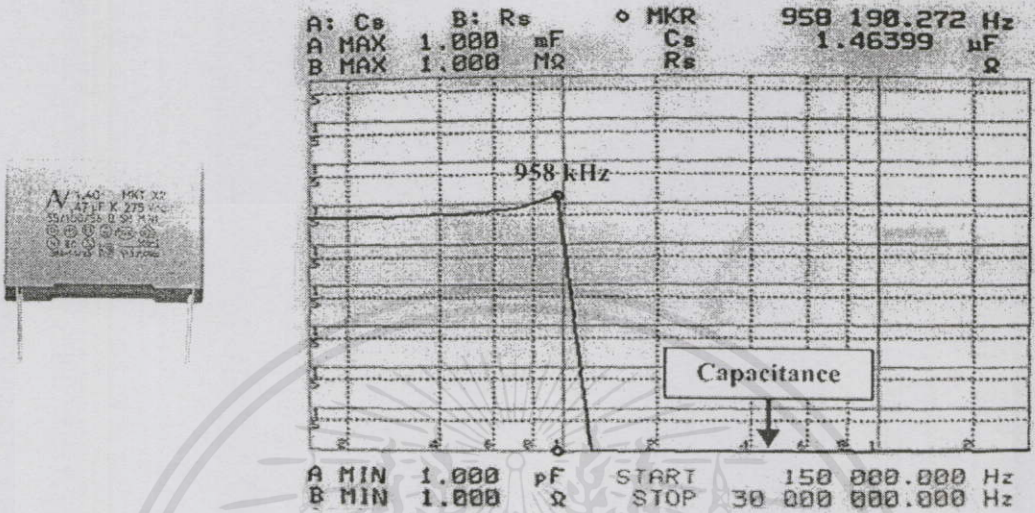
อย่างไรก็ตามก็ควรประกอบประเภทตัวต้านทานที่นำมาใช้งานในวงจรของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์นั้นจะให้ความสำคัญเพียงเฉพาะค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงเชิงความถี่เท่านั้น โดยไม่ได้คำนึงถึงค่าความต้านทานการเหนี่ยวนำ (reactance) มาประกอบรวมในการพิจารณาเลือกใช้งานอุปกรณ์แต่อย่างใด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.1.2 ตัวเก็บประจุ

- ตัวเก็บประจุขนาด 0.47 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีเอสเตอร์ฟิล์ม ผลการทดสอบเป็น

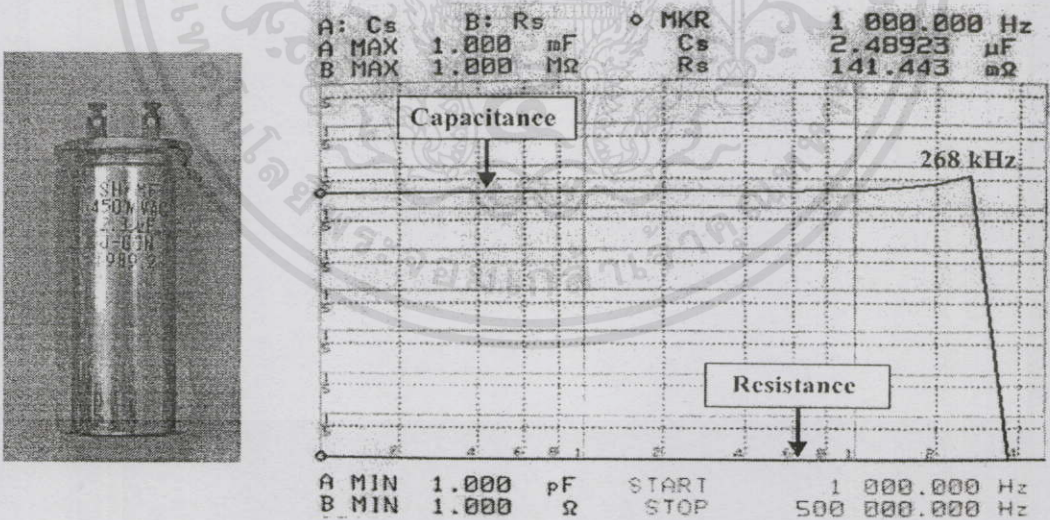
ดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 ค่า SRF ของตัวเก็บประจุขนาด 0.47 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีเอสเตอร์ฟิล์ม

- ตัวเก็บประจุขนาด 2.3 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม ผลการทดสอบเป็น

ดังรูปที่ 5.10

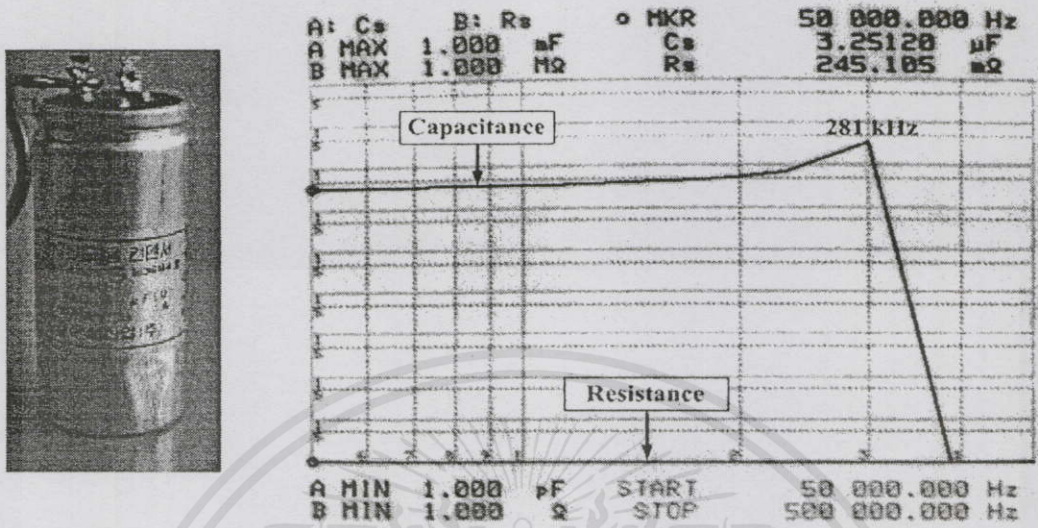


รูปที่ 5.10 ค่า SRF ของตัวเก็บประจุขนาด 2.3 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ตัวเก็บประจุขนาด 3 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม ผลการทดสอบเป็นดัง

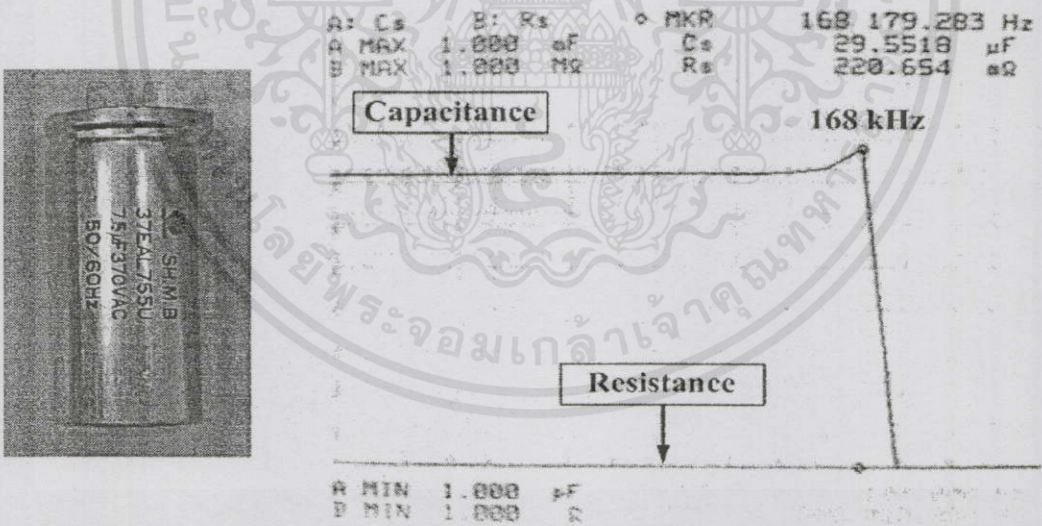
รูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 ค่า SRF ของตัวเก็บประจุขนาด 3 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม

- ตัวเก็บประจุขนาด 7.5 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม ผลการทดสอบเป็น

ดังรูปที่ 5.12

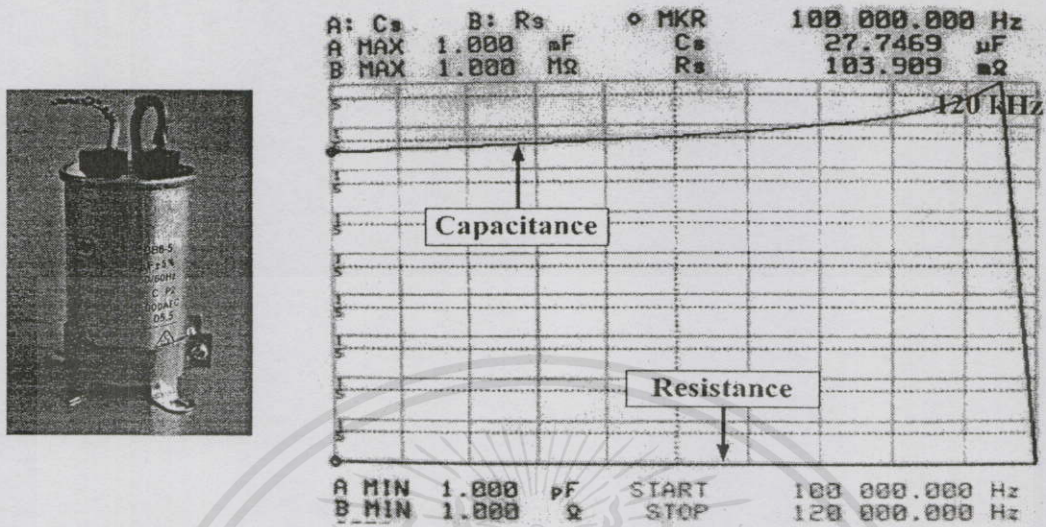


รูปที่ 5.12 ค่า SRF ของตัวเก็บประจุขนาด 7.5 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ตัวเก็บประจุขนาด 8 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม ผลการทดสอบเป็นดัง

รูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 ค่า SRF ของตัวเก็บประจุขนาด 8 μF ชนิดเมทัลไลซ์โพลีโพรพิลีนฟิล์ม

จากตารางที่ 5.1 จะพบว่า มีเพียงตัวต้านทาน 5 Ω เท่านั้นที่เป็นชนิดไว้วางใจ เพราะจากวงจรรูปที่ 5.1 – 5.4 พบว่าตัวต้านทานดังกล่าวต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ที่สุดในวงจร ดังนั้นจึงต้องมีพิกัดสูงเพื่อทนต่อกระแสคายประจุได้ ซึ่งในทางทฤษฎีแล้วควรใช้ตัวต้านทานชนิด Power film resistor ดังรายละเอียดในบทที่ 3 เพราะมีคุณสมบัติในการทนพิกัดกำลังได้สูง รวมถึงการตอบสนองต่อความถี่ที่ดี แต่ในทางปฏิบัติตัวต้านทานชนิดนี้จัดหาได้ยาก ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ประยุกต์ใช้ตัวต้านทานชนิดไว้วางใจดังกล่าว โดยพิจารณาจากผลการตอบสนองทางความถี่ของตัวต้านทานประกอบและควรทำการเลือกให้เหมาะสม

เช่นเดียวกับกับตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ ตามมาตรฐาน CISPR 16-1 ได้แนะนำค่าไว้ 8 μF และ 4 μF ซึ่งในการออกแบบ LISN Model-1 สามารถหาซื้อตัวเก็บประจุที่มีค่า 3 μF และ 8 μF ได้ แต่ภายหลังในการออกแบบ LISN Model-2 และ LISN Proposed-model นั้นสามารถหาซื้อได้เพียง 2.3 μF และ 7.5 μF เท่านั้น จากผลการทดสอบความแตกต่างของค่าตัวเก็บประจุดังกล่าวไม่ส่งผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN ในเชิงลบ

5.2.2 องค์ประกอบที่ทำการออกแบบ

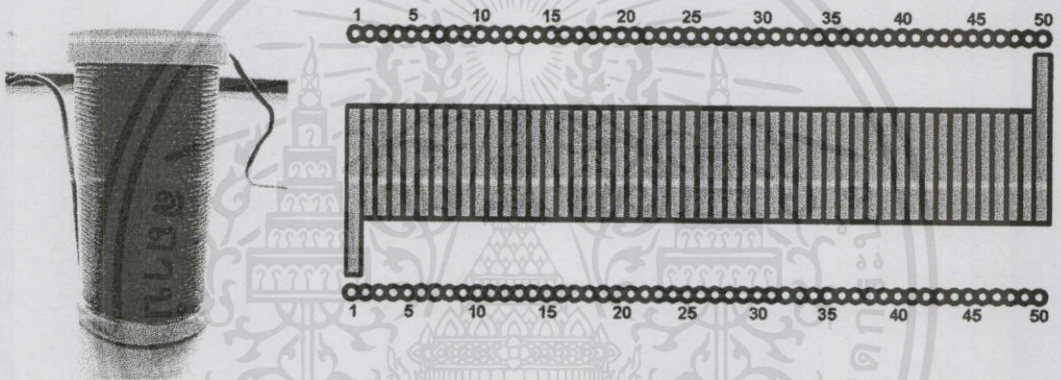
องค์ประกอบที่ทำการออกแบบใน LISN คือ ตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ แบ่งเป็นการออกแบบชั้นเดียว (single layer) และแบบหลายชั้น (multi layer) ดังหลักการคำนวณในบทที่ 3 โดยการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศเพื่อใช้เป็นองค์ประกอบใน LISN Model-1 นั้นเริ่มต้นจากการใช้เทคนิคการออกแบบทั่วไป ต่อมาภายหลังได้ประยุกต์เทคนิคการเพิ่มช่องว่างอากาศเพื่อเพิ่ม

ประสิทธิภาพในการตอบสนองทางความถี่ทำให้ค่า SRF เพิ่มสูงขึ้นและนำเทคนิคดังกล่าวไปใช้ในการออกแบบ LISN Model-2 และ LISN Proposed-model ด้วยผลการทดสอบดังต่อไปนี้

5.2.2.1 ตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศพันแบบทั่วไป มีข้อมูลของตัวเหนี่ยวนำดังนี้

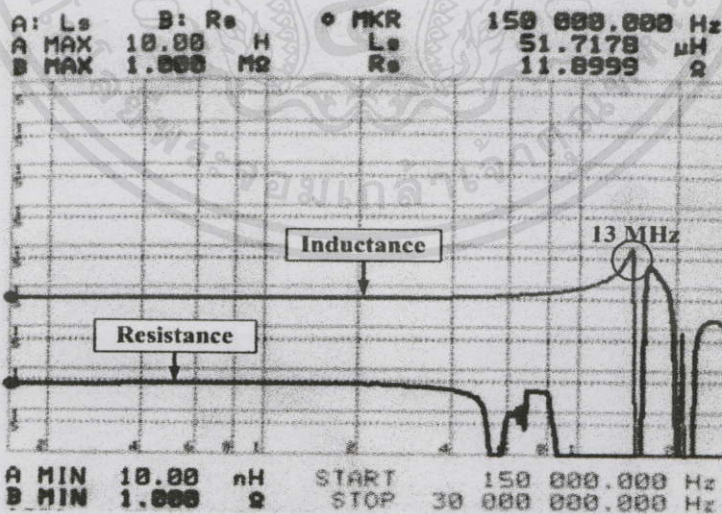
- จำนวนรอบสำหรับการพันแบบชั้นเดียวเท่ากับ 50 รอบ
- จำนวนรอบสำหรับการพันแบบหลายชั้นแบ่งเป็น 3 ชั้น, ชั้นละ 32 รอบ
- ขนาดท่อ PVC เบอร์ 40 (1/2), สูง 10.5 cm, ยาว 10 cm, เส้นผ่านศูนย์กลาง 48 ± 0.15 mm, หนา 1.5 ± 0.15 mm
- ขดลวดทองแดงเบอร์ AWG 13

- ตัวเหนี่ยวนำ 50 μ H พันแบบชั้นเดียว ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.14



(ก) ตัวเหนี่ยวนำ

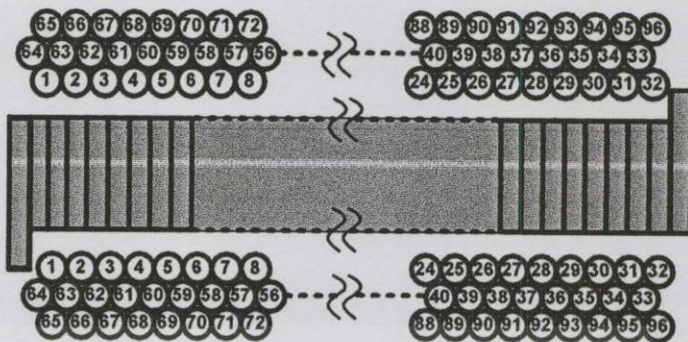
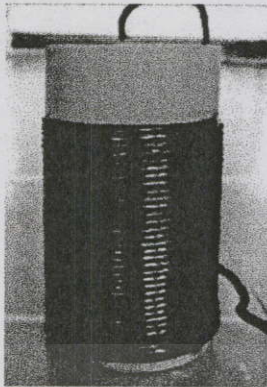
(ข) ลักษณะการพันขดลวด



(ค) ผลการทดสอบค่า SRF

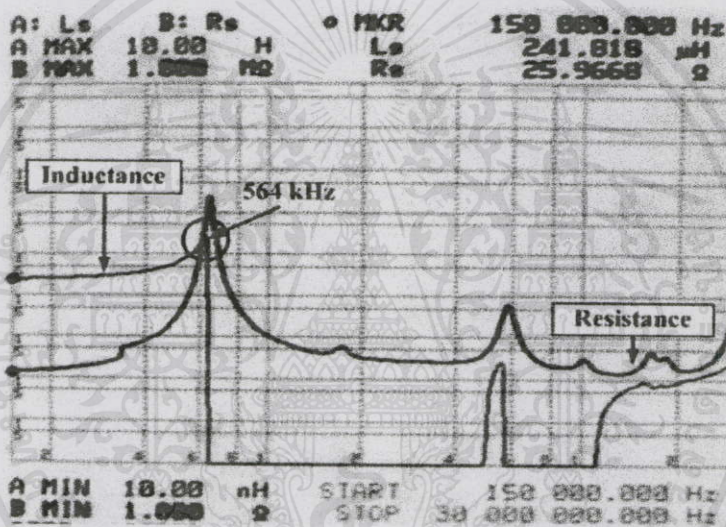
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.14 ค่า SRF ของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขนาด 50 μ H พันแบบชั้นเดียว

- ตัวเหนี่ยวนำ 250 μH พันแบบหลายชั้น ผลการทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.15



(ก) รูปตัวเหนี่ยวนำ

(ข) ลักษณะการพันขดลวด



(ค) ผลการทดสอบค่า SRF

รูปที่ 5.15 ค่า SRF ของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขนาด 250 μH พันแบบชั้นเดียว

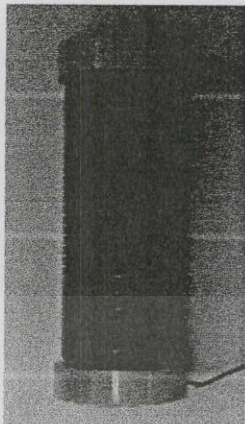
5.2.2.2 ตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศพันแบบเพิ่มช่องว่างอากาศ มีข้อมูลของตัวเหนี่ยวนำดังนี้

- จำนวนรอบสำหรับการพันแบบชั้นเดียวเท่ากับ 52 รอบ
- จำนวนรอบสำหรับการพันแบบหลายชั้นแบ่งเป็น 3 ชั้น, ชั้นละ 39 รอบ
- ขนาดท่อ PVC เบอร์ 40 (1/1/2), สูง 10.5 cm, ยาว 13 cm, เส้นผ่านศูนย์กลาง 48 ± 0.15 mm, หนา 1.5 ± 0.15 mm
- ขดลวดทองแดงเบอร์ AWG 13

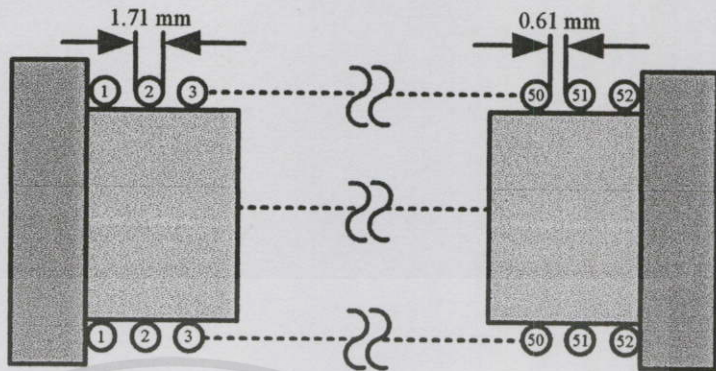
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวารุ้ชานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ตัวเหนี่ยวนำ 50 μH พื้นแบบชั้นเดียวและเพิ่มช่องว่างอากาศ ผลการทดสอบแสดง

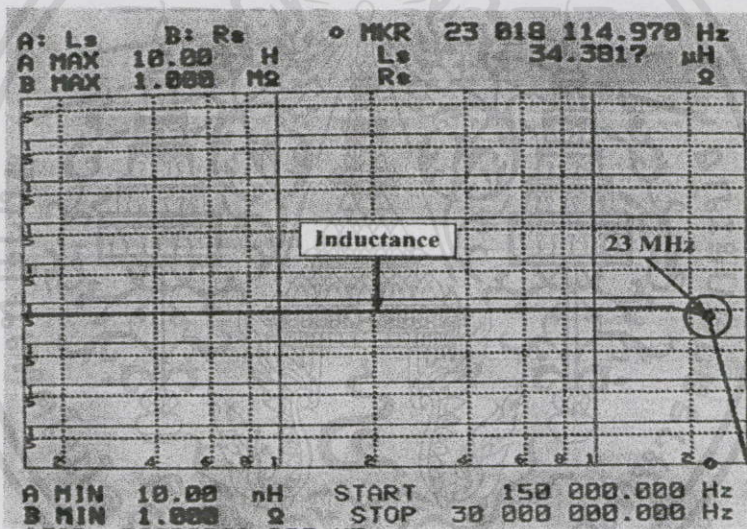
ดังรูปที่ 5.16



(ก) รูปตัวเหนี่ยวนำ



(ข) ลักษณะการพันขดลวด

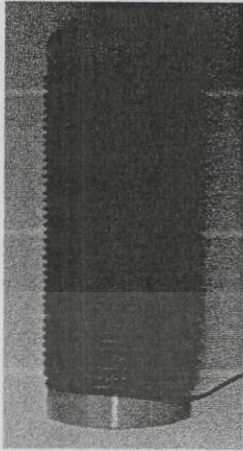


(ค) ผลการทดสอบค่า SRF

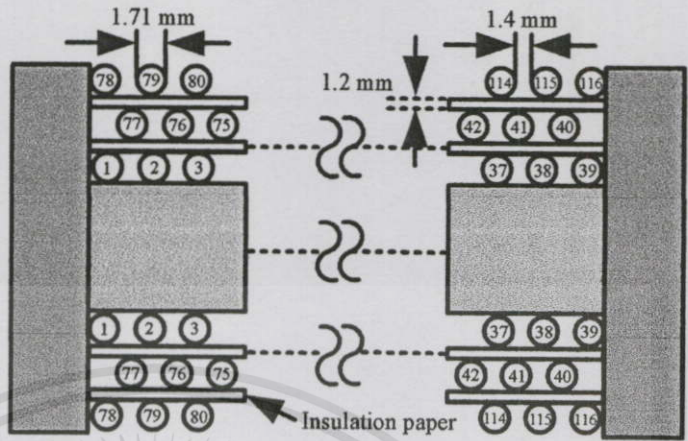
รูปที่ 5.16 ค่า SRF ของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขนาด 50 μH พื้นแบบชั้นเดียวและเพิ่มช่องว่างอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

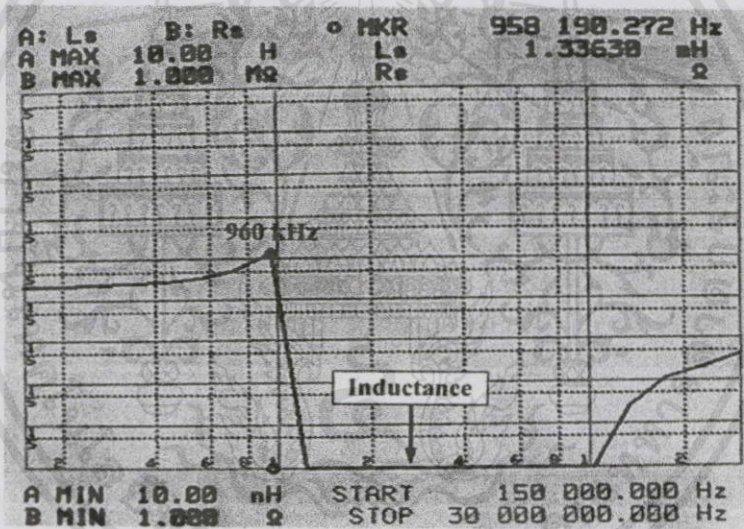
- ตัวเหนี่ยวนำ 250 μH พันแบบหลายชั้นและเพิ่มช่องว่างอากาศ ผลการทดสอบ แสดงดังรูปที่ 5.17



(ก) รูปตัวเหนี่ยวนำ



(ข) ลักษณะการพันขดลวด



(ค) ผลการทดสอบค่า SRF

รูปที่ 5.17 ค่า SRF ของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขนาด 250 μH พันแบบชั้นเดียวและเพิ่มช่องว่างอากาศ

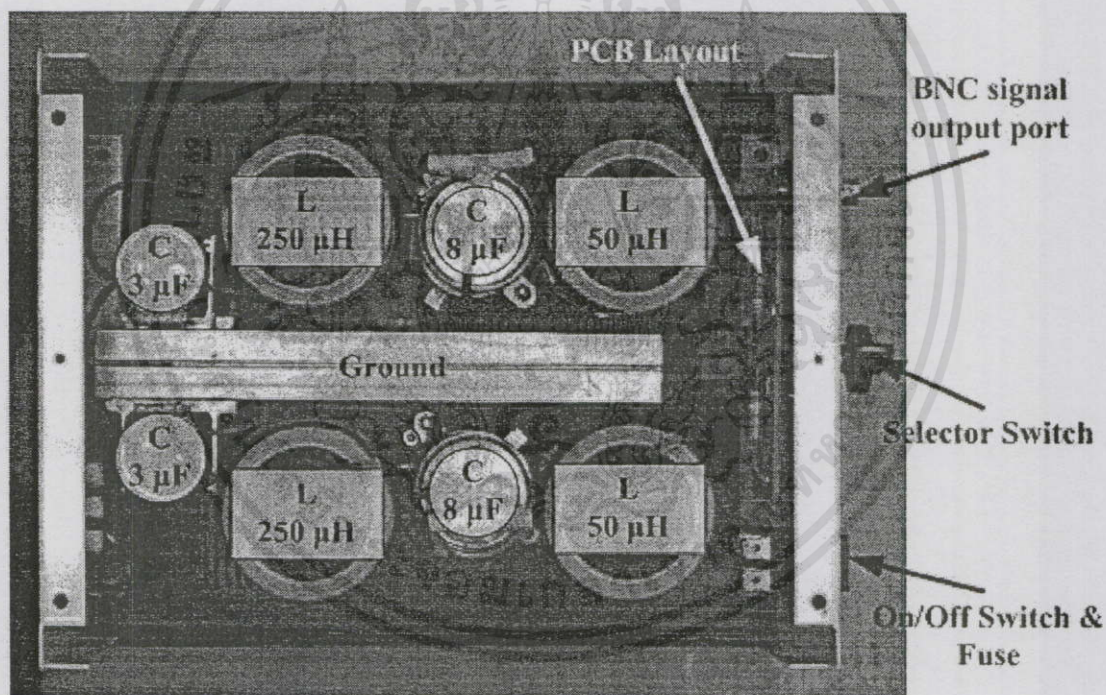
จากรูปที่ 5.14 – 5.17 ทำให้ทราบว่าเทคนิคในออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศแบบเพิ่มช่องว่างอากาศทำให้ค่า SRF เพิ่มขึ้น โดยตัวเหนี่ยวนำขนาด 50 μH มีค่า SRF เพิ่มขึ้นจาก 13 MHz เป็น 23 MHz และตัวเหนี่ยวนำขนาด 250 μH มีค่า SRF เพิ่มขึ้นจาก 564 kHz เป็น 960 kHz ซึ่งสาเหตุที่ต้องทำการออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้มีการตอบสนองต่อความถี่สูงเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำดังกล่าวเป็นส่วนประกอบในการกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านออกให้กับ LISN ทำให้มีค่าอิมพีแดนซ์ซึ่งที่ขั้วนำความถี่สูง หรือมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยดังผลการทดสอบในบทที่ 6

ในหัวข้อต่อไปจะอธิบายถึงลักษณะการจัดวางองค์ประกอบต่างๆของ LISN แต่ละแบบ ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกเบื้องต้นด้วยเครื่อง Impedance/Gain/Phase Analyzer รวมถึงข้อเสนอแนะในการปรับปรุง

5.3 การออกแบบและทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่หนึ่ง (LISN Model-1) ชนิด V – network แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$

5.3.1 การออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่หนึ่ง

LISN Model-1 เป็นแบบมีสวิตช์เลือกตำแหน่งที่ต้องการวัดออกเป็นสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์หรือนิวตรอล ออกแบบโดยอ้างอิงจากวงจรตามมาตรฐาน CISPR 16-1 ได้แนะนำไว้ มีลักษณะการจัดวางองค์ประกอบในโครงข่ายดังแสดงในรูปที่ 5.18

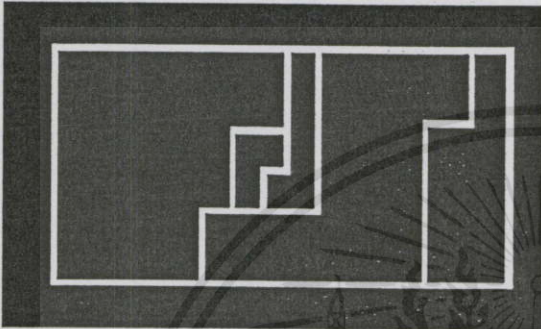


รูปที่ 5.18 ลักษณะการจัดวางองค์ประกอบภายใน LISN Model-1

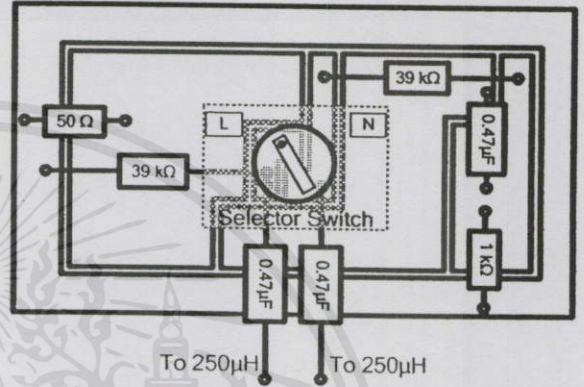
จากรูปที่ 5.18 องค์ประกอบต่างๆถูกจัดวางให้เรียงชิดใกล้กันมากเท่าที่จะเป็นไปได้ เพื่อลดความยาวของสายตัวนำในวงจรลงให้ได้มากเท่าที่จะเป็นไปได้ ในส่วนองค์ประกอบกราวด์เป็นตัวนำทางไฟฟ้าขนาดใหญ่เพื่อใช้เป็นกราวด์แบบ Hybrid Ground โดยมีรูปแบบเป็น Single-point ground ที่ความถี่ต่ำและเป็น Multi-point ground ที่ความถี่สูงดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ในส่วนของสวิตช์เลือก (selector switch) เลือกใช้สวิตช์ที่ตอบสนองการใช้งานความถี่สูงได้ที่เรียกว่า SPDT

(Switch Single Pole Double Throw) และสวิตช์เปิด/ปิดวงจรและพิวส์ถูกติดตั้งไว้เพื่อความปลอดภัยในการใช้งาน

ในส่วนของการวัดสัญญาณรบกวนรวมทางสายตัวนำจำเป็นต้องออกแบบแผ่นวงจรเพื่อจัดวางองค์ประกอบต่างๆในการวัดสัญญาณรบกวน โดยมีรูปแบบแผ่นวงจรและลักษณะการจัดวางอุปกรณ์ดังรูปที่ 5.19 (ก) – (ข) ซึ่งขนาดของแผ่นวงรดังรูปมีขนาดเท่ากับขนาดแผ่นวงจรที่ใช้งานจริง และเมื่อจัดวางองค์ประกอบต่างๆ จะได้ LISN Model-1 ชุดสำเร็จดังแสดงในรูปที่ 5.20

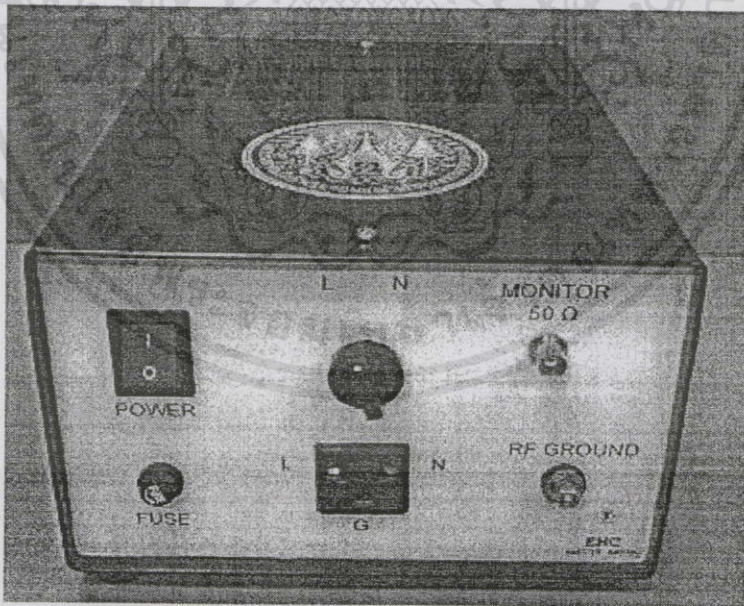


(ก) ลักษณะลายวงจร



(ข) การจัดวางองค์ประกอบในแผ่นวงจร

รูปที่ 5.19 แผ่นวงจรชุดตรวจวัดสัญญาณรบกวนของ LISN Model-1

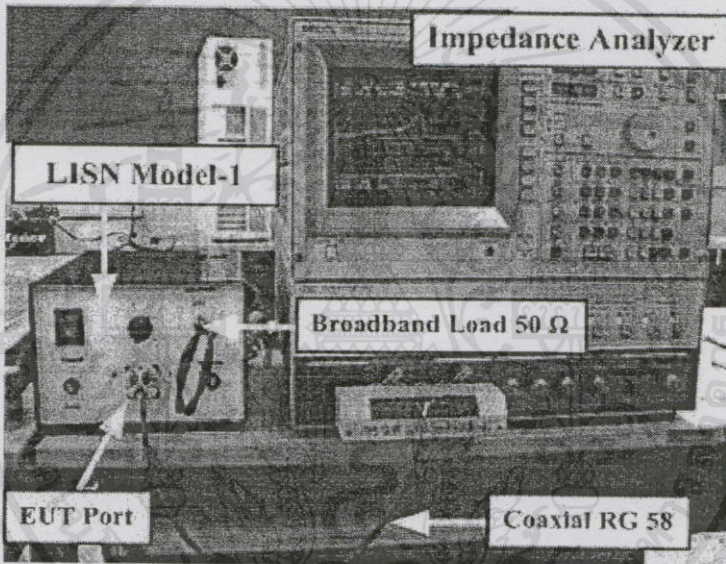


รูปที่ 5.20 LISN Model-1 ชุดสำเร็จ

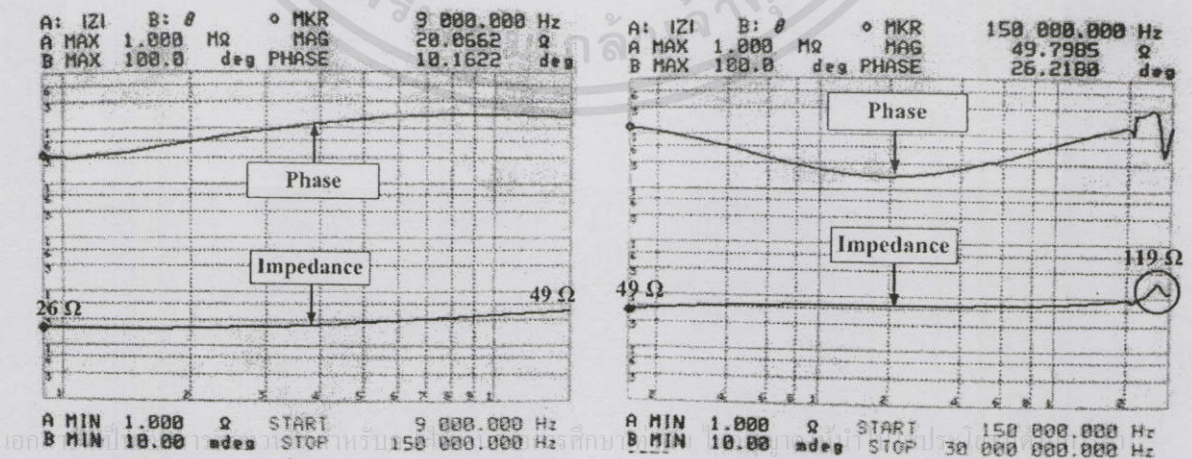
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกร ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เมื่อได้โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่หนึ่ง (LISN Model-1) ชุดสำเร็จ ไม่ว่าจะมิได้ทางสน ออกทงห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงชื่อเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำมาใช้ จึงนำไปทำการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกตามข้อกำหนดทางมาตรฐานด้วยเครื่อง Impedance/Gain/Phase Analyzer

5.3.2 การทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่หนึ่ง

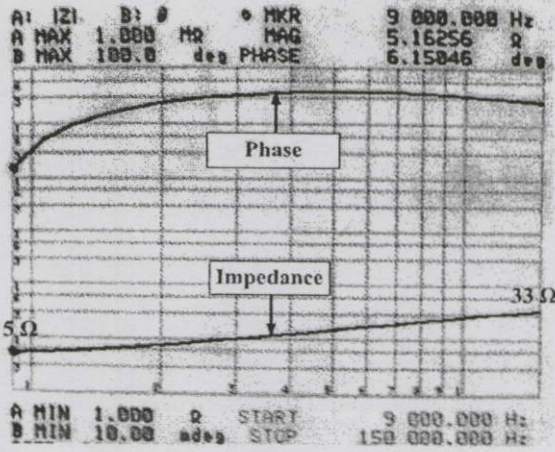
ในการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN Model-1 มีลักษณะการจัดวางผังรูปที่ 5.21 โดยทำการต่อสายโคแอกเซียล (Coaxial RG 58) ซึ่งเป็นสายนำสัญญาณที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50 Ω เข้ากับพอร์ตจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบ (EUT port) จากนั้นทำการต่อตัวเชื่อมต่อ 50 Ω (broadband load 50 Ω) เข้ากับขั้วต่อสัญญาณด้านออก (signal port) ขณะทำการวัดต้องปิดสวิทช์เลือกตามตำแหน่งที่ต้องการวัดพร้อมกับสลับขั้วของสายโคแอกเซียลให้ตรงกับตำแหน่งของสวิทช์ เช่น ต้องการวัดค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์ ต้องทำการปิดสวิทช์เลือกไปตำแหน่งไลน์ และสลับตำแหน่งของสายโคแอกเซียลไปยังขั้วไลน์ และกราวด์ เป็นต้น ซึ่งผลที่ได้จากการวัดทางด้านไลน์และนิวทรัลแบ่งออกเป็น 2 ช่วงความถี่ คือ ตั้งแต่ 9 kHz – 150 kHz และย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz ดังแสดงในรูปที่ 5.22 และ 5.23 ตามลำดับ



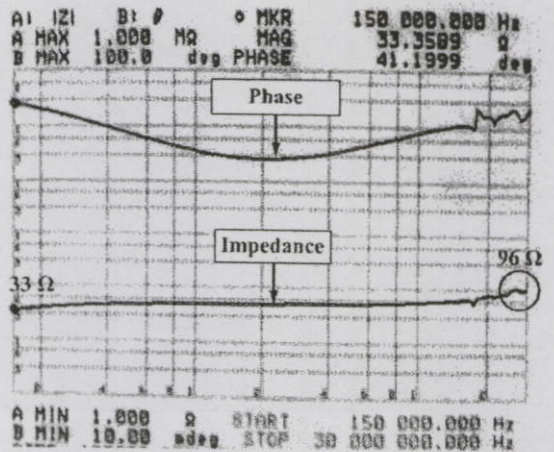
รูปที่ 5.21 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN Model-1



รูปที่ 5.22 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์เทียบกราวด์ในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Model-1



(ก) ย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz



(ข) ย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz

รูปที่ 5.23 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางค่านิวตรอลเทียบกราวด์ในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Model-1

สรุป จากผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN Model-1 พบว่าในช่วงความถี่ 9 kHz – 150 kHz นั้นมีค่าสอดคล้องตามที่มาตรฐานกำหนดทั้งทางด้านไลน์และนิวตรอล แต่ในช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz กลับมีค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกเกินกว่าที่มาตรฐานกำหนดไว้ตั้งแต่ช่วงความถี่ประมาณ 190 kHz สำหรับด้านไลน์เป็นต้นไป โดยทางด้านไลน์มีค่าอิมพีแดนซ์สูงถึง 119 Ω ที่ความถี่สุดท้าย และช่วงความถี่ประมาณ 13 MHz ทางด้านนิวตรอลเริ่มมีค่าอิมพีแดนซ์เกินกว่ามาตรฐานกำหนด โดยมีค่าที่ความถี่สุดท้ายเท่ากับ 96 Ω

หลังจากทำการลดขนาดของสายตัวนำภายในวงจรให้มีขนาดสั้นที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ผลยังคงเกินกว่าที่มาตรฐานกำหนดไว้ (40 Ω – 60 Ω) อยู่มาก เมื่อวิเคราะห์ถึงองค์ประกอบต่างๆภายในวงจรพบว่า มีเพียงตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศเท่านั้นที่ยังสามารถเพิ่มศักยภาพทางด้านความถี่ได้ ประกอบกับข้อมูลที่ได้จากศึกษาเพิ่มเติมทำให้ทราบว่าไม่ควรทำการทดสอบการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำด้วย LISN จำนวนสองตัวที่มีโครงสร้างแตกต่างกัน จึงเป็นที่มาในการออกแบบ LISN Model-2

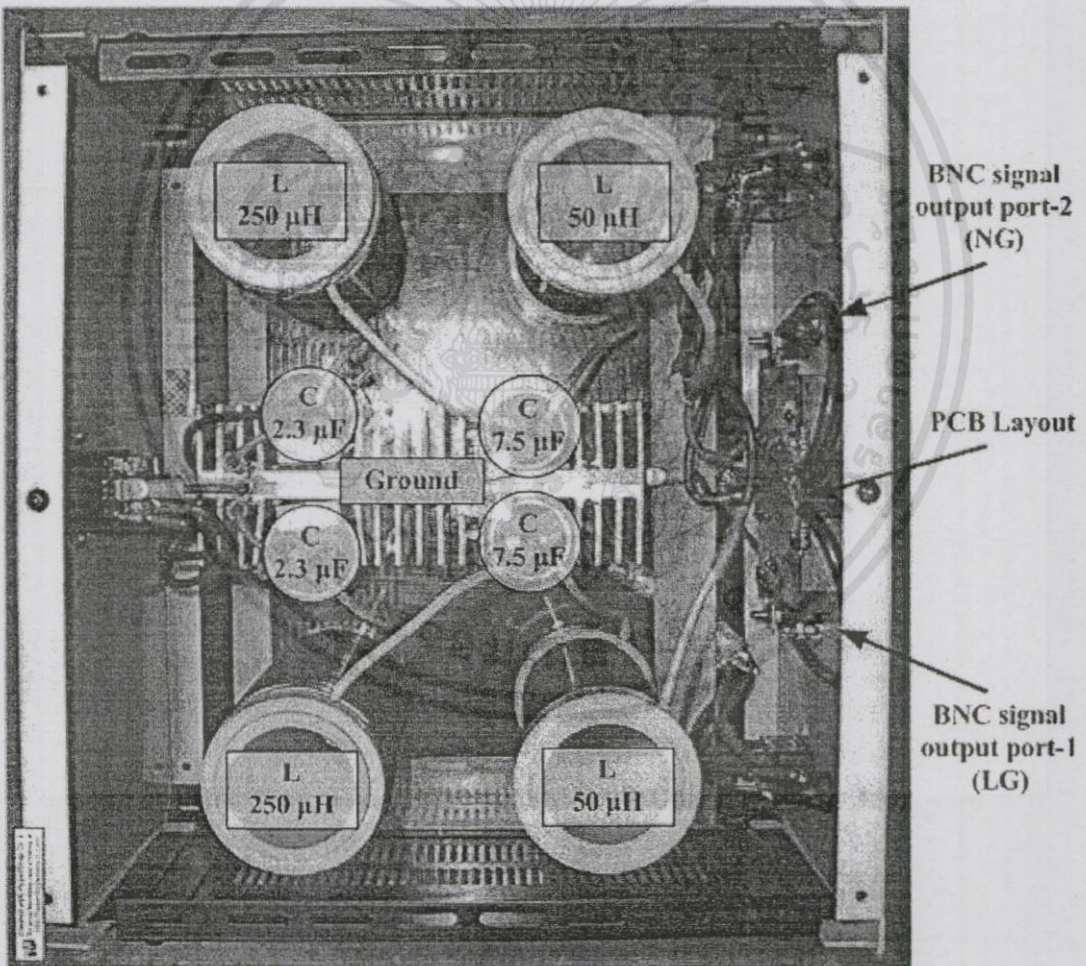
ข้อเสนอแนะ หากมีความประสงค์ในการออกแบบ LISN Model-1 เพื่อใช้งาน และต้องการให้ผ่านข้อกำหนดตามมาตรฐาน ควรทำการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศแบบเพิ่มช่องว่างอากาศแทนการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศแบบทั่วไป และควรตัดชุดสวิตช์ เปิด/ปิด วงจรและฟิวส์ออก หรือทำการย้ายชุดสวิตช์และฟิวส์ดังกล่าวไปไว้ทางด้านหลังแทน เนื่องจากหากวางไว้ด้านหน้าจะต้องมีการเดินสายตัวนำพาดผ่านทั้งวงจรจากด้านหลังไปด้านหน้าทำให้ส่งผลต่อค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านออกที่ย่านความถี่สูงๆ

หมายเหตุ ข้อเสนอแนะดังกล่าวได้ผ่านการพิสูจน์แล้ว ว่าสามารถนำไปใช้ได้จริง

5.4 การออกแบบและทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่สอง (LISN Model-2) ชนิด V – network แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$

5.4.1 การออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่สอง

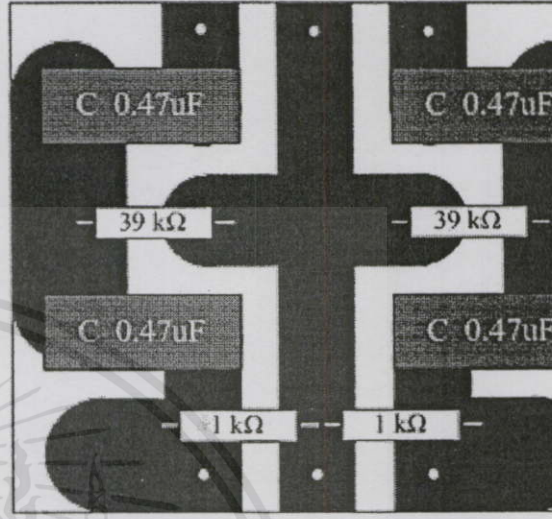
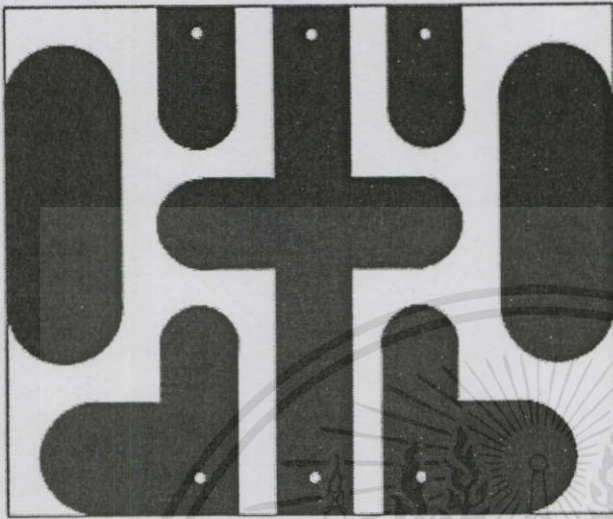
LISN Model-2 เป็นการพัฒนาค่อยๆออกจากแบบที่หนึ่งเพื่อเตรียมความพร้อมในการทดสอบการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยทำการตัดชุดสวิตช์เลือกวัดสัญญาณออก และเพิ่มช่องวัดสัญญาณ (BNC port) เป็นสองช่องแยกกันระหว่างไลน์และนิวทรัล ทำให้ LISN Model-2 มีความสามารถเพิ่มเติมในการวัดสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์และนิวทรัลได้พร้อมกัน ณ เวลาเดียวกัน ดังลักษณะวงจรในรูปที่ 5.3 เมื่อนำมาประกอบเป็นวงจรสำเร็จจะได้ดังรูปที่ 5.24



รูปที่ 5.24 ลักษณะการจัดวางองค์ประกอบภายใน LISN Model-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลระบบใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

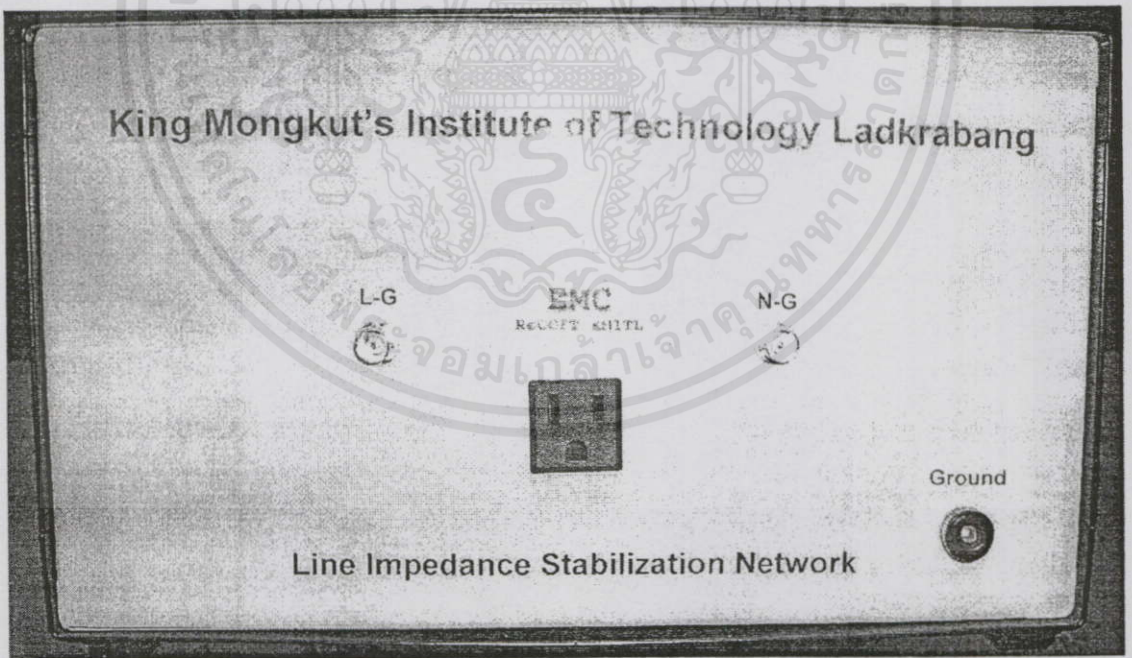
แผ่นวงจรและการจัดวางองค์ประกอบต่างๆในการวัดสัญญาณรบกวน แสดงดังรูปที่ 5.25 (ก) - (ข) ซึ่งขนาดของแผ่นวงจรดังรูปมีขนาดเท่าแผ่นวงจรที่ใช้งานจริง และเมื่อจัดวางองค์ประกอบต่างๆ จะได้ LISN Model-2 ชุดสำเร็จดังแสดงในรูปที่ 5.26



(ก) ลักษณะลายวงจร

(ข) การจัดวางองค์ประกอบภายในแผ่นวงจร

รูปที่ 5.25 แผ่นวงจรชุดตรวจวัดสัญญาณรบกวนของ LISN Model-2

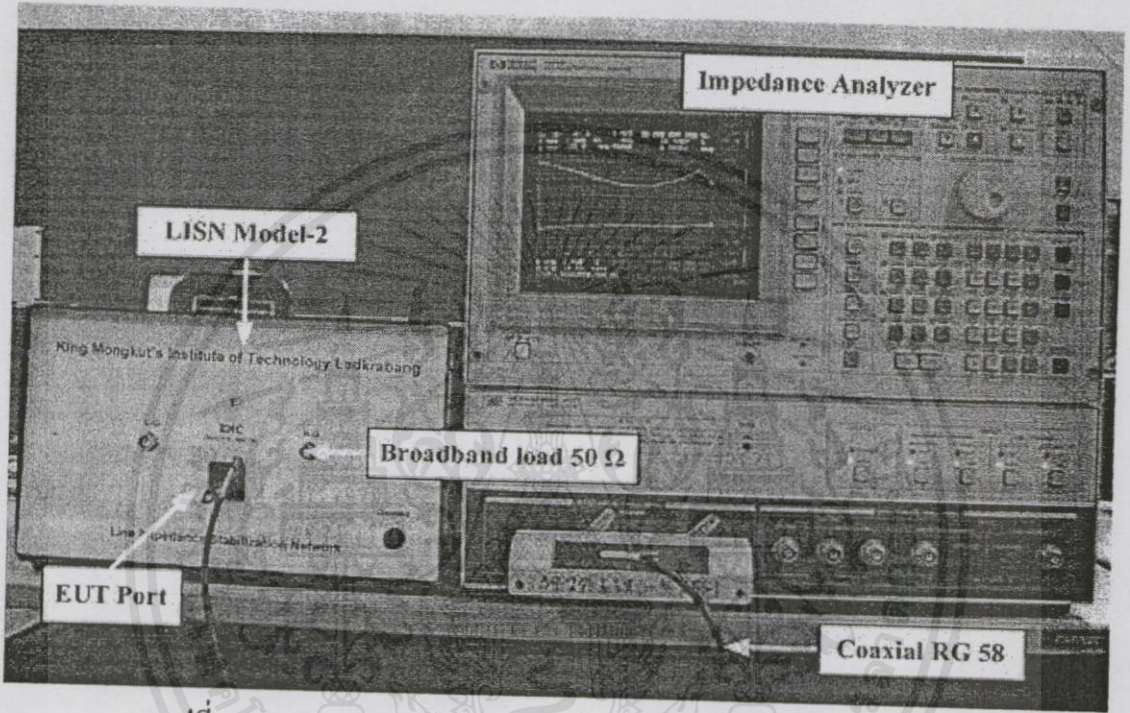


รูปที่ 5.26 LISN Model-2 ชุดสำเร็จ

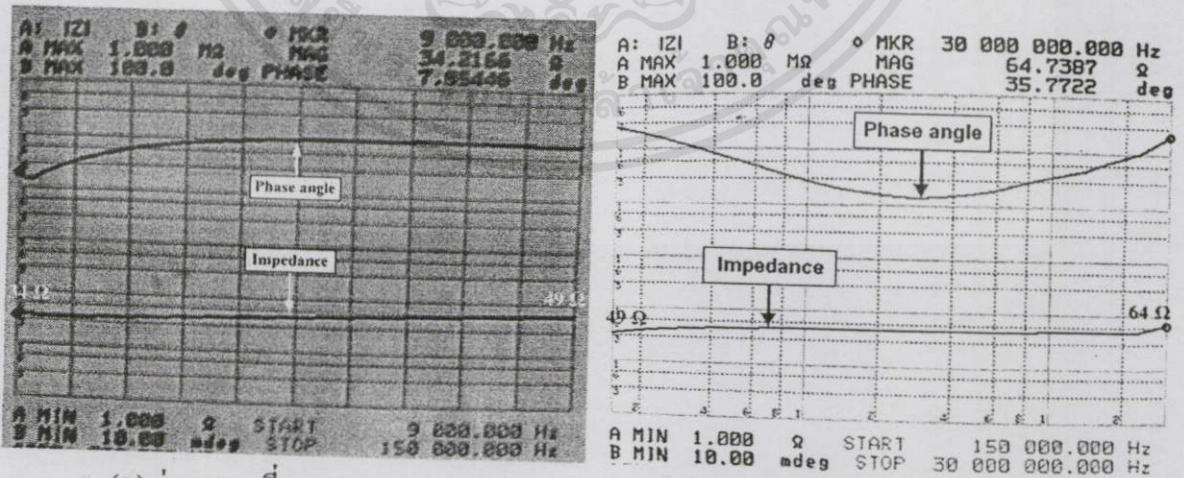
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดต่อไปจะนำโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่สอง (LISN Model-2) ไปทำการ
ทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกด้วยเครื่อง Impedance/Gain/Phase Analyzer

5.4.2 การทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่สอง

การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านนอกของ LISN Model-2 มีลักษณะการจัดวางดังรูปที่ 5.27 ซึ่งแบบนี้จะไม่มีสวิตช์เลือกดังนั้นจึงทำการต่อตัวเชื่อมต่อ 50 Ω (broadband load 50 Ω) เข้ากับขั้วต่อสัญญาณด้านออก (signal port) ที่ต้องการวัด และต่อสายโคแอกเซียล (Coaxial RG 58) เข้ากับ EUT port ผลที่ได้จากการวัดทางด้านไลน์และนิวตรอลแบ่งออกเป็น 2 ช่วงความถี่ คือ ตั้งแต่ 9 kHz – 150 kHz และ ย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz ดังแสดงในรูปที่ 5.28 และ 5.29 ตามลำดับ

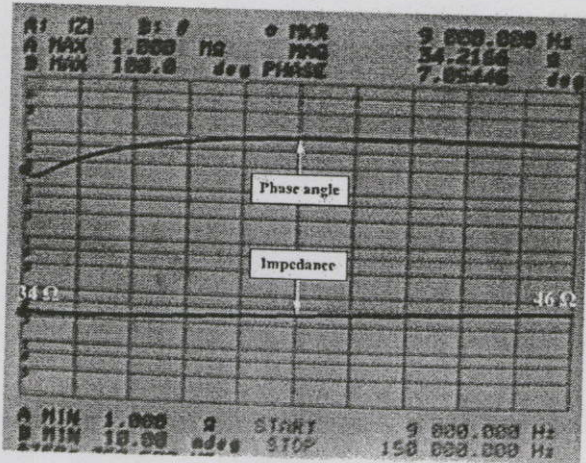


รูปที่ 5.27 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN Model-2

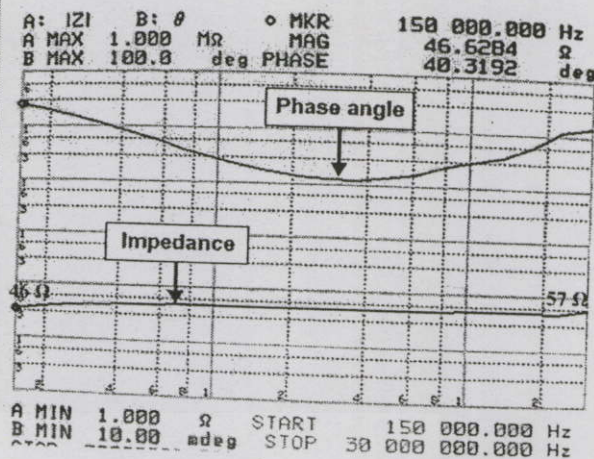


(ก) ย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz เพื่อการศึกษาเท่านั้น (ข) ย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz

รูปที่ 5.28 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์เทียบกราวด์ในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Model-2



(ก) ย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz



(ข) ย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz

รูปที่ 5.29 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางค่านิวטרอลเทียบกราวด์ในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Model-2

สรุป ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN Model-2 จะดีกว่า LISN Model-1 เป็นผลมาจากการประยุกต์ใช้เทคนิคในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศแบบเพิ่มช่องว่างอากาศระหว่างรอบทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ดีขึ้นตลอดย่านความถี่ที่ทดสอบ และในช่วงความถี่ 9 kHz – 150 kHz มีค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกประมาณ 34 Ω – 46 Ω โดยประมาณ ซึ่งถือได้ว่าเป็นค่าที่ดีกว่าข้อกำหนดตามมาตรฐานมาก ส่วนที่ความถี่ปลาย (ประมาณ 30 MHz) พบว่ามีค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางค่านิวทรอลสูงกว่าที่มาตรฐานกำหนดไว้โดยมีค่าเท่ากับ 64 Ω สาเหตุมาจากการเดินสายตัวนำภายในโครงข่ายยังมีความยาวของสายอยู่มาก เพื่อความสะดวกในการต่อวงจร

ข้อเสนอแนะ ดังนั้นหากต้องการออกแบบ LISN Model-2 ไว้ใช้งาน เพียงลดขนาดของสายตัวนำลงโดยเฉพาะอย่างยิ่งคือสายตัวนำไลน์ เพราะผลการทดลองทำให้ทราบว่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางค่านิวทรอลมีค่าเกินกว่ามาตรฐาน ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วสายตัวนำของไลน์และนิวทรอลควรมีขนาดเท่ากันเพื่อความสมมาตรของอิมพีแดนซ์ทั้งสองด้าน

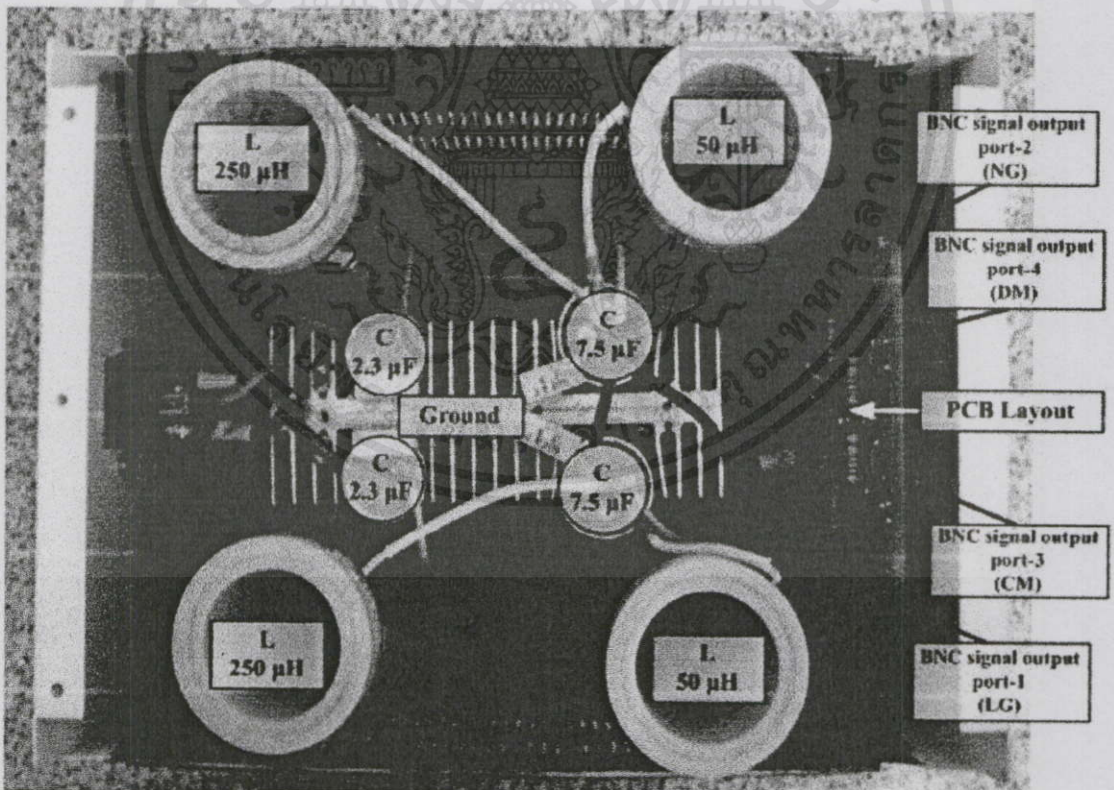
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5 การออกแบบและทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่นำเสนอ (LISN Proposed-model) ชนิด V – network แบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$

หลังจากที่ผลการทดสอบ LISN Model-2 เป็นไปตามสมมติฐาน คือ สามารถรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ได้ทั้งด้านไลน์และนิวตรอลโดยไม่ต้องใช้สวิตช์เลือก ทำให้สามารถวัดสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์และนิวตรอลได้พร้อมกัน ต่อมาเมื่อได้ศึกษาถึงวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำและพบวงจรที่มีประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวนจึงทำการประยุกต์นำมาออกแบบเป็น LISN Proposed-model ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

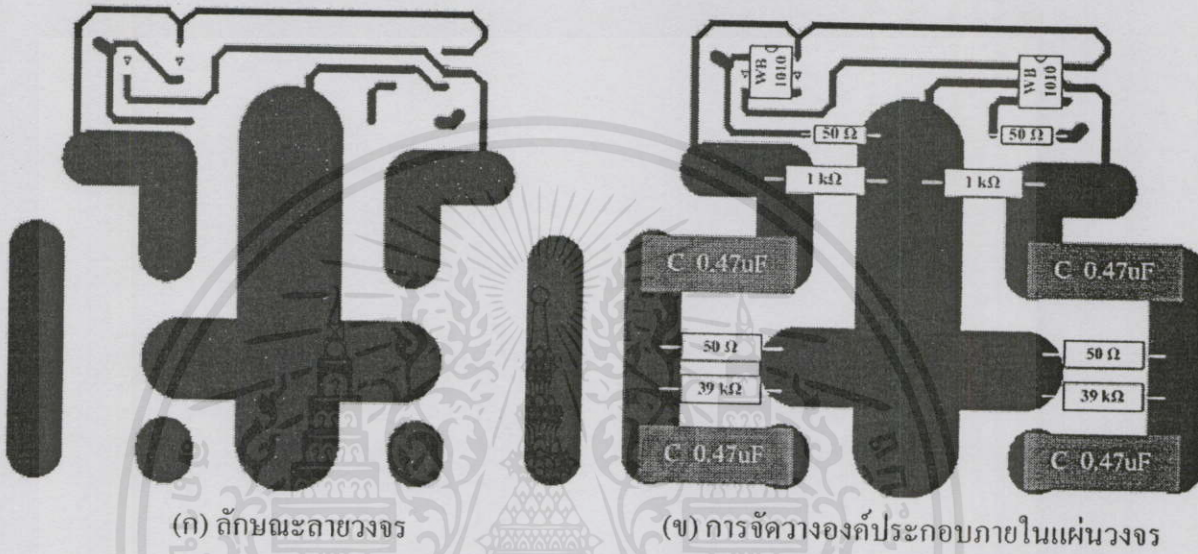
5.5.1 การออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่นำเสนอ

ลักษณะการจัดวางองค์ประกอบต่างๆ ภายใน LISN Proposed-model แสดงดังรูปที่ 5.30 ตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศที่ใช้เป็นแบบใช้เทคนิคเพิ่มช่องว่างอากาศระหว่างรอบทำให้ LISN Proposed-model นี้มีค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกที่มีประสิทธิภาพ อีกทั้งยังลดขนาดของสายตัวนำภายในวงจรให้สั้นลง

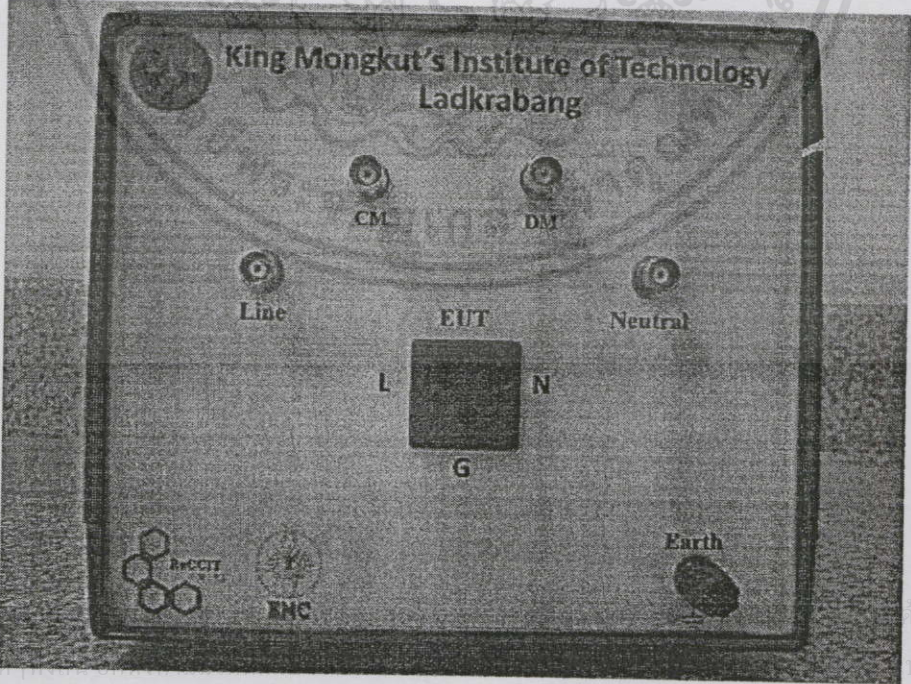


รูปที่ 5.30 ลักษณะการจัดวางองค์ประกอบภายใน LISN Proposed-model

LISN Proposed-model จะมีลักษณะการออกแบบสายวงจรคล้ายกับ LISN Model-2 หากแต่จะมีองค์ประกอบของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนเพิ่มเติมขึ้นมาดังแสดงในรูปที่ 5.31(ก) และ (ข) ตามลำดับ โดยในรูปที่ 5.31(ข) แสดงถึงลักษณะการจัดวางองค์ประกอบต่างๆ ในแผ่นวงจร ซึ่งจะเห็นว่ามีส่วนประกอบหม้อแปลงช่วงความถี่กว้าง และช่องต่อสัญญาณออกในส่วนของการวัดสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมและโหมดผลต่างอยู่ทางด้านบนของแผ่นวงจร และรูปภาพของ LISN Proposed-model ชุดสำเร็จแสดงดังรูปที่ 5.32



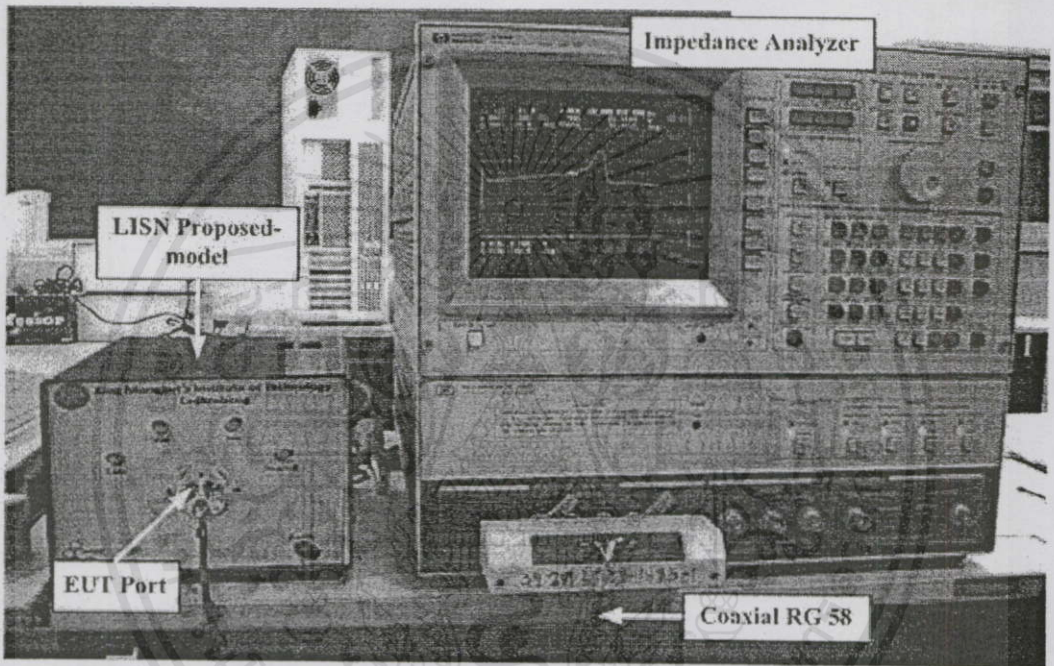
รูปที่ 5.31 แผ่นวงจรชุดตรวจวัดสัญญาณรบกวนของ LISN Proposed-model



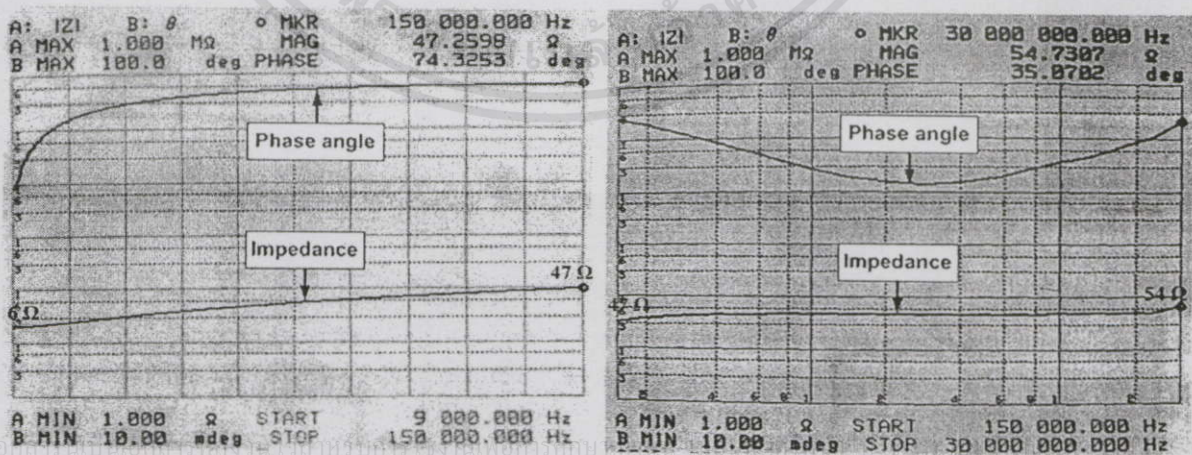
รูปที่ 5.32 LISN Proposed-model ชุดสำเร็จ

5.5.2 การทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบที่นำเสนอ

การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN Proposed-model จะเป็นการทดสอบเบื้องต้นด้วยเครื่อง Impedance Gain/Phase Analyzer ที่มีอยู่เพื่อให้เห็นถึงแนวโน้มและความเป็นไปได้ของ LISN ที่ทำการออกแบบ แต่ความเป็นจริงแล้วในการเพื่อยืนยันผลของ LISN ตามมาตรฐาน CISPR 16-1 นั้นต้องทำการทดสอบโดยหน่วยงานที่ได้รับการรับรอง เพื่อทำการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกและหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion Loss: IL) ดังจะแสดงให้เห็นในบทถัดไป ซึ่งลักษณะการทดสอบแสดงดังรูปที่ 5.33 ผลการทดสอบทั้งทางด้านไลน์และนิวตรอลเทียบกราวด์ที่ย่านความถี่ตั้งแต่ 9 kHz – 30 MHz แสดงดังรูปที่ 5.34 และ 5.35 ตามลำดับ



รูปที่ 5.33 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN Proposed-model

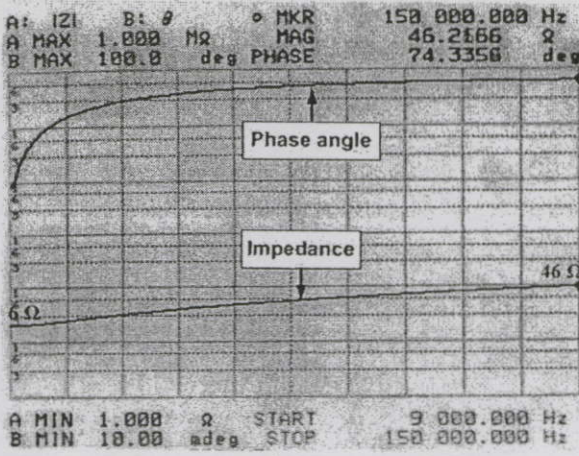


(ก) ย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz

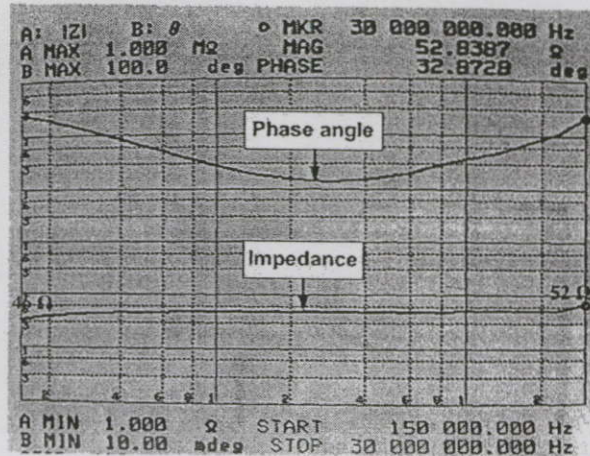
(ข) ย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz

รูปที่ 5.34 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์เทียบกราวด์ในย่านความถี่

9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Proposed-model



(ก) ย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz



(ข) ย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz

รูปที่ 5.35 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านนิวทรอลเทียบกับกราวด์ในย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz และ 150 kHz – 30 MHz ของ LISN Proposed-model

สรุป จากผลการทดสอบเบื้องต้นพบว่า LISN Proposed-model มีค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกที่สอดคล้องกับข้อกำหนดตามมาตรฐานตลอดย่านความถี่ตั้งแต่ 9 kHz – 30 MHz ทั้งทางด้านไลน์และนิวทรอล โดยทางด้านไลน์มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 6 Ω ที่ความถี่ 9 kHz และมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่งมีค่าเท่ากับ 47 Ω ที่ความถี่ 150 kHz จนกระทั่งที่ความถี่ 30 MHz มีค่าเท่ากับ 54 Ω ส่วนทางด้านไลน์มีความสอดคล้องและใกล้เคียงกับทางด้านไลน์กล่าวคือมีค่าอิมพีแดนซ์ไม่ต่ำกว่า 40 Ω และไม่สูงกว่า 60 Ω ที่ย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz

สรุป

ในบทที่ 5 ได้นำเสนอการออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบต่างๆ จำนวน 3 แบบที่ได้ทำการศึกษาวิจัย โดยเพื่อเติมข้อเสนอแนะสำหรับปรับปรุง LISN แบบที่ 1 และ 2 ในการเพิ่มศักยภาพของอิมพีแดนซ์ด้านออกในการตอบสนองต่อความถี่สูง เพื่อเป็นตัวอย่างสำหรับห้องปฏิบัติการวิจัยหรือหน่วยงานเอกชนที่มีความประสงค์ในการศึกษาและทดสอบผลการรบกวนจากสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่มาจากสายตัวนำ ซึ่งแท้จริงแล้วมาตรฐาน CISPR 16-1 ได้กำหนดขอบเขตของย่านความถี่การรบกวนทางสายตัวนำไว้เพียง 150 kHz – 30 MHz เท่านั้น แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เพิ่มเติมขอบเขตของ LISN ที่ทำการออกแบบให้สามารถตอบสนองต่อความต้องการของมาตรฐาน FCC ที่มีขอบเขตย่านความถี่ที่ 9 kHz – 30 MHz ได้ จึงทำให้ LISN ทั้ง 3 แบบที่นำเสนอนั้นสามารถครอบคลุมถึงการทดสอบอุปกรณ์ประเภทรีเลย์ส่งสว่าง จาก LISN ที่นำเสนองานทั้ง 3 แบบ แบบที่ 1 (LISN Model-1) มีความเหมาะสมสำหรับภาคเอกชนหรือหน่วยงานที่มีความต้องการเฉพาะการทดสอบสัญญาณรบกวนรวมทางสายตัวนำทางด้านไลน์และนิวทรอล

เท่านั้น เนื่องจากมีความสะดวกและเพียงเปลี่ยนตำแหน่งของสวิตช์เลือกก็สามารถวัดสัญญาณด้าน
 ออกสลับกันระหว่างไลน์และนิวทรัลได้ เมื่อนำ LISN Model-1 ดังกล่าวในการทดสอบเบื้องต้น
 (pre-test) จะช่วยลดค่าใช้จ่ายในการใช้บริการจากสถาบันให้การทดสอบตามมาตรฐานลงได้มาก
แบบที่ 2 (LISN Model-2) เหมาะสำหรับสถานให้บริการทดสอบตามมาตรฐาน เนื่องจากจำนวนครั้ง
 ในการทดสอบต่อวันมีปริมาณมากหากใช้ LISN Model-1 จะมีความเสื่อมสภาพเร็วของหน้าสัมผัส
 และอาจส่งผลกระทบต่อความถูกต้องของผลการวัดที่ได้ ดังนั้น LISN Model-2 จึงมีความเหมาะสม
 มากกว่าในด้านความทนทาน อีกทั้งหากต้องการออกแบบเพื่อเพิ่มพิสัยกระแสในการทดสอบนั้น
 สามารถทำได้สะดวกกว่า และมีผลกระทบต่อองค์ประกอบอื่นๆ ในวงจรน้อยกว่าแบบแรก และ
แบบที่ 3 (LISN Proposed-model) จะเหมาะสำหรับห้องปฏิบัติการวิจัยที่ใช้ในการทดสอบและ
 วิเคราะห์องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ เพื่อหาแนวทางการแก้ไข
 ปัญหามีประสิทธิภาพและเป็นการแก้ไขปัญหาโดยวิเคราะห์ถึงต้นตอของปัญหาโดยตรง ซึ่ง
 อาจสนับสนุนผลงานวิจัยใหม่ๆ ในการแก้ไขปัญหาจากการรบกวนของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสืบ
 ต่อไป

ในบทถัดไปจะนำเสนอการทดสอบ LISN Proposed-model อย่างละเอียดด้วยวิธีการจำลอง
 ระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อเปรียบเทียบกับ การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกจากการ
 ทดสอบจริง และการทดสอบหาค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกตามข้อกำหนดของมาตรฐาน
 CISPR และการทดสอบหาประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ โดยเปรียบเทียบกับ
 ทฤษฎีในบทที่ 4 ยิ่งไปกว่านั้นยังเพิ่มเติมการทดสอบวัดคุณทรมุมของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ
 ขณะจ่ายโหลดที่ 80% ของพิกัดต่อเนื่องเป็นเวลา 60 นาที เพื่อพิสูจน์ถึงประสิทธิภาพในการใช้วัสดุ
 PVC เป็นแกนของตัวเหนี่ยวนำ และการนำ LISN Proposed-model ไปใช้ในการทดสอบวัดสัญญาณ
 รบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในลักษณะการใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

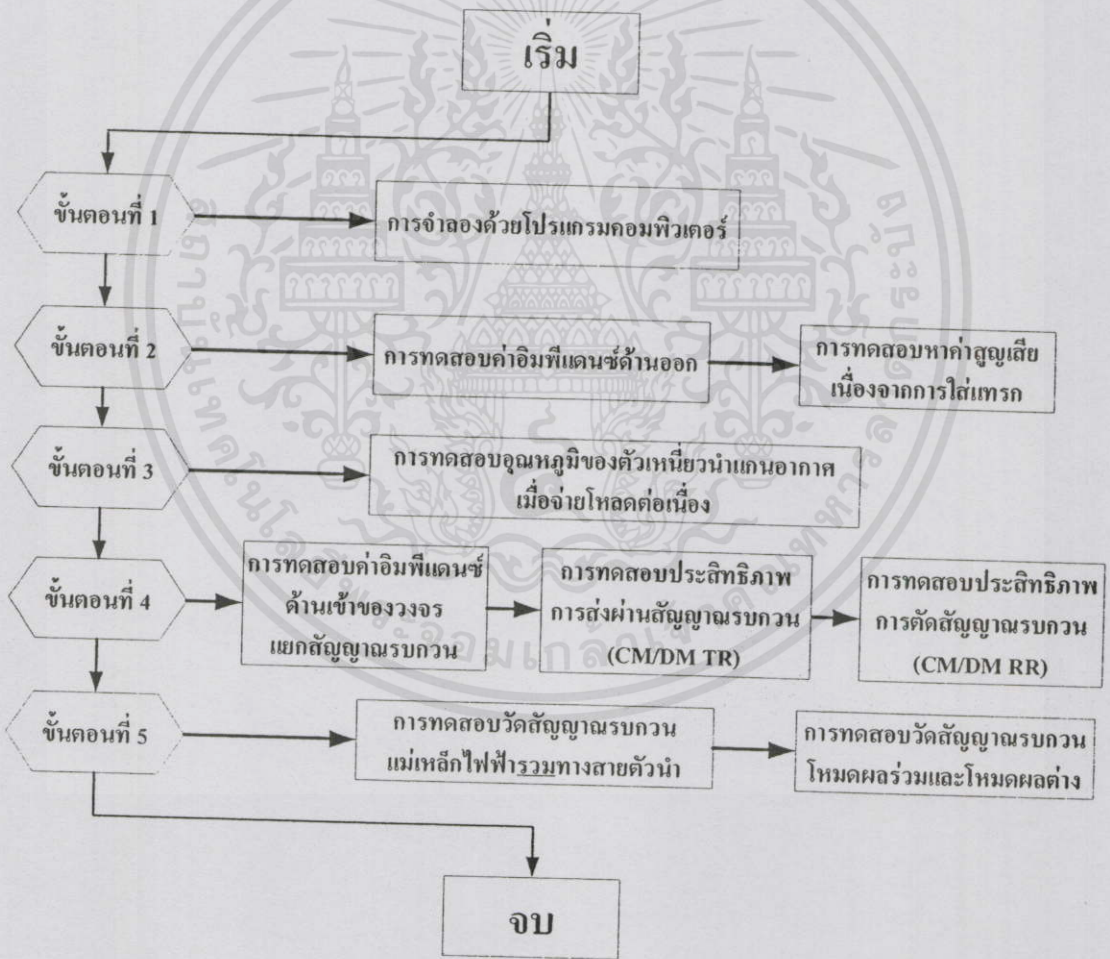
การทดลองและการวิเคราะห์ผลการทดลอง โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

บทนี้จะกล่าวถึงการทดสอบทั้งหมดของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ โดยแบ่งการทดสอบออกเป็นจำลองระบบ (Simulation) การทดสอบหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านออก และค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกตามข้อกำหนดของมาตรฐาน CISPR 16-1 รวมไปถึงการทดสอบเพื่อหาประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ เมื่อทำการพิสูจน์คุณสมบัติของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอแล้วจึงนำไปใช้ทดสอบวัดผลของสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบ เพื่อแสดงให้เห็นถึงลักษณะการใช้งานจริง

6.1 บทนำ

ในการทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (LISN) ตามข้อกำหนดในมาตรฐาน CISPR 16-1 เพียงการทดสอบเบื้องต้นดังแสดงในบทที่ 5 นั้นยังไม่เพียงพอต่อการพิสูจน์ LISN ที่ออกแบบว่าสามารถนำไปใช้ในการทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำได้ ดังนั้นในบทนี้จึงนำเสนอถึงขั้นตอนการทดสอบอย่างละเอียดดังแสดงแผนผังการทดสอบดังรูปที่ 6.1 ซึ่งเริ่มต้นด้วยการจำลองการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกด้วย โปรแกรม PSpice (Student version) ดังแสดงรายละเอียดในหัวข้อที่ 6.2 ผลที่ได้จากการจำลองทำให้ทราบแนวโน้มที่ได้จากองค์ประกอบต่างๆ ในวงจร ต่อมาจึงทำการทดสอบตามขั้นตอนตามมาตรฐานด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ซึ่งได้รับความอนุเคราะห์เครื่องมือจากศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (PTEC) และสถาบันไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (EEI) เพื่อนำมาใช้ทดสอบหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านออก และค่าการสูญเสียเนื่องการใส่แทรก (Insertion Loss: IL) ผลจากการทดสอบทำให้ทราบถึงประสิทธิภาพในการรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ของโครงข่ายที่นำเสนอ (LISN Proposed-model) และค่าการสูญเสีย (loss) ที่เกิดขึ้นจากโครงข่ายเอง ต่อมาเป็นการทดสอบประสิทธิภาพของปลอก (coil former) ที่นำเสนอในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ โดยการทดสอบจะกำหนดให้จ่ายโหลดที่ 80 เฮอร์เซ็นต์ของพิกัด ต่อเนื่องเป็นระยะเวลา 60 นาที ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วแม้แต่ภายในห้องทดสอบทางมาตรฐานก็ไม่มีคำแนะนำในการทดสอบยาวนานเช่นนี้ ดังนั้นผลที่ได้จะสามารถยืนยันถึงประสิทธิภาพของวัสดุที่นำเสนอ ต่อมาเป็นการทดสอบหาประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำด้วยการทดสอบค่า

ประสิทธิภาพการตัดสัญญาณรบกวน (CM/DM Rejection Ratio: CM/DM RR) และค่าประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณรบกวน (CM/DM Transmission Ratio: CM/DM TR) หลังจากเสร็จสิ้นกระบวนการทดสอบตัวของโครงข่ายเอง ต่อมาเป็นการนำโครงข่ายที่นำเสนอดังกล่าวไปใช้ในการทดสอบหาผลการรบกวนที่เกิดขึ้นจริงทางสายตัวนำจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ตัวอย่าง ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้ “ชุดศึกษาผลการแผ่สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ (EMI Toolkit)” โดยเลือกฟังก์ชันการทำงานของวงจรที่ระดับแรงดัน (Boost converter) เพื่อใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ในการทดสอบวัดผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำแบ่งออกตามฟังก์ชันการทำงานของโครงข่ายที่นำเสนอ คือ การวัดสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์และนิวตรอล และการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลรวม และโหมคผลต่าง ขั้นตอนการทดสอบทั้งหมดแสดงดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 แผนผังการทดสอบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่เอกสารที่เผยแพร่ในเชิงพาณิชย์ การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

6.2 การจำลองระบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ชนิด V-network แบบ 50 Ω/50 μH + 5 Ω ด้วยโปรแกรม PSpice

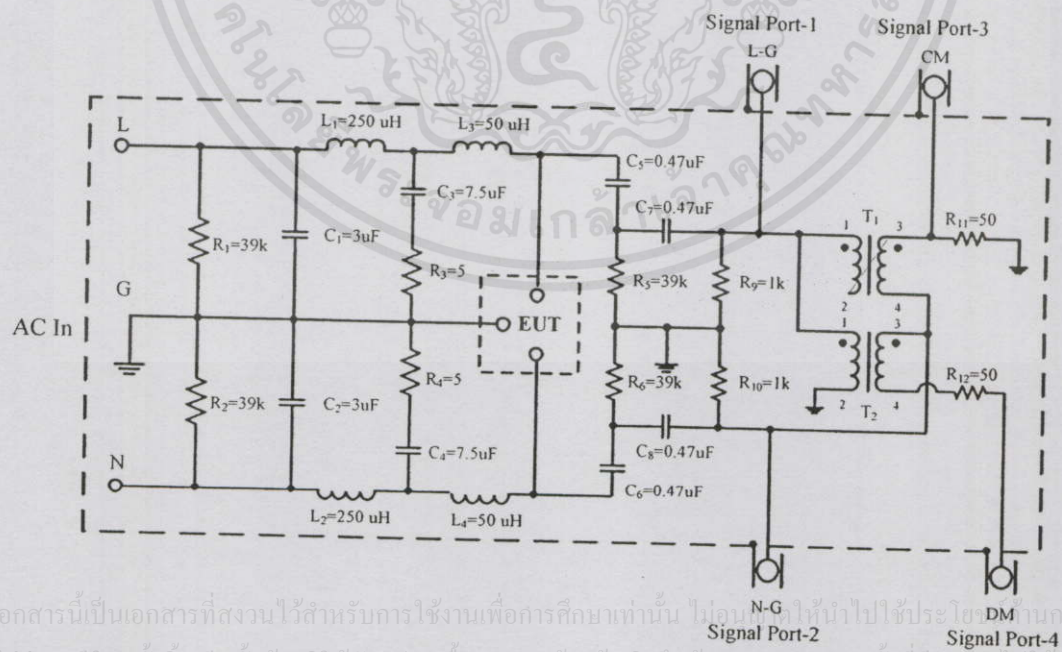
การจำลองวงจรการทำงานของ LISN ด้วยโปรแกรม PSpice student version 9.1 เป็นการทดสอบในขั้นตอนที่ 1 ซึ่งอนุญาตให้ใช้และสามารถดาวน์โหลดฟรีได้ที่ [39] การจำลองระบบถือเป็นการทดสอบค่าของอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN ก่อนจะทำการทดสอบจริง โดยนำค่าขององค์ประกอบจริงใน LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model) ป้อนลงในโปรแกรม และให้โปรแกรมจำลองลักษณะการทำงาน

- วัตถุประสงค์ในการจำลอง

1. เพื่อทราบถึงแนวทางลักษณะของกราฟอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN Proposed-model ที่ทำการออกแบบในเบื้องต้นทั้งด้านไลน์เทียบกราวด์และนิวตรอลเทียบกราวด์ที่ย่านความถี่ 9 kHz-30 MHz
2. เพื่อนำผลการจำลองที่ได้เปรียบเทียบกับผลการวัดจริง

- เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบ

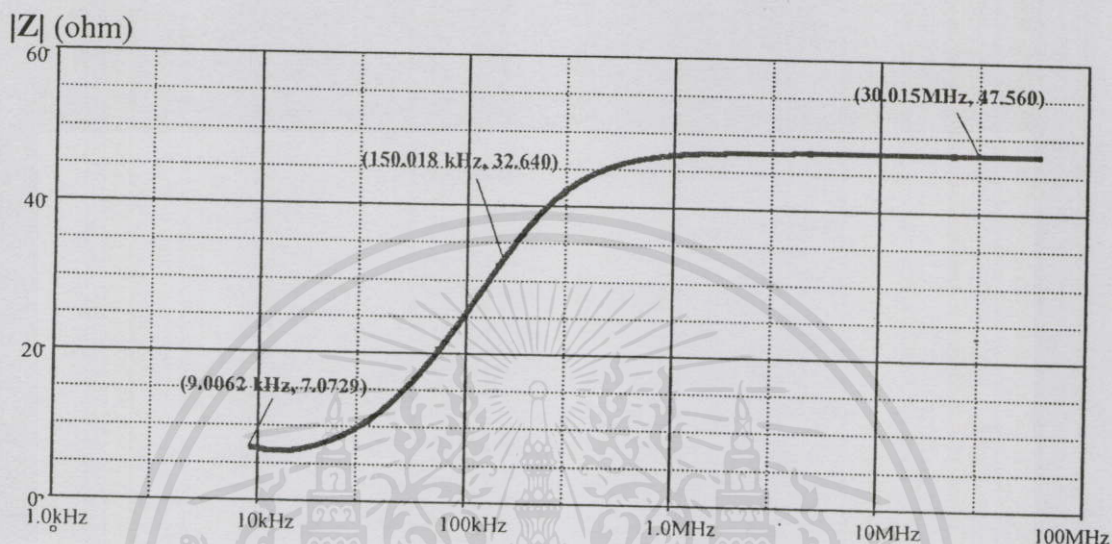
1. เครื่องคอมพิวเตอร์ที่ติดตั้งโปรแกรม PSpice student version
2. อุปกรณ์ในการบันทึกข้อมูล
3. วงจร LISN ที่ใช้ในการจำลองแสดงดังรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.2 วงจร LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model schematic)

- เจาะใจในการจำลองระบบ

1. เลือกโหมดการวิเคราะห์ (analysis type) แบบ AC Sweep/Noise
2. เลือก AC Sweep type แบบ Logarithmic
3. ทำการจำลองที่ความถี่เริ่มต้น 9 kHz และสิ้นสุดที่ 30 MHz



รูปที่ 6.3 ผลการจำลองระบบด้วยโปรแกรม PSpice student version

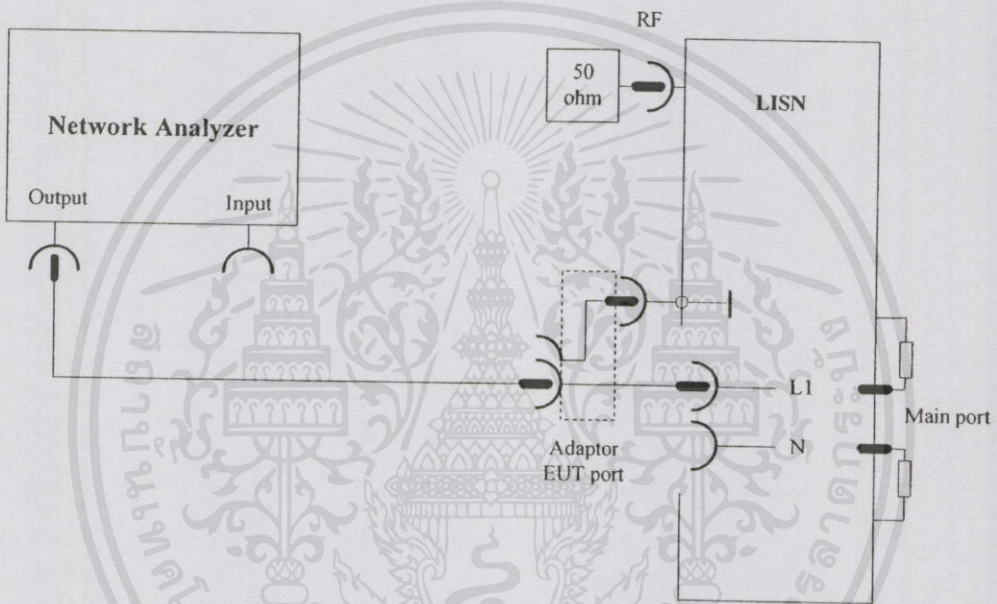
แท้จริงแล้วการจำลองต้องทำการหาค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านออกทั้งทางด้านไลน์เทียบกราวด์และนิวตรอลเทียบกราวด์ แต่เนื่องจากผลของการจำลองทั้งสองแบบนี้ให้ผลเหมือนกัน ดังนั้นจากผลการจำลองวงจร LISN ดังรูปที่ 6.3 จึงถือว่าเป็นผลของอิมพีแดนซ์ด้านออกของทั้งสองแบบ

สรุป จากการจำลองวงจร LISN Proposed-model ด้วยโปรแกรม PSpice student version เมื่อทำการวัดค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกจะพบว่าตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 kHz ถึง 30 MHz นั้นอยู่ภายใต้ขอบเขตของมาตรฐาน CISPR 16-1 กำหนด โดยในช่วงความถี่ 9 kHz–150 kHz นั้น มีค่าอิมพีแดนซ์ตั้งแต่ 7.3 Ω ถึง 33.4 Ω ซึ่งในมาตรฐานกำหนดค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ 10 kHz ไว้เท่ากับ 5.4 Ω ±20% ส่วนความถี่ในช่วง 150 kHz–30 MHz นั้นจะมีค่าอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกับ 50 Ω โดยค่าอิมพีแดนซ์จากการจำลองด้วยโปรแกรมมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 47.56 Ω แต่ในการจำลองดังกล่าวนี้ไม่ได้คำนึงถึงองค์ประกอบแฝงของอุปกรณ์ หรือสายตัวนำ ดังนั้นผลที่ได้จึงเป็นผลแบบประมาณที่อ้างอิงจากทฤษฎีเป็นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

การหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN ชนิดโครงข่ายแบบวีจัตอยู่ในการทดสอบขั้นที่ 2 แบ่งออกเป็น 2 ด้าน คือ ไลน์เทียบกราวด์และนิวตรอลเทียบกราวด์ โดยมีลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 6.4 (อ้างอิงจากมาตรฐาน CISPR 16-1) ซึ่งใช้กับโครงข่ายแบบวีเท่านั้น โดยสายทุกเส้นของขั้วต่อไปยังอุปกรณ์ทดสอบ (EUT port) ที่ไม่ได้ถูกต่อเข้ากับเครื่องมือวัดนั้นต้องทำการต่อด้วยตัวเชื่อมต่อ 50 Ω (terminator 50 Ω)



รูปที่ 6.4 วิธีการติดตั้งเพื่อทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN

- วัตถุประสงค์ในการทดสอบ

1. เพื่อทราบถึงลักษณะของอิมพีแดนซ์ทางด้านออกของ LISN ที่นำเสนอ ทั้งทางด้านไลน์เทียบกราวด์ และนิวตรอลเทียบกราวด์ที่ย่านความถี่ตั้งแต่ 9 kHz-30 MHz
2. เพื่อนำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับมาตรฐาน CISPR 16-1 และเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

- เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1. เครื่อง Network Analyzer (รายละเอียดดังภาคผนวก ก)

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น นอกเหนือจากนี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

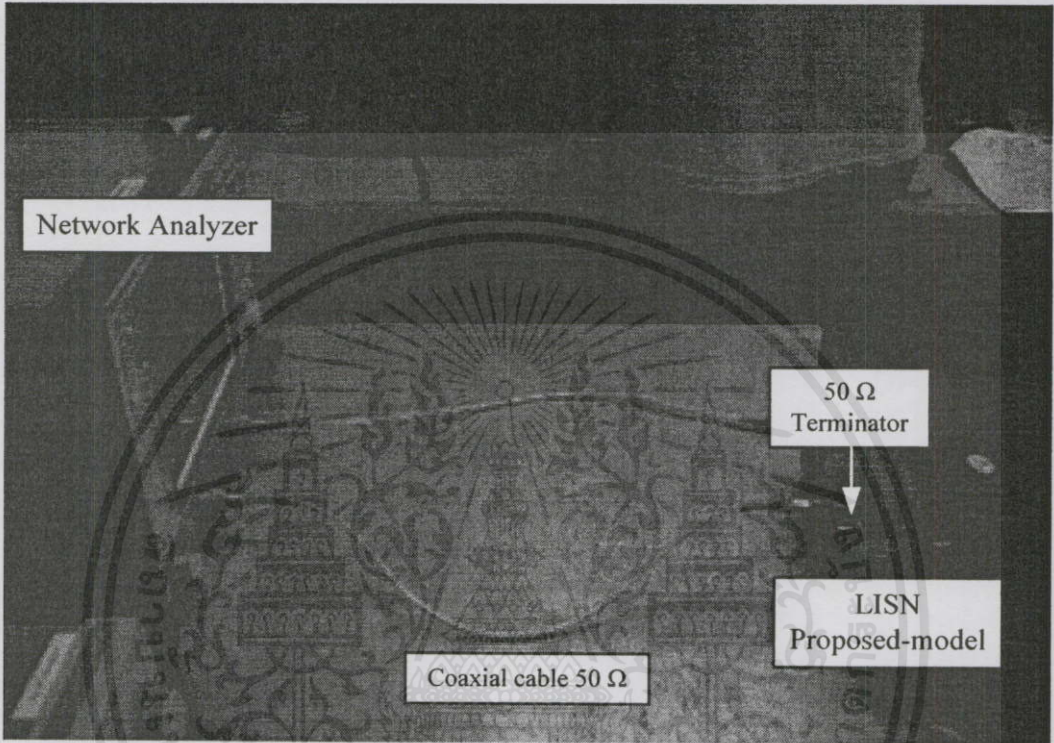
2. LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model)

3. ตัวเชื่อมต่อ 50 Ω (terminator 50 Ω)

4. สายตัวนำโคแอกเซียล 50 Ω

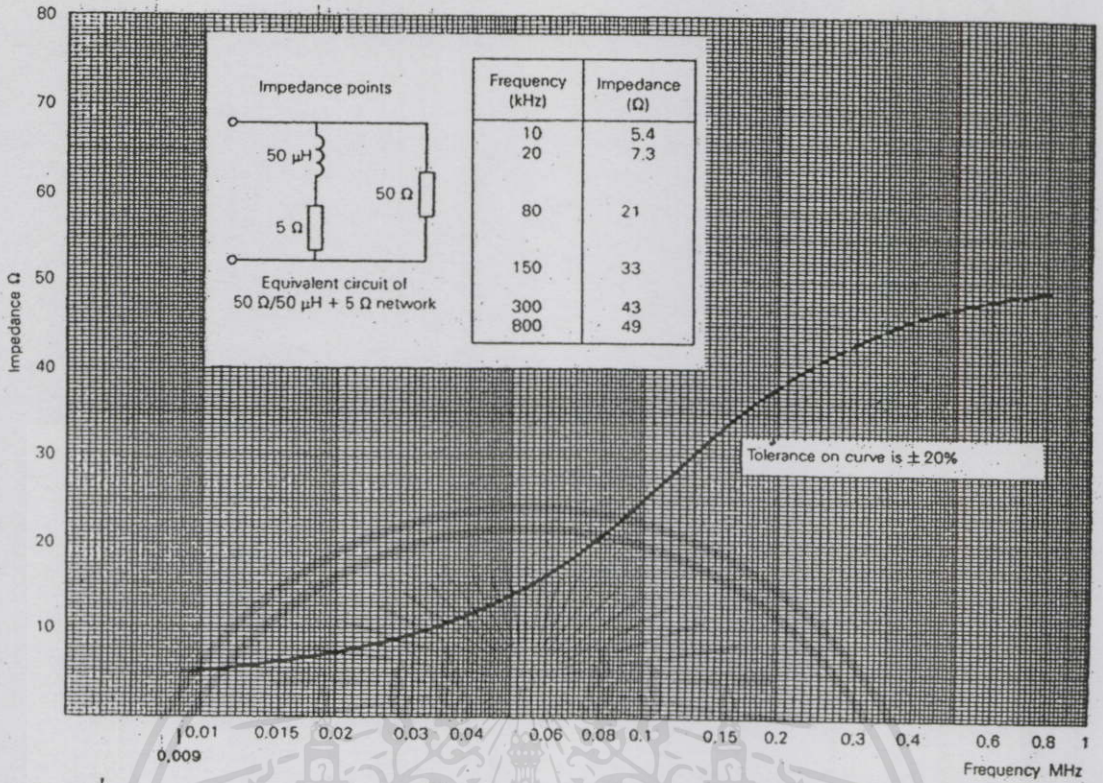
- เงื่อนไขในการทดสอบ

1. วัดอิมพีแดนซ์ด้านออกของไลน์เทียบกับกราวด์
2. วัดอิมพีแดนซ์ด้านออกของนิวตรอลเทียบกับกราวด์

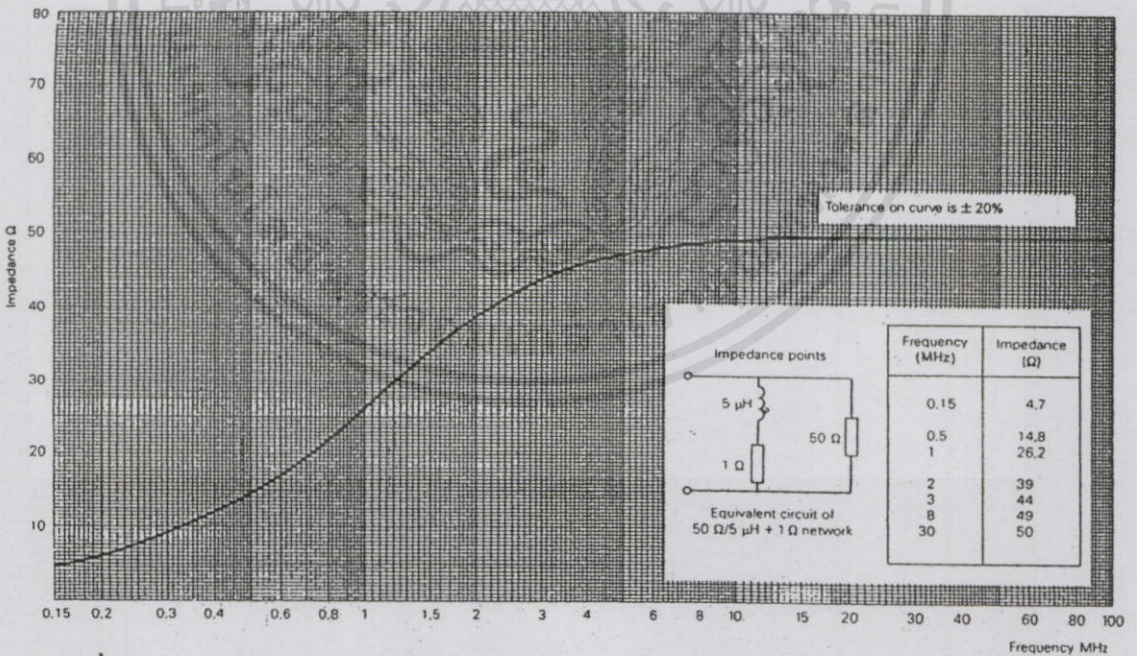


รูปที่ 6.5 การทดสอบหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN ที่นำเสนอด้วยเครื่อง Network Analyzer

รูปที่ 6.5 แสดงลักษณะการติดตั้งและการทดสอบจริง เพื่อหาค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านออกของโครงข่ายรักษาอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ การทดสอบจะต้องกระทำบนระนาบกราวด์อ้างอิง ดังนั้นผลที่ได้จากการทดสอบสามารถพิสูจน์ประสิทธิภาพของโครงข่ายที่นำเสนอได้ในระดับเดียวกันกับโครงข่ายที่มีจำหน่ายเชิงพาณิชย์ เนื่องจากผ่านกระบวนการทดสอบภายใต้เงื่อนไขข้อกำหนดของมาตรฐานเดียวกัน เพราะการออกแบบเครื่องมือที่ใช้ทดสอบทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นเครื่องมือใช้งานในย่านความถี่สูง ดังนั้นความแม่นยำของผลการทดสอบที่ได้จึงเป็นสิ่งพิสูจน์ว่าการออกแบบโครงข่ายที่นำเสนอดังกล่าวมีศักยภาพสูงพอสำหรับการทดสอบหาค่าของสัญญาณรบกวนรวมทางสายตัวนำทั้งทางด้านไลน์และนิวตรอล ผลของค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์และนิวตรอลเมื่อเทียบกับกราวด์ในช่วงความถี่ 9 kHz–150 kHz ต้องมีค่าอยู่ในขอบเขตดังแสดงในรูปที่ 6.6 และในช่วง 150 kHz–30 MHz จะต้องอยู่ในขอบเขตดังรูปที่ 6.7 ตามลำดับ



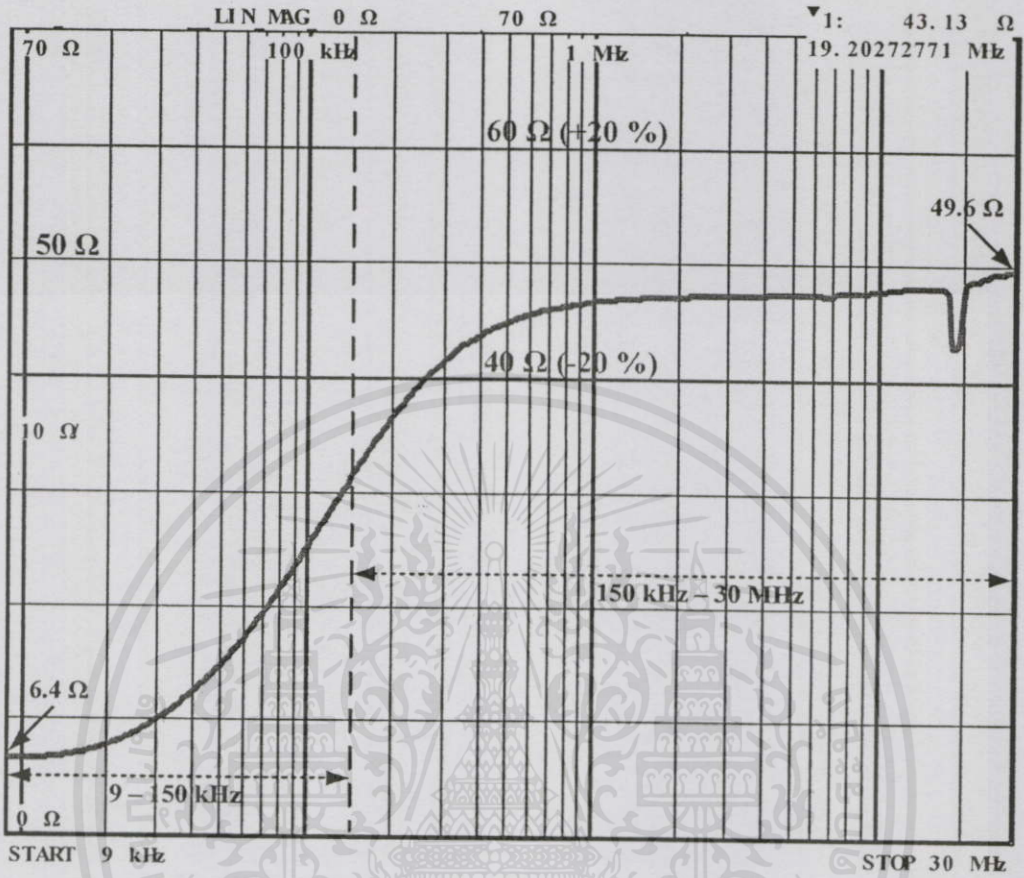
รูปที่ 6.6 ขอบเขตค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ ในช่วงความถี่ 9 kHz – 800 kHz



รูปที่ 6.7 ขอบเขตค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรนำออกไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ในช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz
 ไม่ว่าจะมิใช่ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN ที่นำเสนอทางด้านไลน์แสดงดังรูปที่ 6.8 และตารางที่ 6.1 ตามลำดับ

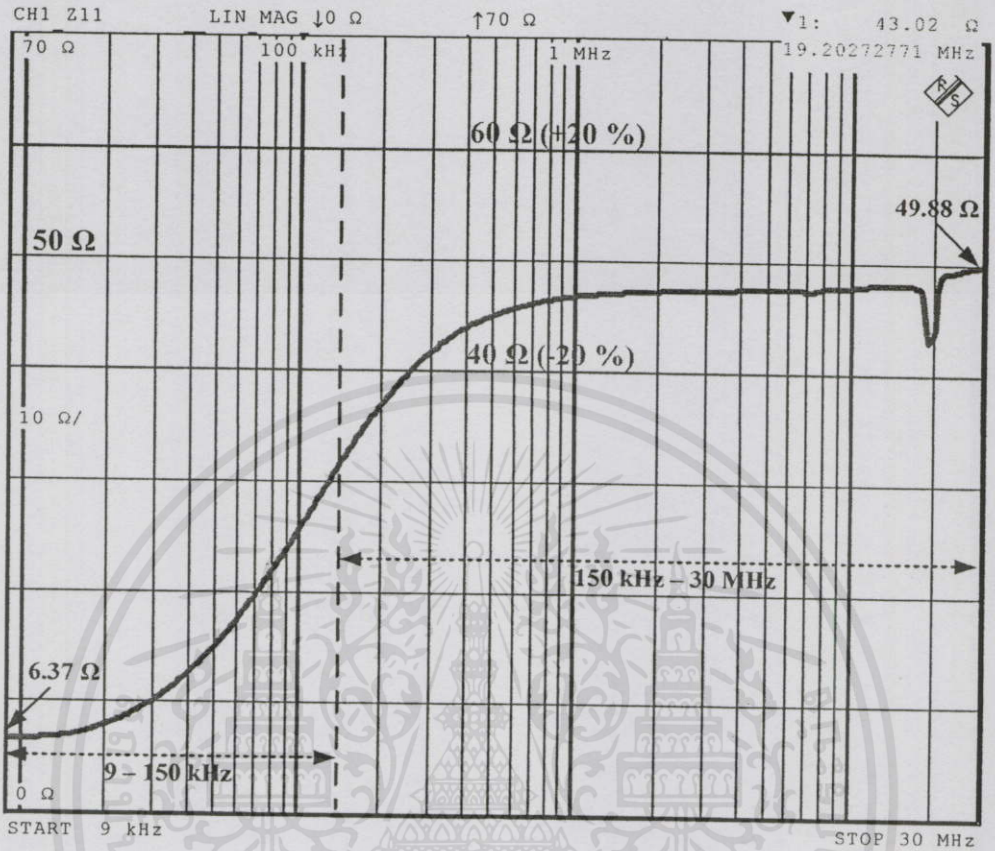


รูปที่ 6.8 กราฟเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทดสอบทางด้านไลน์ (L-G) ของ LISN ที่นำเสนอกับขอบเขตมาตรฐานในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz

ตารางที่ 6.1 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์จากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ

ลำดับที่	ความถี่ (MHz)	ค่าอิมพีแดนซ์ (Ω)	ลำดับที่	ความถี่ (MHz)	ค่าอิมพีแดนซ์ (Ω)
1.	<u>0.009</u>	<u>6.40</u>	13.	1	46.72
2.	0.01	6.42	14.	2	47.17
3.	0.02	7.85	15.	3	47.28
4.	0.03	10.13	16.	4	47.35
5.	0.04	12.55	17.	5	47.40
6.	0.05	14.97	18.	6	47.44
7.	0.1	25.27	19.	7	47.51
8.	<u>0.15</u>	<u>32.24</u>	20.	8	47.59
9.	0.2	36.69	21.	9	47.66
10.	0.4	43.80	22.	10	47.74
11.	0.6	45.63	23.	20	48.39
12.	0.8	46.30	24.	<u>30</u>	<u>49.62</u>

ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN ที่นำเสนอทางด้านนิวัตกรแสดงดังรูปที่ 6.9 และดังตารางที่ 6.2 ตามลำดับ

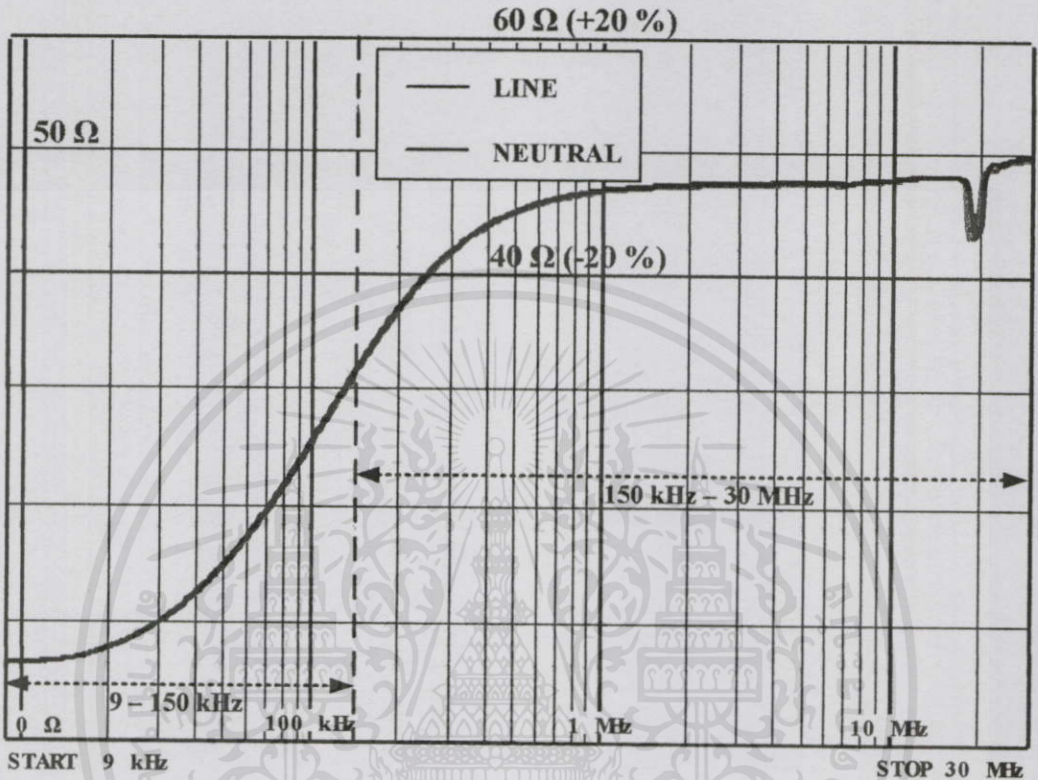


รูปที่ 6.9 กราฟเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทดสอบทางด้านนิวัตกร (N – G) ของ LISN ที่นำเสนอกับขอบเขตมาตรฐานในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz

ตารางที่ 6.2 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านนิวัตกรจากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ

ลำดับที่	ความถี่ (MHz)	ค่าอิมพีแดนซ์ (Ω)	ลำดับที่	ความถี่ (MHz)	ค่าอิมพีแดนซ์ (Ω)
1.	<u>0.009</u>	<u>6.37</u>	13.	1	46.83
2.	0.01	6.41	14.	2	47.35
3.	0.02	7.91	15.	3	47.47
4.	0.03	10.26	16.	4	47.53
5.	0.04	12.73	17.	5	47.57
6.	0.05	15.20	18.	6	47.62
7.	0.1	25.62	19.	7	47.45
8.	<u>0.15</u>	<u>32.62</u>	20.	8	47.69
9.	0.2	37.00	21.	9	47.76
10.	0.4	44.00	22.	10	47.82
11.	0.6	45.79	23.	20	44.32
12.	0.8	46.49	24.	<u>30</u>	<u>49.88</u>

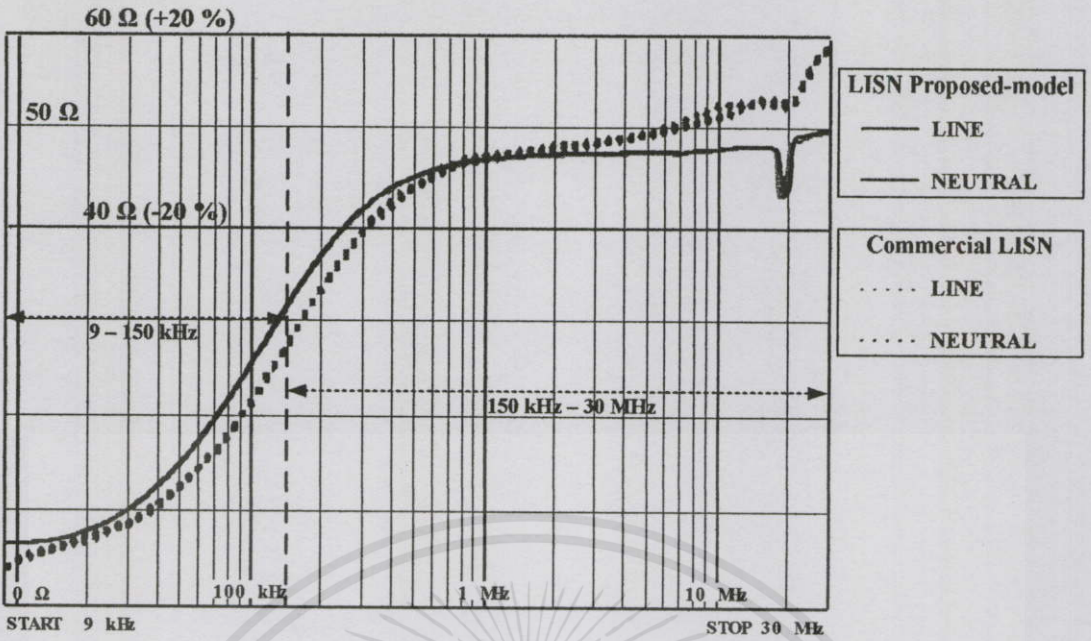
ผลการทดสอบอิมพีแดนซ์ด้านออกของ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนออยู่ในขอบเขตที่มาตรฐานกำหนดทั้งด้าน โสตร์และนิวตรอล ยิ่งไปกว่านั้นค่าอิมพีแดนซ์ของ โสตร์และนิวตรอลมีค่าใกล้เคียงกันมากๆ แสดงให้เห็นถึงความสมมูลย์ของค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองด้านดังแสดงในรูปที่ 6.10



รูปที่ 6.10 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทดสอบทางด้าน โสตร์ และนิวตรอลของ LISN ที่นำเสนอเมื่อเปรียบเทียบกับขอบเขตมาตรฐานในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz

เพื่อแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติด้านอิมพีแดนซ์ของ LISN ที่นำเสนอจึงทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบ ระหว่าง LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model) กับ LISN ที่มีจำหน่ายเชิงพาณิชย์ (Commercial LISN) โดยทำการเลือกขนาดพิกัดของ LISN ที่เท่ากัน คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับพิกัด 110/220 V พิกัดกระแส 10 A และเป็นโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ชนิด โครงข่ายแบบ $50 \Omega/50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ ที่สามารถใช้งานได้ที่ย่านความถี่ตั้งแต่ 9 kHz–30 MHz ผลของการเปรียบเทียบแสดงดังรูปที่ 6.11 และตารางที่ 6.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.11 การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทดสอบทางด้านไลน์และนิวทรัลระหว่าง LISN ที่นำเสนอและ LISN เิงพานิชย์ในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz

ตารางที่ 6.3 ผลเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์และนิวทรัลระหว่าง LISN ที่นำเสนอ และ LISN เิงพานิชย์

ลำดับที่	ความถี่ (MHz)	ค่าอิมพีแดนซ์ (Ω)			
		Line (L)		Neutral (N)	
		LISN ที่นำเสนอ	LISN เิงพานิชย์	LISN ที่นำเสนอ	LISN เิงพานิชย์
1.	0.009	<u>6.40</u>	4.13	<u>6.37</u>	4.13
2.	0.01	6.42	4.899	6.41	4.897
3.	0.02	7.85	7.261	7.91	7.258
4.	0.03	10.13	8.885	10.26	8.877
5.	0.04	12.55	10.86	12.73	10.85
6.	0.05	14.97	12.82	15.20	12.81
7.	0.1	25.27	14.76	25.62	21.85
8.	0.15	<u>32.24</u>	28.82	<u>32.62</u>	28.81
9.	0.2	36.69	33.68	37.00	33.66
10.	0.4	43.80	39.52	44.00	42.41
11.	0.6	45.63	42.46	45.79	44.08
12.	0.8	46.30	44.13	46.49	45.08
13.	1	46.72	45.14	46.83	45.78
14.	2	47.17	45.85	47.35	46.24
15.	3	47.28	46.31	47.47	46.56

ตารางที่ 6.3 (ต่อ) ผลเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์และนิวตรอลระหว่าง LISN ที่ นำเสนอ และ LISN เจริงพานิชย์

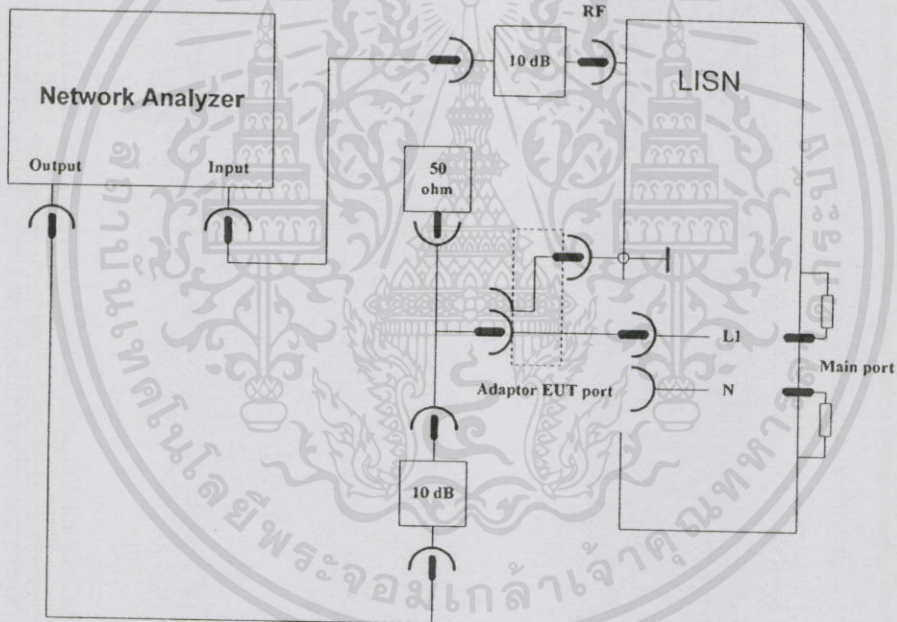
ลำดับที่	ความถี่ (MHz)	ค่าอิมพีแดนซ์ (Ω)			
		Line (L)		Neutral (N)	
		LISN ที่นำเสนอ	LISN เจริงพานิชย์	LISN ที่นำเสนอ	LISN เจริงพานิชย์
16.	4	47.35	46.9	47.53	46.81
17.	5	47.40	47.89	47.57	47.76
18.	6	47.44	48.31	47.62	48.17
19.	7	47.51	49.14	47.45	49.02
20.	8	47.59	52.2	47.69	50.84
21.	9	47.66	52.67	47.76	52.61
22.	10	47.74	52.22	47.82	52.19
23.	20	48.39	56.75	44.32	56.77
24.	30	<u>49.62</u>	58.26	<u>49.88</u>	58.29

สรุป จากรูปที่ 6.11 แสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกกระหว่าง โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอกับโครงข่ายที่มีจำหน่ายเชิงพานิชย์ ผลการทดสอบ พบว่าในช่วงย่านความถี่ 9 kHz – 150 kHz มาตรฐานได้กำหนดค่าอิมพีแดนซ์ที่ 10 kHz ไว้ที่ 5.4 Ω หรือไม่ต่ำกว่า 4.32 Ω และไม่สูงกว่า 6.48 Ω โดย LISN ที่นำเสนอมีค่าประมาณ 6.4 Ω ทั้งทางด้าน ไลน์และนิวตรอล ส่วน LISN เจริงพานิชย์มีค่าประมาณ 4.89 Ω ที่ความถี่ 150 kHz มาตรฐาน กำหนดค่าอิมพีแดนซ์ไว้ที่ 33 Ω (มากกว่า 26.4 Ω และน้อยกว่า 39.6 Ω) ผลการทดสอบมีค่าประมาณ 32.3 Ω สำหรับ LISN ที่นำเสนอและ 28.8 Ω สำหรับ LISN เจริงพานิชย์ และที่ความถี่ 30 MHz ผลการ ทดสอบของ LISN ที่นำเสนอมีค่าเท่ากับ 49.62 Ω ทางด้านไลน์และ 49.88 Ω ทางด้านนิวตรอลตาม ลำดับ ส่วน LISN เจริงพานิชย์มีค่าอิมพีแดนซ์ประมาณ 58.3 Ω โดยมาตรฐานได้กำหนดขอบเขตที่ ความถี่นี้ไว้ที่สูงกว่า 40 Ω และต่ำกว่า 60 Ω ซึ่งจากผลการทดสอบ LISN ทั้งสองแบบล้วนอยู่ใน ขอบเขตที่มาตรฐานกำหนด ดังนั้นจึงพิสูจน์ได้ว่า LISN ที่นำเสนอผ่านการทดสอบตามมาตรฐาน CISPR 16-1 ทั้งด้านไลน์และนิวตรอล ยิ่งไปกว่านั้นผลการทดสอบของ LISN ที่นำเสนอ นั้นมีค่า ใกล้เคียงขอบเขตของมาตรฐานกำหนดมากกว่า LISN เจริงพานิชย์ที่นำมาเปรียบเทียบ โดยเฉพาะ อย่างยิ่งที่ย่านความถี่สูงตั้งแต่ 150 kHz–30 MHz เป็นต้นไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.4 การทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพ อิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss) เป็นปัจจัยที่ลดประสิทธิภาพในการส่งผ่านสัญญาณที่เกิดขึ้นจากตัวอุปกรณ์นั้นๆ ในระบบส่งสัญญาณ โดยพิจารณาจากกำลังส่งของสัญญาณ (signal power) มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB) หรือบางครั้งอาจแทนด้วยค่าการลดทอน (attenuation) แต่ค่าการลดทอนนั้นจะพิจารณาค่าแอมพลิจูดของสัญญาณแทน การหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต้องทำการหาทั้งทางด้านไลน์ และนิวตรอลเช่นเดียวกันกับการหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN จึงจัดเป็นการทดสอบในขั้นตอนที่ 2 เช่นเดียวกัน ลักษณะการจัดวางแสดงดังรูปที่ 6.12 ค่าขอบเขตของการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่กำหนดไว้อยู่ในช่วง ไม่ต่ำกว่า -9 dB และ ไม่สูงเกินกว่า 1 dB



รูปที่ 6.12 วิธีการติดตั้งเพื่อทดสอบหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของ LISN

- วัตถุประสงค์ในการทดสอบ

1. เพื่อทราบถึงค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่เกิดขึ้นจาก LISN ที่นำเสนอทางด้านไลน์ และนิวตรอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการอ้างอิงข้อมูลเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใดได้โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ก็ตาม ผู้ใช้ต้องรับผิดชอบต่อการใช้งานและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

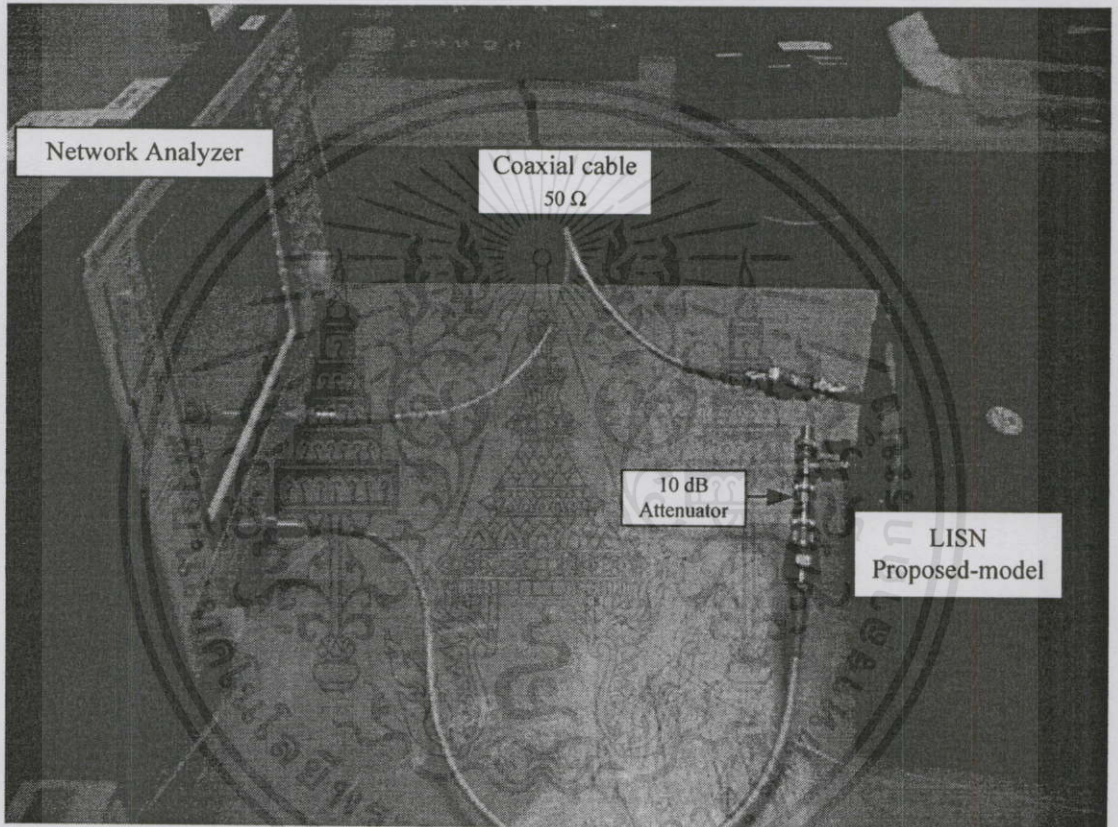
- เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

1. เครื่อง Network Analyzer (รายละเอียดดังภาคผนวก ก)

2. LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model)
4. ตัวลดทอนสัญญาณ 10 dB (10 dB attenuator)
5. สายตัวนำโคแอกเซียล 50 Ω

- เงื่อนไขในการทดสอบ

1. วัดค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านไลน์
2. วัดค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านนิวตรอล



รูปที่ 6.13 การทดสอบหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของ LISN ที่นำเสนอ
ด้วยเครื่อง Network Analyzer

รูปที่ 6.13 แสดงลักษณะการจัดวางเพื่อทดสอบค่าสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของ LISN ที่นำเสนอ โดยก่อนทำการทดสอบทุกครั้งต้องทำการนอมาไลซ์เครื่องมือวัดทุกครั้งเพื่อผลการทดสอบที่ถูกต้องแม่นยำ โดยผลการทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของ LISN ที่นำเสนอทางด้านไลน์แสดงดังรูปที่ 6.14 และดังตารางที่ 6.4 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของ LISN ที่นำเสนอทางด้านนิวัตกรอล แสดงดังรูปที่ 6.15 และดังตารางที่ 6.5 ตามลำดับ

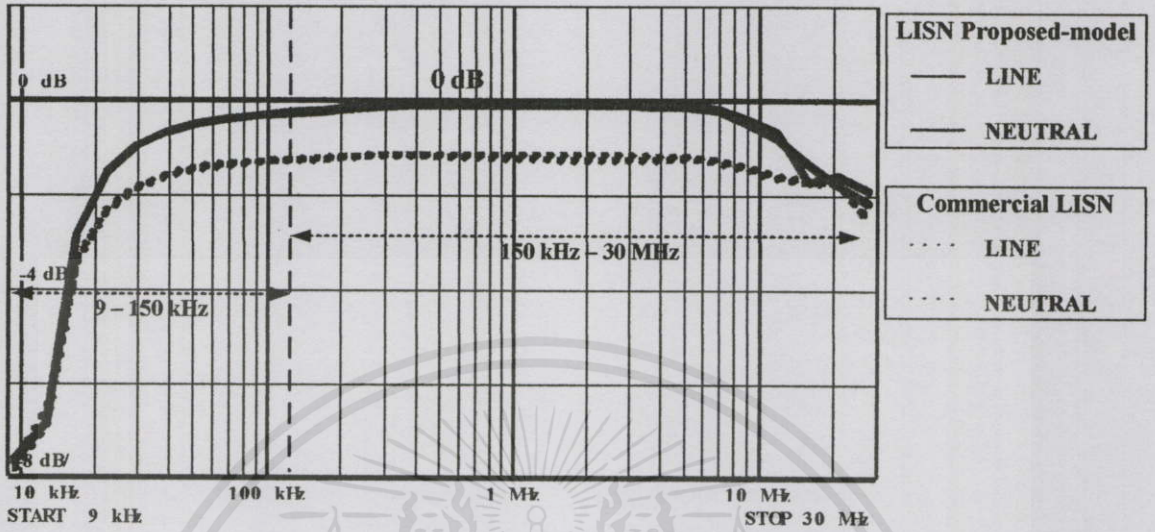


รูปที่ 6.15 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านนิวัตกรอลของ LISN ที่นำเสนอ ในย่านความถี่ 9 kHz - 30 MHz

ตารางที่ 6.5 ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านนิวัตกรอลจากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ

ลำดับที่	ความถี่ (MHz)	ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (dB)	ลำดับที่	ความถี่ (MHz)	ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (dB)
1.	<u>0.009</u>	<u>-7.62</u>	13.	1	-0.05
2.	0.01	-6.86	14.	2	-0.07
3.	0.02	-2.89	15.	3	-0.09
4.	0.03	-1.54	16.	4	-0.12
5.	0.04	-0.96	17.	5	-0.15
6.	0.05	-0.65	18.	6	-0.18
7.	0.1	-0.20	19.	7	-0.23
8.	<u>0.15</u>	<u>-0.11</u>	20.	8	-0.27
9.	0.2	-0.08	21.	9	-0.32
10.	0.4	-0.05	22.	10	-0.38
11.	0.6	-0.04	23.	20	-1.70
12.	0.8	-0.04	24.	<u>30</u>	<u>-1.89</u>

เมื่อทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบระหว่าง LISN ที่นำเสนอกับ LISN เจริญพาณิชย์ดัง
แสดงในรูปที่ 6.16 และตารางที่ 6.6



รูปที่ 6.16 การเปรียบเทียบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านไลน์และนิวทรัลระหว่าง
LISN ที่นำเสนอและ LISN เจริญพาณิชย์ในย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz

ตารางที่ 6.6 ผลเปรียบเทียบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านไลน์และนิวทรัลระหว่าง
LISN ที่นำเสนอ และ LISN เจริญพาณิชย์

ความถี่ (MHz)	ค่าสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (dB)			
	Line (L)		Neutral (N)	
	LISN ที่นำเสนอ	LISN เจริญพาณิชย์	LISN ที่นำเสนอ	LISN เจริญพาณิชย์
0.009	<u>-7.64</u>	-7.77	<u>-7.62</u>	-7.72
0.01	-6.87	-6.84	-6.86	-6.53
0.02	-2.89	-3.40	-2.89	-3.34
0.03	-1.55	-2.28	-1.54	-2.23
0.04	-0.97	-1.81	-0.96	-1.77
0.05	-0.67	-1.56	-0.65	-1.53
0.1	-0.24	-1.22	-0.20	-1.21
0.15	<u>-0.15</u>	-1.15	<u>-0.11</u>	-1.16
0.2	-0.15	-1.12	-0.08	-1.14
0.4	-0.09	-1.15	-0.05	-1.14
0.6	-0.09	-1.19	-0.04	-1.13
0.8	-0.09	-1.22	-0.04	-1.13

ตารางที่ 6.6 (ต่อ) ผลเปรียบเทียบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านไลน์และนิวตรอลระหว่าง LISN ที่นำเสนอ และ LISN เิงพานิชย์

ความถี่ (MHz)	ค่าสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (dB)			
	Line (L)		Neutral (N)	
	LISN ที่นำเสนอ	LISN เิงพานิชย์	LISN ที่นำเสนอ	LISN เิงพานิชย์
1	-0.09	-1.24	-0.05	-1.14
2	-0.11	-1.25	-0.07	-1.15
3	-0.14	-1.20	-0.09	-1.18
5	-0.20	-1.25	-0.15	-1.22
10	-0.48	-1.41	-0.38	-1.40
15	-0.80	-1.59	-0.66	-1.57
20	-1.35	-1.69	-1.70	-1.66
30	<u>-2.16</u>	<u>-2.48</u>	<u>-1.89</u>	<u>-2.46</u>

สรุป ผลการทดสอบหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของ LISN ที่นำเสนอปรากฏว่ามีค่าต่ำสุดอยู่ที่ -7.6 dB โดยประมาณ ที่ความถี่ 9 kHz ทั้งทางด้าน ไลน์และนิวตรอล ซึ่งมีค่าสูงกว่าขอบเขตที่กำหนดไว้ (-9 dB) ย่อมหมายความว่า LISN ที่นำเสนอนี้ผ่านขั้นตอนการทดสอบตามมาตรฐาน และในช่วงความถี่ตั้งแต่ 400 kHz-15 MHz ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกมีค่าใกล้เคียงศูนย์หรืออาจกล่าวได้ว่าเกิดการสูญเสียเนื่องจากโครงข่ายน้อยมาก สุดท้ายที่ความถี่ 30 MHz มีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกประมาณ -2 dB เมื่อเปรียบเทียบผลการทดสอบดังกล่าวกับ LISN เิงพานิชย์ที่มีพิกัดใกล้เคียงกันดังแสดงในตารางที่ 6.6 และรูปที่ 6.16 จะพบว่า LISN ที่นำเสนอนั้นมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกต่ำกว่าตลอดย่านความถี่ 9 kHz-30 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.5 การทดสอบอุณหภูมิของตัวเหนียวนำแกนอากาศขณะจ่ายโหลดต่อเนื่อง

เนื่องจากปลอกของตัวเหนียวนำแกนอากาศที่ออกแบบนั้นทำจากวัสดุประเภท Polyvinyl Chloride (PVC) ที่มีความสามารถในการใช้งานได้ที่อุณหภูมิต่ำกว่า 60°C [19] โดยจะไม่มี การเปลี่ยนแปลงของโครงสร้าง ดังนั้นเมื่อใช้งาน LISN ทำการจ่ายกระแสให้กับ โหลดเพื่อทำการทดสอบ วัตถุประสงค์ของมาตรฐานแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำย่อมเกิดความร้อนขึ้นที่ขดลวดของตัวเหนียวนำ แกนอากาศ จึงทำการทดสอบ LISN ที่นำเสนอขึ้นตอนที่ 3 ด้วยการจ่ายโหลดที่ 80 % ของพิกัด หรือ 8 A ต่อเนื่องเป็นระยะเวลา 60 นาที โดยมีสมมติฐานในการกำหนดรูปแบบในการทดสอบมาจากการ ใช้งานจริงของ LISN ในสถาบันผู้ให้บริการทดสอบตามมาตรฐานต่างๆ นั้นใช้เวลาในการ ทดสอบต่อเนื่องทั้งสิ้นไม่เกิน 60 นาทีของแต่ละผลิตภัณฑ์ภายใต้การทดสอบก็เพียงพอที่จะทำการ วัตถุประสงค์ของมาตรฐานที่มาจากสายตัวนำทั้งจากด้านไลน์และนิวตรอล จนเสร็จสิ้น

- วัตถุประสงค์ในการทดสอบ

1. เพื่อทราบอุณหภูมิขณะจ่ายกระแส โหลด 8 A ต่อเนื่องเป็นระยะเวลา 60 นาที ของตัวเหนียวนำแกนอากาศ $L_1 - L_4$ ที่ใช้ใน LISN ที่นำเสนอ
2. เพื่อพิสูจน์ว่าปลอกของตัวเหนียวนำแกนอากาศชนิด PVC นี้ สามารถนำมาใช้ ในการออกแบบ LISN ที่จ่ายโหลดพิกัด 8 A ได้

- เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

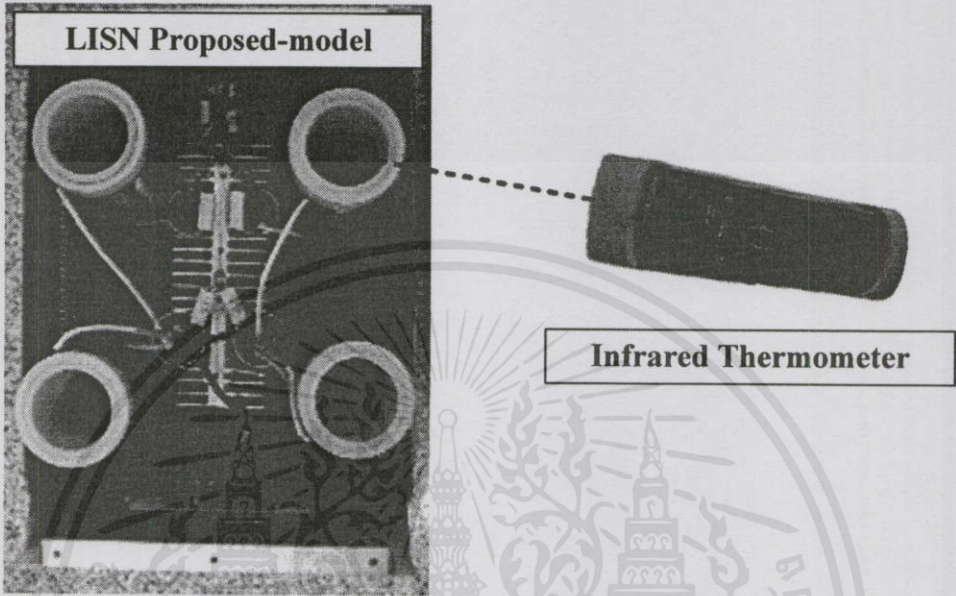
1. LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model)
2. เครื่อง Infrared Thermometer (รายละเอียดดังภาคผนวก ก)
3. หลอดไส้ขนาด 100 วัตต์ จำนวน 17 หลอด และ 60 วัตต์ จำนวน 1 หลอด (รวม ทั้งสิ้น 1,760 วัตต์)

- เงื่อนไขในการทดสอบ

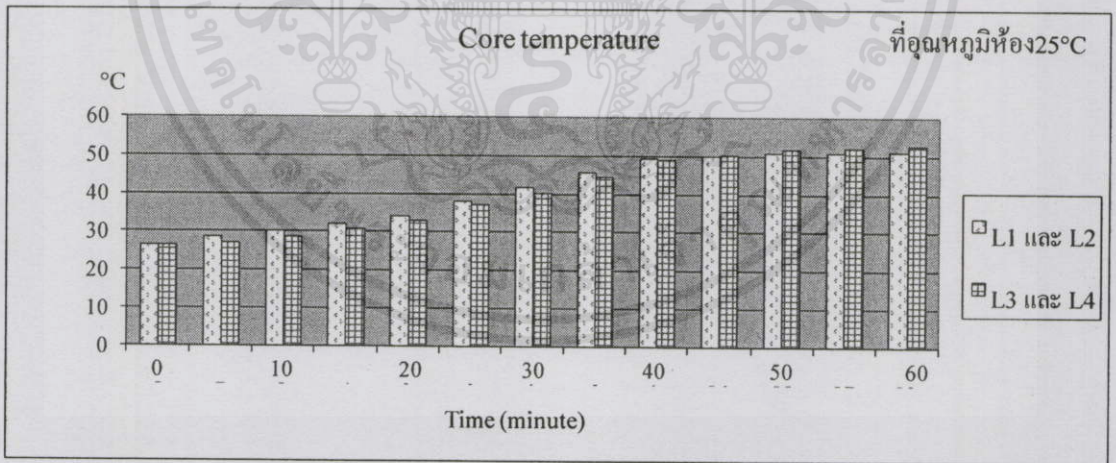
1. วัดอุณหภูมิเริ่มต้นก่อนการทดสอบจ่าย โหลดของตัวเหนียวนำ เมื่ออยู่ใน อุณหภูมิห้องทั่วไป
2. จ่ายกระแส 8 A ให้กับ โหลดหลอดไส้
3. ทำการเก็บค่าอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงทุกๆ 5 นาทีของตัวเหนียวนำแกนอากาศ ทั้ง 4 ตัว ($L_1 - L_4$) เป็นเวลารวมทั้งสิ้น 60 นาที โดยทำการวัด ณ จุดกึ่งกลางด้าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบมีลักษณะการจัดวางอุปกรณ์ดังรูปที่ 6.17 โดยทุกๆ การวัดจะวางเครื่องวัดไว้ห่างจากตัวเหนี่ยวนำ 5 cm ตามข้อกำหนดในคู่มือการใช้งานที่กำหนดระยะวัดไว้ไม่ควรเกิน 10 cm และวัดที่ปลอก PVC ด้านในของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศทั้ง 4 ตัว และผลการทดสอบแสดงให้เห็นดังรูปที่ 6.18



รูปที่ 6.17 การวัดอุณหภูมิตัวเหนี่ยวนำขณะจ่ายโหลดที่พิกัด

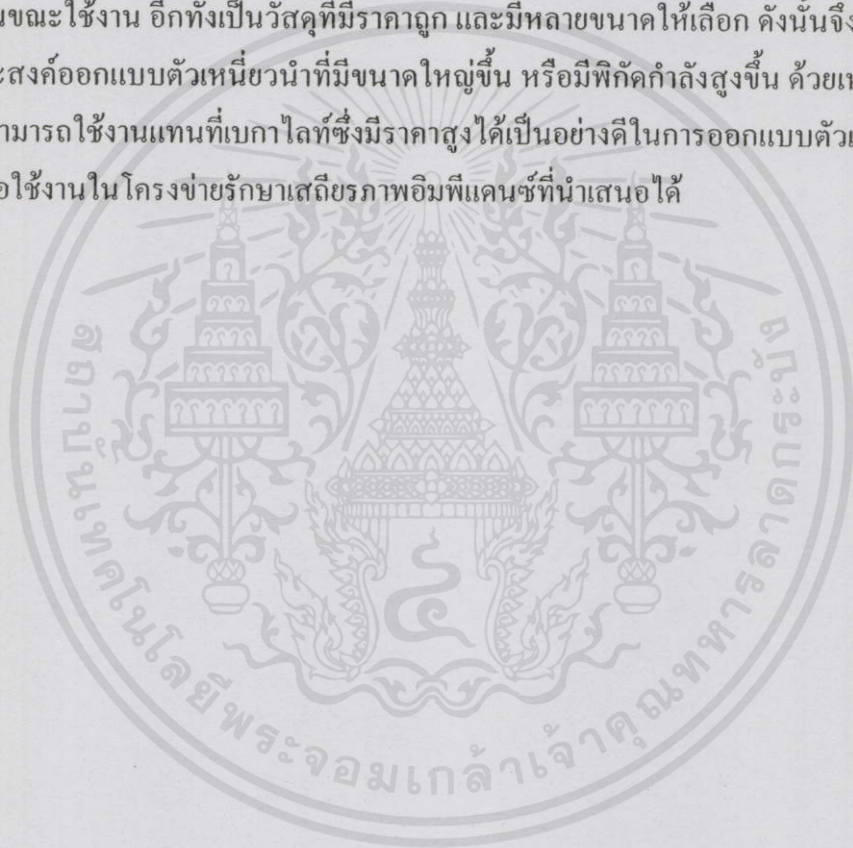


รูปที่ 6.18 ผลการทดสอบอุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศขณะจ่ายโหลดต่อเนื่อง 60 นาที

จากผลการทดสอบพบว่าอุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศภายใน LISN ที่นำเสนอ เมื่อทำการจ่ายกระแสโหลดขนาด 8 A ในช่วงเริ่มต้นนั้นมีอุณหภูมิไม่สูงมากนักหรือเทียบเท่าอุณหภูมิห้อง โดยเริ่มต้นจะมีอุณหภูมิ 25 °C โดยประมาณ หลังจากนั้นเมื่อระยะเวลาผ่านไป อุณหภูมิมีแนวโน้มที่จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งในช่วงเวลาประมาณ 30 นาที มีอุณหภูมิอยู่ที่ 40 °C ค่า

อุณหภูมิของตัวเหนียวนำแกนอากาศจะมีค่าใกล้เคียงกันทั้ง L_1 , L_2 , L_3 และ L_4 โดยอุณหภูมิสูงสุดเมื่อจ่ายโหลดต่อเนื่องเป็นระยะเวลา 60 นาที อยู่ที่ $51.2\text{ }^{\circ}\text{C}$ สำหรับ L_1 และ L_2 และ $52.9\text{ }^{\circ}\text{C}$ สำหรับ L_3 และ L_4

สรุป LISN ที่นำเสนอ นั้นมีอุณหภูมิขณะจ่ายโหลดกระแส 8 A ต่อเนื่องเป็นระยะเวลา 60 นาที ไม่เกินกว่ามาตรฐานของวัสดุ PVC ที่นำมาใช้เป็นปลอกของตัวเหนียวนำแกนอากาศ กำหนดไว้ โดยอุณหภูมิสูงสุดของ PVC ที่สามารถทนได้โดยยังคงลักษณะโครงสร้างดั้งเดิม คือ $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ ซึ่งผลของการทดสอบได้พิสูจน์ให้เห็นว่าวัสดุที่นำเสนอเพื่อใช้เป็นปลอกให้กับตัวเหนียวนำมีศักยภาพสูงเพียงพอทั้งคุณสมบัติทางด้านความคงทนแข็งแรงของโครงสร้าง และการทนต่ออุณหภูมิความร้อนขณะใช้งาน อีกทั้งเป็นวัสดุที่มีราคาถูก และมีหลายขนาดให้เลือก ดังนั้นจึงสะดวกหากมีความประสงค์ออกแบบตัวเหนียวนำที่มีขนาดใหญ่ขึ้น หรือมีพิกัดกำลังสูงขึ้น ด้วยเหตุผลดังกล่าว PVC จึงสามารถใช้งานแทนที่เบกาไลต์ซึ่งมีราคาสูงได้เป็นอย่างดีในการออกแบบตัวเหนียวนำแกนอากาศเพื่อใช้งานในโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.6 การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ดังที่ได้นำเสนอข้างต้นว่า โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model) นั้นมีฟังก์ชันการทำงานในส่วนการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำเพิ่มเติมขึ้นมาหากเปรียบเทียบกับ LISN เชิงพาณิชย์ทั่วไป ดังนั้นจากทฤษฎีในบทที่ 4 วงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำควรผ่านข้อกำหนดตามเงื่อนไขทั้งสามข้อ ซึ่งข้อกำหนดที่หนึ่งคือต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า 50 Ω และต้องเป็นอิสระจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอื่น ด้วยเหตุที่วงจรแยกสัญญาณรบกวนต้องเชื่อมต่อเข้ากับวงจรหลักในการวัดสัญญาณรบกวนของ LISN เพื่อให้เกิดการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างกัน ดังนั้นการทดสอบทั้งสามนั้นจึงถูกกำหนดให้อยู่ในการทดสอบขั้นตอนที่ 4 เพื่อยืนยันถึงข้อกำหนดดังกล่าว แต่เนื่องจากยังไม่มีการกำหนดขอบเขตทางมาตรฐานสำหรับโครงข่ายชนิดวีในการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ดังนั้นจึงต้องอาศัยการประยุกต์หลักการที่ได้จากคุณสมบัติของ LISN ชนิดวี และชนิดเดลต้า (Δ Network) เข้าด้วยกัน ผลที่ได้คือค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำควรจะต้องอยู่ภายใต้ขอบเขต $50 \Omega \pm 20\%$ ($40 \Omega \leq |Z| \leq 60 \Omega$) และควรมีมุมเฟสต่ำกว่า 20 องศา ส่วนการพิสูจน์ความเป็นอิสระและไม่ขึ้นต่อค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอื่นจะอ้างอิงจากผลการทดสอบค่า S_{12} และ S_{21}

- วัตถุประสงค์ในการทดสอบ

1. เพื่อทราบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ทั้งด้านไลน์และนิวตรอล
2. เพื่อพิสูจน์คุณสมบัติของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำมาใช้ในโครงข่ายรักษาเสถียรภาพที่นำเสนอ

- เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

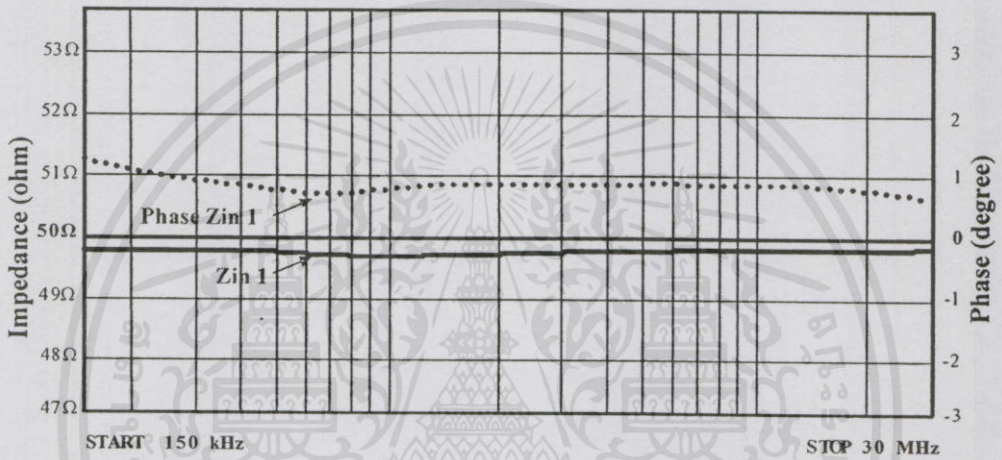
1. วงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำภายใน LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model)
2. เครื่อง Network Analyzer (รายละเอียดดังภาคผนวก ก)

- เงื่อนไขในการทดสอบ

1. วัดค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ทางด้านไลน์และนิวตรอล

2. วัดมุมเฟสของอิมพีแดนซ์ทางด้านไลน์และนิวตรอล
3. ทดสอบค่า S_{12} และ S_{21} ระหว่างพอร์ตด้านเข้าทั้งสองของวงจรแยกสัญญาณรบกวน
4. ทดสอบในช่วงย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz

ผลของการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านไลน์แสดงดังรูปที่ 6.19 และตารางที่ 6.7 ตามลำดับ ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ถูกแสดงสัญลักษณ์แทนด้วยเส้นทึบ และเส้นประแสดงถึงค่ามุมเฟส



รูปที่ 6.19 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านไลน์

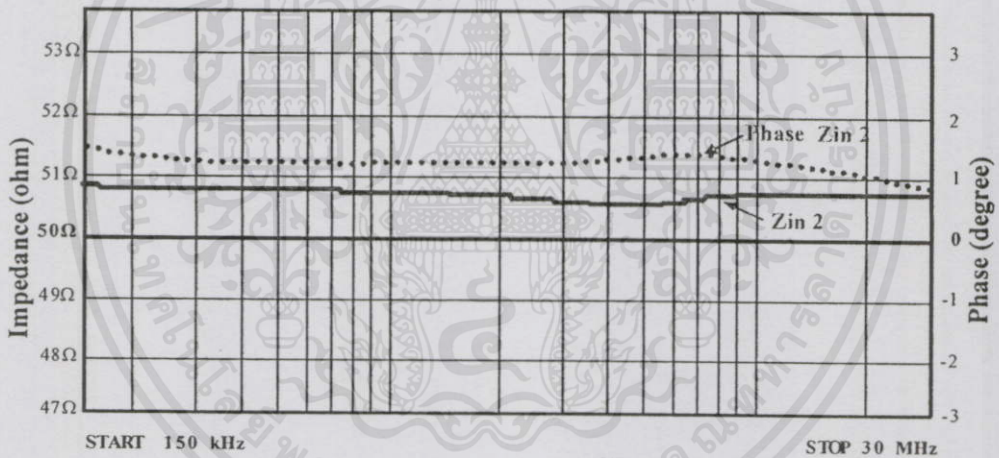
ตารางที่ 6.7 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านไลน์จากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ

ความถี่ (MHz)	ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (Ω)	มุมเฟส (องศา)
0.15	49.69	1.01
0.2	49.69	0.77
0.4	49.70	0.52
0.6	49.71	0.38
0.8	49.70	0.29
1	49.66	0.23
2	49.62	0.21
3	49.59	0.23
4	49.57	0.28
5	49.58	0.32
6	49.77	0.43

ตารางที่ 6.7 (ต่อ) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านไลน์จากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ

ความถี่ (MHz)	ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (Ω)	มุมเฟส (องศา)
7	49.88	0.44
8	49.96	0.44
9	50.02	0.45
10	50.07	0.45
20	50.12	0.44
30	<u>50.17</u>	<u>0.44</u>

ผลของการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านนิวตรอลแสดงดังรูปที่ 6.20 และตารางที่ 6.8 ตามลำดับ



รูปที่ 6.20 ผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านนิวตรอล

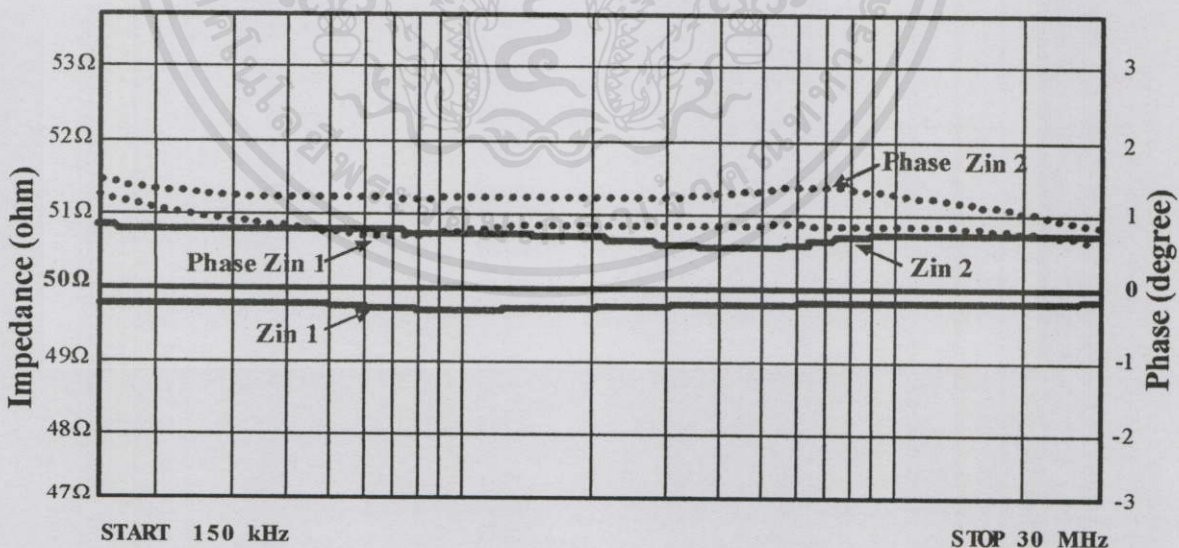
ตารางที่ 6.8 ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านนิวตรอลจากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ

ความถี่ (MHz)	ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (Ω)	มุมเฟส (องศา)
0.15	50.91	1.51
0.2	50.87	1.37
0.4	50.87	1.26
0.6	50.87	1.27

ตารางที่ 6.8 (ต่อ) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านนิวตรอลจากการทดสอบที่ความถี่ต่างๆ

ความถี่ (MHz)	ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (Ω)	มุมเฟส (องศา)
0.8	50.86	1.21
1	50.84	1.24
2	50.78	1.23
3	50.63	1.22
4	50.60	1.26
5	50.62	1.28
6	50.73	1.48
7	50.78	1.50
8	50.83	1.46
9	50.89	1.38
10	50.89	1.31
20	50.94	1.04
30	50.95	0.97

ผลการทดสอบทั้งทางด้านไลน์และนิวตรอลเมื่อทำการเปรียบเทียบกัน เพื่อแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของผลการวัดที่ได้ของค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า และมุมเฟสแสดงดังรูปที่ 6.21



รูปที่ 6.21 การเปรียบเทียบผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านไลน์และนิวตรอล

ส่วนผลการทดสอบค่า S_{12} และ S_{21} แสดงดังตารางที่ 6.9 ทำการวัดโดยต่อเครื่องวิเคราะห์
โครงข่ายเข้ากับพอร์ตด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวนทั้งสองพอร์ต

ตารางที่ 6.9 ค่าสแกตเตอร์ริงพารามิเตอร์ S_{12} และ S_{21} ระหว่างพอร์ตด้านเข้าทั้งสองของวงจรแยก
สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

ความถี่ (MHz)	S_{12} (dB)	S_{21} (dB)
0.15	-0.65	-0.15
0.2	-0.61	-0.15
0.4	-0.51	-0.13
0.6	-0.45	-0.12
0.8	-0.42	-0.11
1	-0.39	-0.10
2	-0.38	-0.10
3	-0.41	-0.10
4	-0.48	-0.10
5	-0.57	-0.12
6	-0.68	-0.13
7	-0.81	-0.15
8	-0.94	-0.16
9	-0.10	-0.18
10	-0.26	-0.21
20	-0.39	-0.52
30	-0.88	-1.00

สรุป ผลการทดสอบวงจรแยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำมีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า
ทางด้านไลน์ประมาณ 50 Ω ตลอดย่านความถี่ และมีมุมเฟสประมาณ 1° ส่วนทางด้านนิวตรอลมีค่า
อิมพีแดนซ์ประมาณ 51 Ω และมีมุมเฟสประมาณ 1° เช่นเดียวกัน ซึ่งผลการทดสอบทำให้ทราบว่า
วงจรแยกสัญญาณรบกวนที่ออกแบบเพื่อนำมาใช้ในโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ
มีประสิทธิภาพในการแมตชิงอิมพีแดนซ์ระหว่างกันเป็นอย่างดี อีกทั้งยังมีผลของความต่างเฟสเพียง
 1° โดยประมาณที่ช่วยยืนยันถึงประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำได้เป็นอย่างดี
เพราะค่าความต่างเฟสที่ถูกกำหนดโดยมาตรฐาน CISPR 16-1 สำหรับโครงข่ายรักษาเสถียรภาพ
อิมพีแดนซ์ชนิดเคลดที่ใช้ในระบบสื่อสารโทรคมนาคมได้กำหนดไว้ที่ 20° ซึ่งค่าที่ได้จากการ
ทดสอบมีค่าต่ำกว่ามาก ยิ่งไปกว่านั้นค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดสอบทางด้านนิวตรอลมีค่าเกิน
กว่า 50 Ω เพียง 2% เท่านั้น และผลของค่า S_{12} และ S_{21} มีค่าใกล้เคียงจนสามารถประมาณให้เป็น
ศูนย์ได้ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวนจึงเป็นอิสระจากแหล่งกำเนิด
สัญญาณอื่นดังได้กล่าวไว้ในบทที่ 4

6.7 การทดสอบประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

การทดสอบในหัวข้อนี้เป็นข้อกำหนดที่สองในจำนวนทั้งหมดสามข้อกำหนดเพื่อการทดสอบวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำดังรายละเอียดในบทที่ 4 จึงจัดอยู่ในขั้นตอนการทดสอบที่ 4 เช่นเดียวกัน ซึ่งเป็นการทดสอบเพื่อยืนยันผลที่ได้จากการแยกสัญญาณรบกวนว่ามีความถูกต้องของสัญญาณรบกวนที่วัดได้มากเพียงพอ ด้วยการทดสอบค่าที่เรียกว่า ค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมดผลรวมและโหมดผลต่างทางสายตัวนำ (Common/Differential Mode Transmission Ratio: CM/DM TR) โดยอาศัยการวัดค่าสแกลเตอร์พารามิเตอร์ (S_{11}, S_{22}, S_{31}) และ (S_{32}) ดังสมการ

$$CMTR \approx \frac{S_{31}}{1+S_{11}} + \frac{S_{32}}{1+S_{22}}$$

$$DMTR \approx \frac{S_{31}}{1+S_{11}} - \frac{S_{32}}{1+S_{22}}$$

หมายเหตุ: ค่า CMTR ทำการวัดที่ช่องสัญญาณออกของโหมดผลรวม และค่า DMTR วัดที่ช่องสัญญาณออกของโหมดผลต่าง

- วัตถุประสงค์ในการทดสอบ

1. เพื่อทราบค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างและโหมดผลรวมของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ
2. เพื่อพิสูจน์คุณสมบัติของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำมาใช้ในโครงข่ายรักษาเสถียรภาพที่นำเสนอ

- เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

1. วงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำภายใน LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

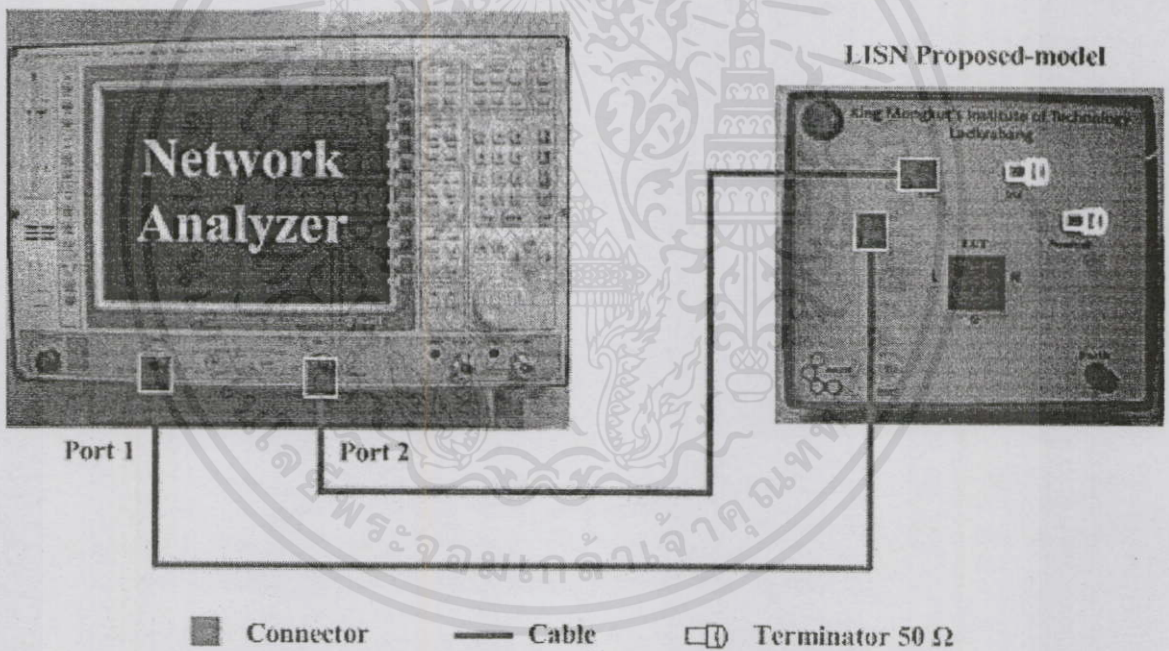
2. เครื่อง Network Analyzer (รายละเอียดดังภาคผนวก ก)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เงื่อนไขในการทดสอบ

ลักษณะการติดตั้งและทดสอบแสดงดังรูปที่ 6.22

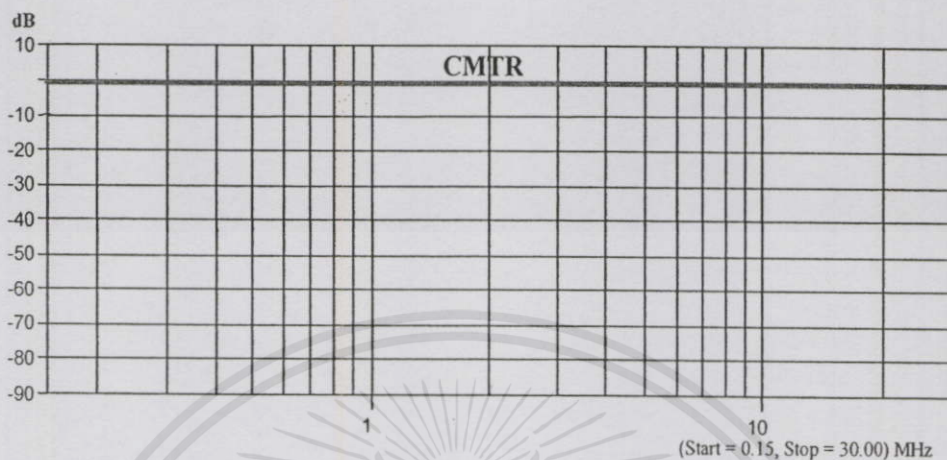
1. ต่อ Port 1 ของ Network Analyzer เข้ากับด้านออกของ LISN ที่นำเสนอทั้งไลน์และนิวตรอล ซึ่งเป็นตำแหน่งเดียวกันกับด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวน
2. ต่อ Port 2 ของ Network Analyzer เข้ากับด้านออกของ LISN ที่นำเสนอทางด้านการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม เมื่อต้องการหาค่า CMTR และต่อเข้ากับด้านออกของ LISN ด้านการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง เมื่อต้องการหาค่า DMTR
3. ต่อตัวเชื่อมต่อความต้านทาน 50Ω เข้าที่พอร์ตอื่นๆ ที่ไม่ได้ทำการวัด
4. นำค่า (S_{11}, S_{22}, S_{31}) และ (S_{32}) ที่วัดได้แทนค่าในสมการเพื่อหาค่า CMTR และ DMTR



รูปที่ 6.22 ลักษณะการวัดค่าการส่งสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง (CM/DM TR)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมดผลรวม (Common Mode Transmission Ratio: CMTR) ของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแสดงดังรูปที่ 6.23 และตารางที่ 6.10 ตามลำดับ



รูปที่ 6.23 ผลการทดสอบค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมดผลรวม

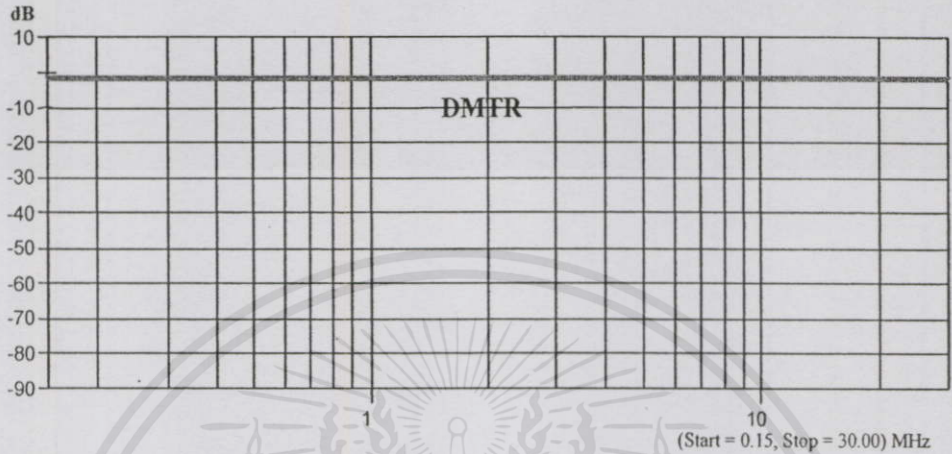
ตารางที่ 6.10 ค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมดผลรวม (CMTR)

ความถี่ (MHz)	CMTR (dB)
0.15	0.01933
0.20	0.01797
0.40	0.01437
0.60	0.01280
0.80	0.01224
1	0.01160
2	0.01052
3	0.01102
4	0.01226
5	0.01414
6	0.01646
7	0.01917
8	0.02213
9	0.02548
10	0.02919
20	0.08015
30	0.14694

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมคผลต่าง (Differential Mode Transmission Ratio: DMTR) ของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแสดงดังรูปที่ 6.24 และตารางที่ 6.11 ตามลำดับ

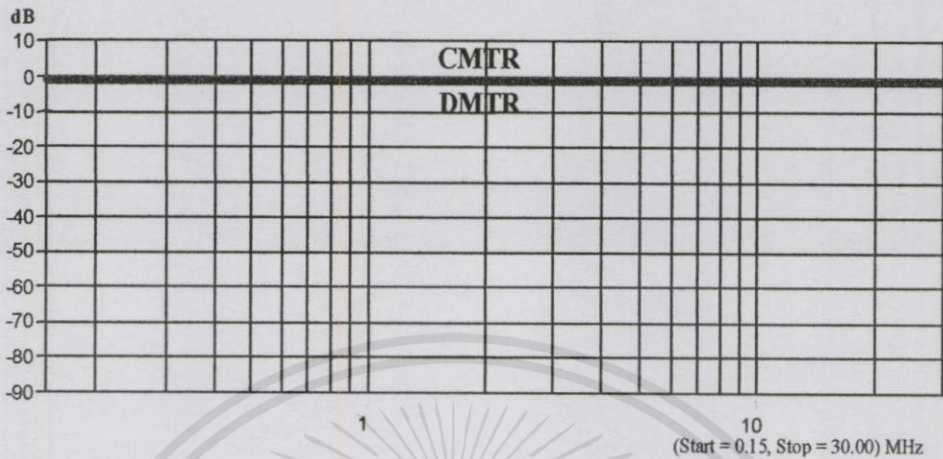


รูปที่ 6.24 ผลการทดสอบค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมคผลต่าง

ตารางที่ 6.11 ค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมคผลต่าง (DMTR)

ความถี่ (MHz)	DMTR (dB)
0.15	0.01610
0.20	0.02528
0.40	0.06846
0.60	0.01040
0.80	0.00953
1	0.00884
2	0.00711
3	0.00671
4	0.00597
5	0.00540
6	0.00500
7	0.00466
8	0.00440
9	0.00412
10	0.00393
20	0.00162
30	-0.00225

เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างค่าการส่งผ่านสัญญาณ โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างจะได้ค่าที่ใกล้เคียงกันมากจนแทบจะซ้อนเป็นเส้นเดียวกันดังแสดงในรูปที่ 6.25



รูปที่ 6.25 การเปรียบเทียบผลการทดสอบค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างทางสายตัวนำ

สรุป ผลการทดสอบหาค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมดผลร่วม (CMTR) และ โหมดผลต่าง (DMTR) มีค่าสอดคล้องตามทฤษฎีดังอธิบายในบทที่ 4 คือ มีค่าใกล้เคียงศูนย์เดซิเบล (0 dB) ดังการทดสอบในตารางที่ 6.10 และ 6.11 เมื่อพิจารณาผลการทดสอบจะพบว่าประสิทธิภาพในการวัดสัญญาณรบกวนทั้ง โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างของ LISN ที่นำเสนอเกือบเป็น 100 % หรือมีความถูกต้องอยู่ในระดับสูง แต่อย่างไรก็ดีการทดสอบการส่งผ่านสัญญาณรบกวนยังไม่เพียงพอในการพิสูจน์ถึงประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวน เนื่องจากยังเหลืออีกหนึ่งข้อกำหนดซึ่งมีความสำคัญยิ่งในการใช้งานจริงของ LISN ที่นำเสนอ คือ การรบกวนกันระหว่างการวัดสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.8 การทดสอบประสิทธิภาพการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

ในหัวข้อนี้เป็นการทดสอบตามข้อกำหนดสุดท้ายในการทดสอบวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำและจัดอยู่ในขั้นตอนการทดสอบที่ 4 ซึ่งเป็นการทดสอบเพื่อยืนยันผลจากการใช้งานจริงของ LISN ที่นำเสนอในการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างด้วยการทดสอบค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างทางสายตัวนำ (Common/Differential Mode Rejection Ratio: CM/DM RR) ซึ่งทางทฤษฎีแล้วค่า CM/DM RR ควรมีค่าต่ำที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่หากอ้างอิงค่าที่เหมาะสมโดยอาศัยมาตรฐาน CISPR 16-1 ในส่วนของ LISN ชนิดเคลดค่า CM/DM RR ควรมีค่าต่ำกว่า -20 dB เป็นต้นไป แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะอ้างอิงจากบทความวิจัยทางด้านอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า [26] – [30] คือ ควรมีค่าต่ำกว่า -40 dB เป็นต้นไปจึงจะเพียงพอในการยืนยันผลการวัดที่ได้ การทดสอบอาศัยลักษณะเดียวกันกับการทดสอบค่า CM/DM TR ดังรูปที่ 6.22 ผลที่ได้จากการทดสอบจะออกมาในลักษณะของค่าสแกนเตอร์พารามิเตอร์ (S_{11} , S_{22} , S_{31}) และ (S_{32}) และนำค่าดังกล่าวที่ได้จากการวัดไปคำนวณดังสมการ

$$CMRR \approx \frac{S_{31}}{1 + S_{11}} + \frac{S_{32}}{1 + S_{22}}$$

$$DMRR \approx \frac{S_{31}}{1 + S_{11}} - \frac{S_{32}}{1 + S_{22}}$$

หมายเหตุ: ค่า CMRR ทำการวัดที่ช่องสัญญาณออกของโหมคผลต่างและค่า DMRR ให้วัดที่ช่องสัญญาณด้านออกของโหมคผลร่วม

- วัตถุประสงค์ในการทดสอบ

1. เพื่อทราบค่าการตัดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างและโหมคผลร่วมของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ
2. เพื่อพิสูจน์คุณสมบัติของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำมาใช้ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
โครงข่ายรักษาเสถียรภาพที่นำเสนอ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

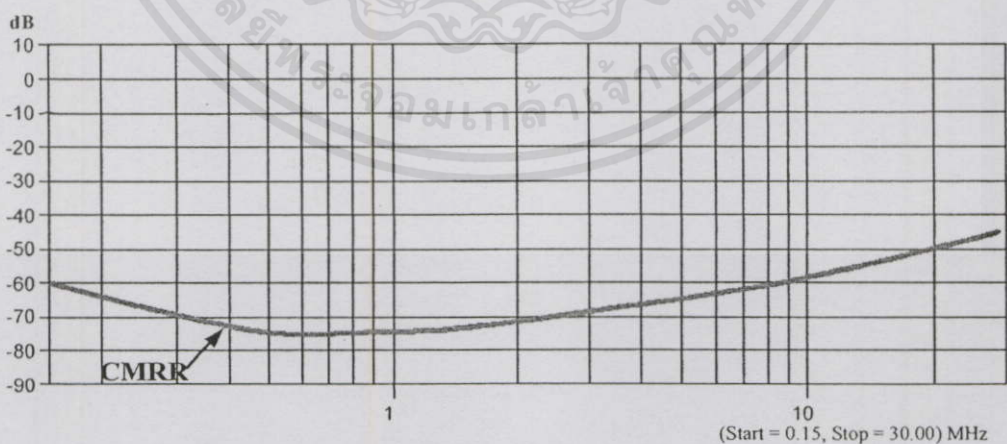
- เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

1. วงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำภายใน LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model)
2. เครื่อง Network Analyzer (รายละเอียดดังภาคผนวก ก)

- เงื่อนไขในการทดสอบ

1. ต่อ Port 1 ของ Network Analyzer เข้ากับด้านออกของ LISN ที่นำเสนอทั้งไลน์และนิวตรอล ซึ่งเป็นตำแหน่งเดียวกันกับด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวน
2. ต่อ Port 2 ของ Network Analyzer เข้ากับด้านออกของ LISN ที่นำเสนอทางด้านกรวดสัญญาณรบกวน โหมดผลต่าง เมื่อต้องการหาค่า CMRR และต่อเข้ากับด้านออกของ LISN ด้านกรวดสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วม เมื่อต้องการหาค่า DMRR
3. ต่อตัวเชื่อมต่อความต้านทาน 50Ω เข้ากับช่องสัญญาณออกอื่นๆ ที่ไม่ได้ทำการวัด
4. นำค่า (S_{11}, S_{22}, S_{31}) และ (S_{32}) ที่วัดได้แทนค่าในสมการเพื่อหาค่า CMRR และ DMRR

ค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โหมดผลร่วม (Common Mode Rejection Ratio: CMRR) ของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแสดงดังรูปที่ 6.26 และตารางที่ 6.12 ตามลำดับ



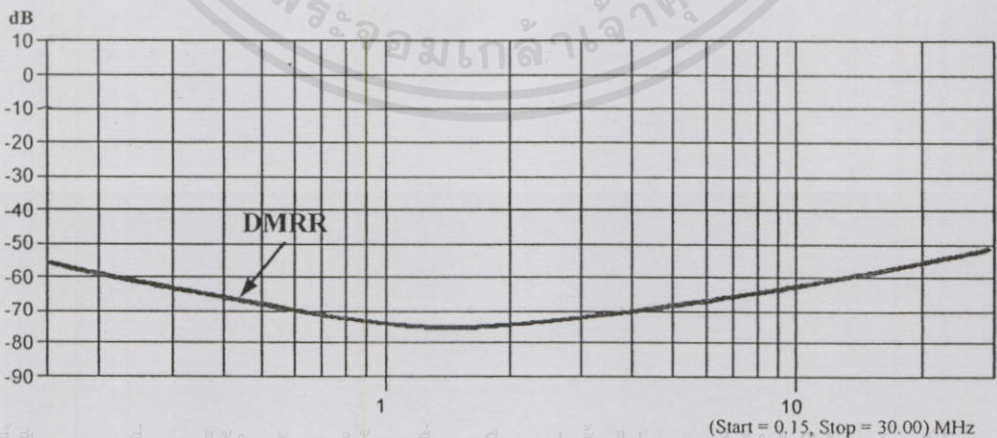
รูปที่ 6.26 ผลการทดสอบค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมดผลร่วมทางสายตัวนำ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.12 ค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมคผลร่วม (CMRR)

ความถี่ (Hz)	CMRR (dB)
150,000	-60.5682
200,000	-64.4955
400,000	-72.5391
600,000	-74.7847
600,000	-74.3781
1,000,000	-74.0346
2,000,000	-71.4385
3,000,000	-68.5886
4,000,000	-66.6917
5,000,000	-65.1312
6,000,000	-63.7423
7,000,000	-62.482
8,000,000	-61.3731
9,000,000	-60.3868
10,000,000	-59.2927
20,000,000	-51.5082
30,000,000	-46.6762

ค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมคผลต่าง (Differential Mode Rejection Ratio: DMRR) ของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแสดงดังรูปที่ 6.27 และตารางที่ 6.13 ตามลำดับ



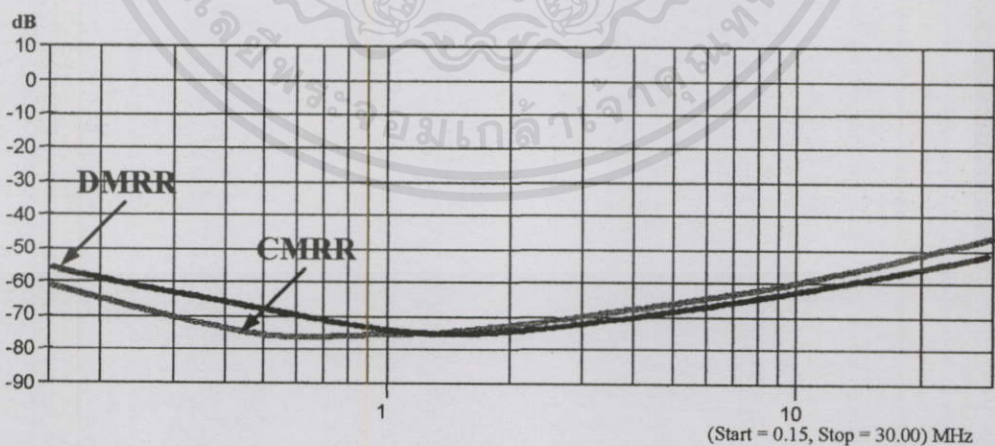
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 6.27 ผลการทดสอบค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลต่างทางสายตัวนำ

ตารางที่ 6.13 ค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำโหมคผลต่าง (DMRR)

ความถี่ (Hz)	DMRR (dB)
150,000	-55.45
200,000	-59.0048
400,000	-65.9132
600,000	-69.751
600,000	-72.4789
1,000,000	-74.2021
2,000,000	-74.5557
3,000,000	-72.0133
4,000,000	-70.0777
5,000,000	-68.3193
6,000,000	-66.8665
7,000,000	-65.574
8,000,000	-64.4478
9,000,000	-63.4086
10,000,000	-62.4578
20,000,000	-55.5591
30,000,000	-51.1202

เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างค่าการตัดสัญญาณโหมคผลรวมและโหมคผลต่างที่ได้จากการทดสอบจะ ได้ดังรูปที่ 6.28



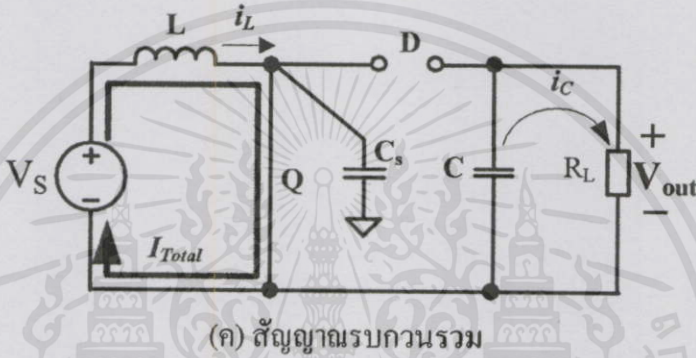
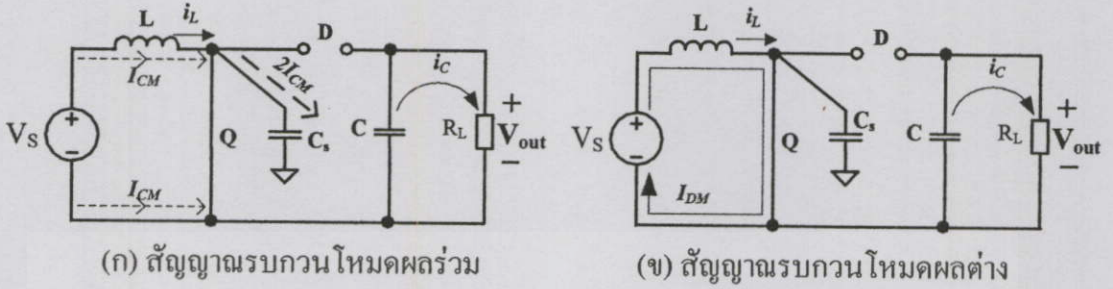
รูปที่ 6.28 การเปรียบเทียบผลการทดสอบค่าการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมคผลรวมและ โหมคผลต่างทางสายตัวนำ

สรุป ผลการทดสอบเพื่อหาค่าการตัดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง เป็นไปดังรูปที่ 6.26 – 6.28 โดยค่า CMRR มีค่าต่ำสุดอยู่ที่ประมาณ -74.8 dB และสูงสุดอยู่ที่ -46.7 dB โดยประมาณ ส่วนค่า DMRR มีค่าต่ำสุดอยู่ที่ -74.5 dB และสูงสุดอยู่ที่ -51.1 dB จากผลการทดสอบจะสังเกตได้ว่าประสิทธิภาพในการตัดสัญญาณรบกวนจะลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ซึ่งโดยรวมแล้วยังคงมีค่าต่ำกว่า -40 dB ทั้ง CMRR และ DMRR จึงสอดคล้องกับค่าที่อ้างอิงจากมาตรฐาน CISPR 16-1 รวมถึงค่าที่แนะนำจากงานวิจัยทางด้านอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนต่างๆ จึงสรุปได้ว่าวงจรแยกสัญญาณรบกวนที่ออกแบบขึ้นเพื่อใช้ใน LISN ที่นำเสนอ นั้นมีศักยภาพในการตัดสัญญาณรบกวนมากเพียงพอ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าการรบกวนระหว่างกัน (การวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและโหมคผลต่าง) ขณะทำการวัดน้อย

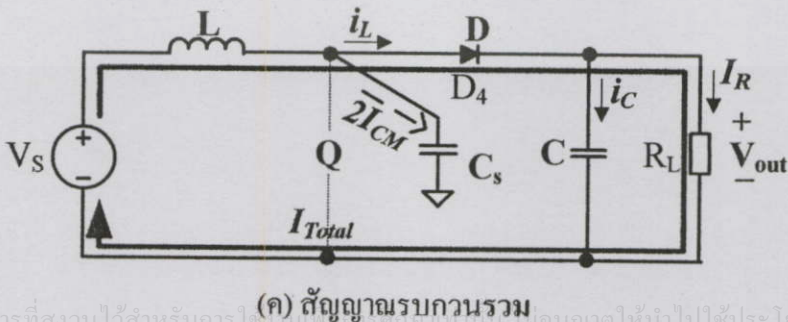
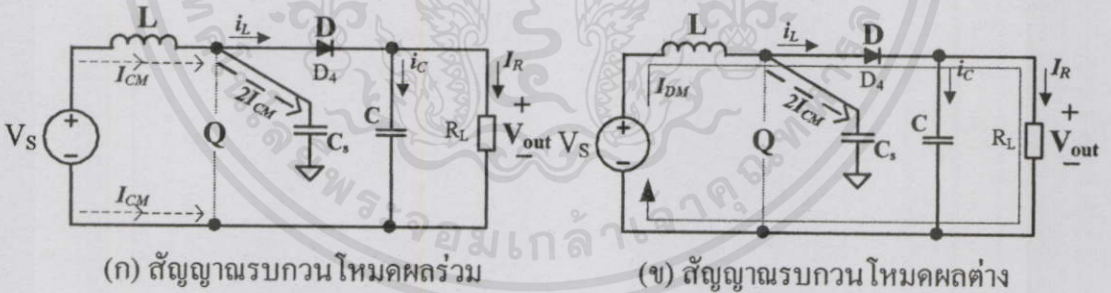


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานไว้จะทำการคายพลังงานออกโดยผ่านไดโอด และกระแสอินพุตที่จ่ายเข้าตัวเหนี่ยวนำจะแบ่งเป็นสองส่วน โดยส่วนหนึ่งทำการสะสมพลังงานให้กับตัวเก็บประจุและจ่ายให้กับโหลด ดังนั้นแรงดันของโหลดจึงเกิดจากผลของกระแสอินพุตรวมกับกระแสจากตัวเก็บประจุ



รูปที่ 6.30 ลักษณะของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรที่ระดับแรงดันแบบทั่วไปขณะสวิตช์เปิด (Q turn On)



รูปที่ 6.31 ลักษณะของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำของวงจรที่ระดับแรงดันแบบทั่วไปขณะสวิตช์ปิด (Q turn Off)

โดยการทดสอบขั้นตอนที่ 5 นี้แบ่งออกเป็น 2 หัวข้อ คือ 1. การทดสอบวัดผลสัญญาณรบกวนรวมทางสายตัวนำโดยเปรียบเทียบผลการทดสอบกับโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์เชิงพาสซีฟ และ 2. การทดสอบวัดผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างทางสายตัวนำ ดังนี้

เพื่อยืนยันถึงประสิทธิภาพในการใช้งานจริงของ LISN ที่นำเสนอ จึงทำการทดสอบวัดผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ารวมทางสายตัวนำทั้งทางด้านไลน์และนิวตรอล โดยทำการเปรียบเทียบผลการวัดที่ได้กับ LISN เชิงพาสซีฟ ซึ่งจากข้อมูลใน [21] ทำให้ทราบว่าค่าความไม่แน่นอน (Uncertainty) ของผลการทดสอบระหว่าง LISN ชนิดเดียวกันที่มีลักษณะ โครงสร้างหรือค่าองค์ประกอบภายในแตกต่างกันไม่ควรเกินกว่า 10 dB จึงจะการันตีได้ว่า LISN ที่ทำการออกแบบนั้นสามารถนำไปใช้ในการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบใดๆ ตามข้อกำหนดทางมาตรฐานด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าได้

- วัตถุประสงค์ในการทดสอบ

เพื่อทราบถึงความแตกต่างของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่วัดได้ เมื่อเปรียบเทียบ LISN ที่นำเสนอกับ LISN เชิงพาสซีฟ

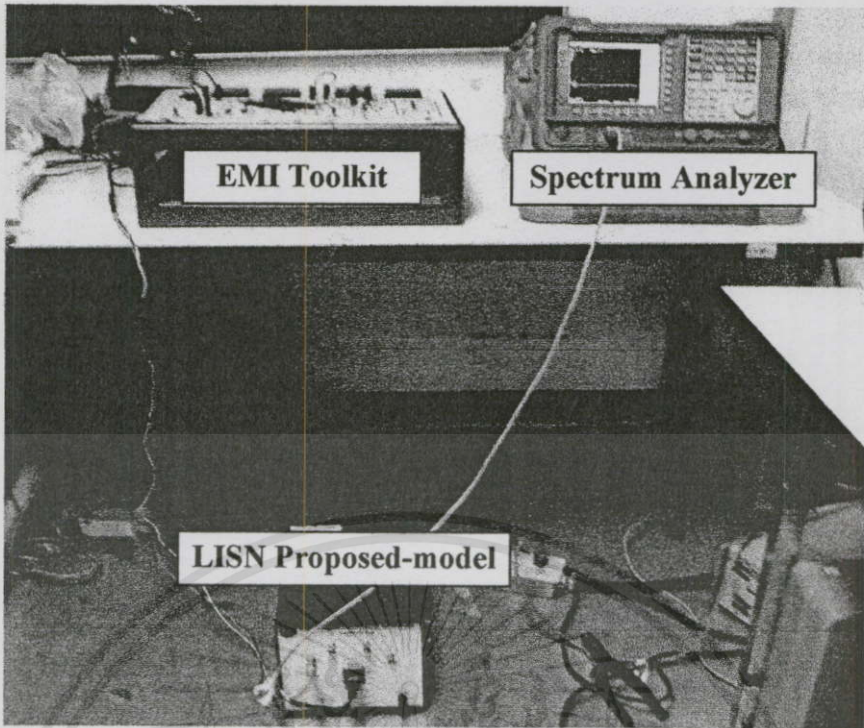
- เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

1. เครื่อง Spectrum Analyzer
2. LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model)
3. LISN เชิงพาสซีฟ (รายละเอียดดังภาคผนวก ก)
4. วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ (ทำหน้าที่เป็น Equipment Under Test: EUT)

- เงื่อนไขในการทดสอบ

1. วัดสัญญาณรบกวน Noise floor (สัญญาณก่อนที่ EUT ทำงาน) ของไลน์เทียบกราวด์ และนิวตรอลเทียบกราวด์ เปรียบเทียบที่ย่านความถี่ 9 kHz–30 MHz
2. วัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นหลังจาก EUT ทำงาน ของไลน์เทียบกราวด์ และนิวตรอลเทียบกราวด์ โดยวัดที่ 150 kHz–30 MHz ตามข้อกำหนดการทดสอบสัญญาณรบกวนทางสายตัวนำ CISPR 22 (Class B conducted)

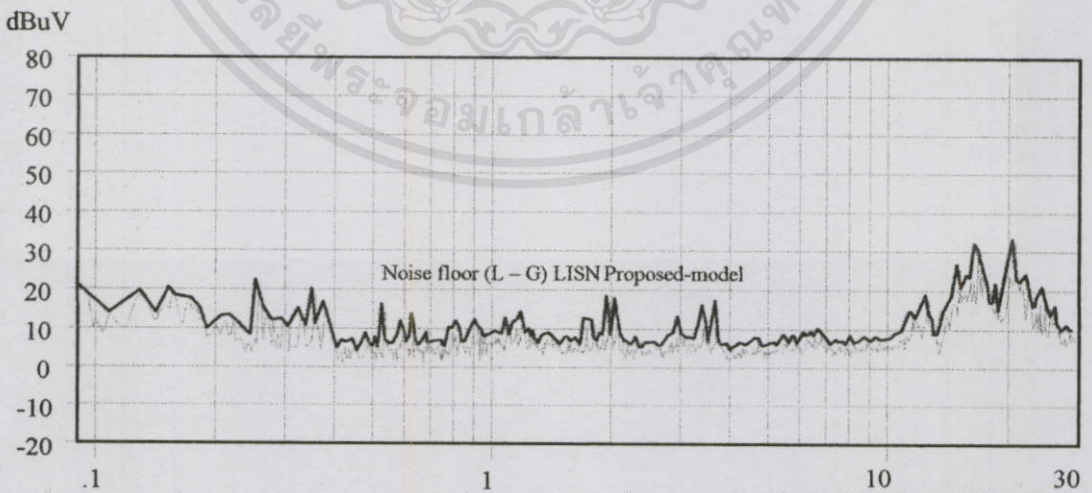
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเชิงวิชาการเท่านั้น มิใช่เพื่อเผยแพร่หรือเผยแพร่เชิงพาณิชย์
 การทดสอบมีลักษณะการจัดวางอุปกรณ์ดังรูปที่ 6.32 โดยอ้างอิงลักษณะการจัดวางตามมาตรฐาน CISPR 22 [20] มิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.32 การจัดวางอุปกรณ์เพื่อทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ารวมทางสายตัวนำ

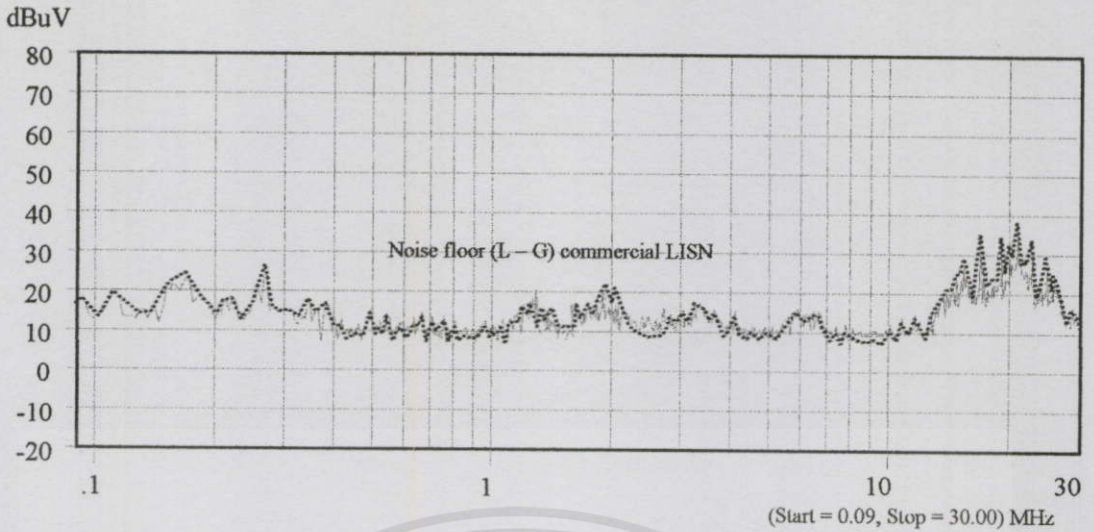
1. วัดสัญญาณรบกวน Noise floor (สัญญาณก่อนที่ EUT ทำงาน) ของไลน์เทียบกราวด์ และนิวตรอลเทียบกราวด์ เปรียบเทียบที่ย่านความถี่ 9 kHz–30 MHz

1.1 การวัดสัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านไลน์เทียบกราวด์ (L-G) ของ LISN ที่นำเสนอ และ LISN เชิงพาณิชย์ และทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบระหว่าง LISN ทั้งสอง

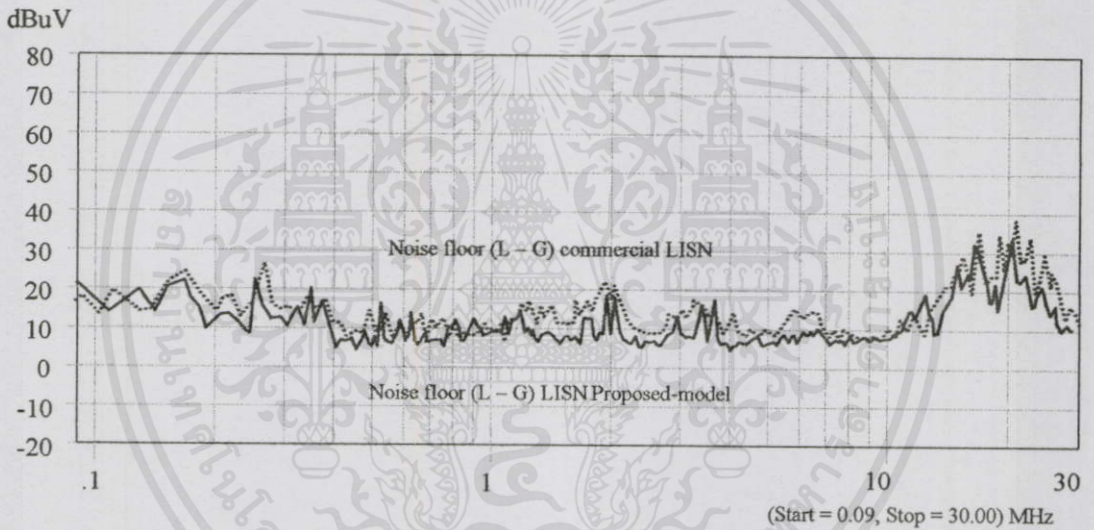


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้งานในทางอื่น

รูปที่ 6.33 สัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านไลน์เทียบกราวด์ (L-G) ของ LISN ที่นำเสนอ



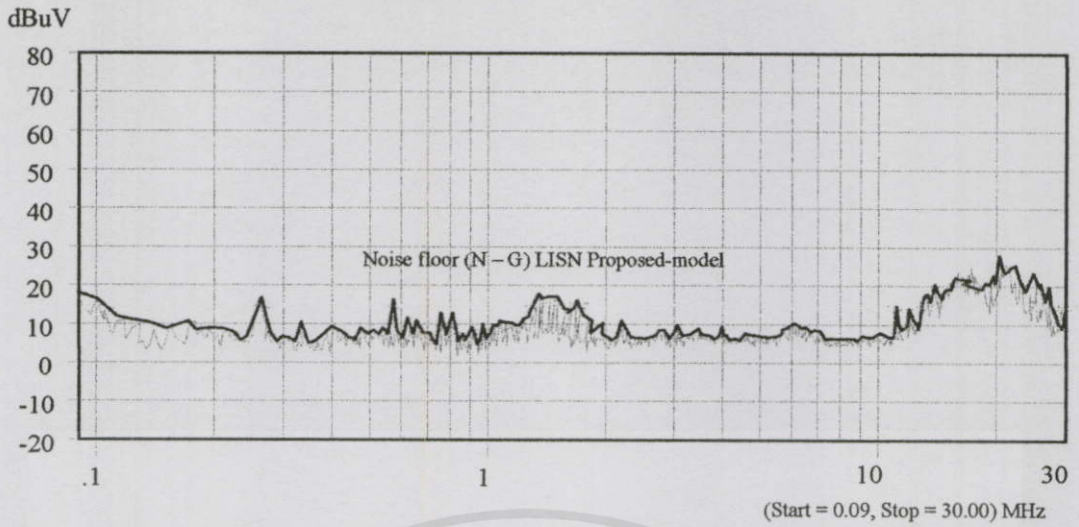
รูปที่ 6.34 สัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านไลน์เทียบกราวด์ (L-G) ของ LISN เชิงพาณิชย์



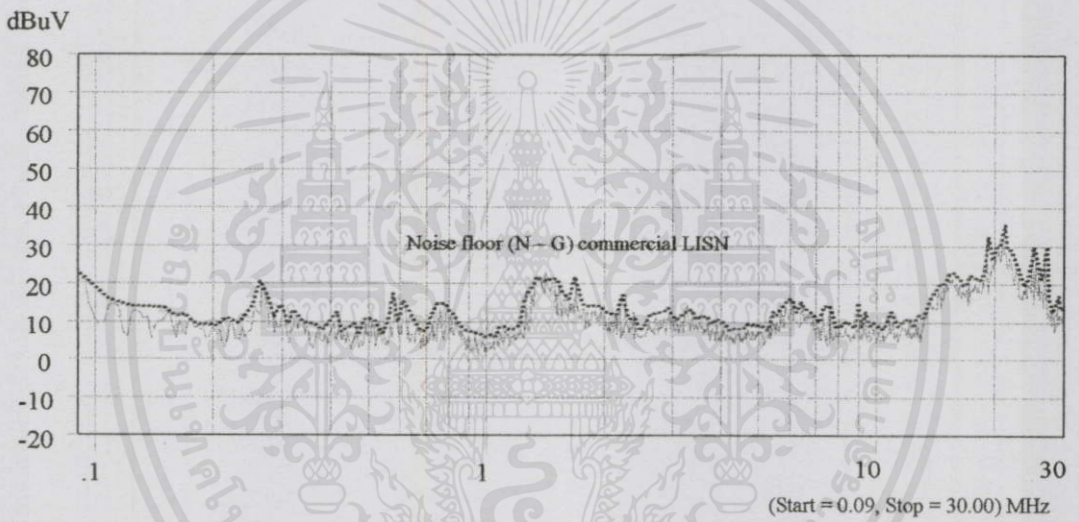
รูปที่ 6.35 การเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้าน
ไลน์เทียบกราวด์ (L-G) ระหว่าง LISN ที่นำเสนอและ LISN เชิงพาณิชย์

ผลเปรียบเทียบการวัดสัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านไลน์เทียบกราวด์ (L-G) ของ LISN ที่นำเสนอ และ LISN เชิงพาณิชย์ จะพบว่าสัญญาณที่ได้มีความใกล้เคียงกัน โดยค่าความแตกต่างของสัญญาณรบกวนสูงสุดอยู่ที่ 5 – 10 dB μ V โดยจุดที่มีค่าความแตกต่างกัน 10 dB μ V อยู่ที่ช่วงความถี่ประมาณ 25 MHz

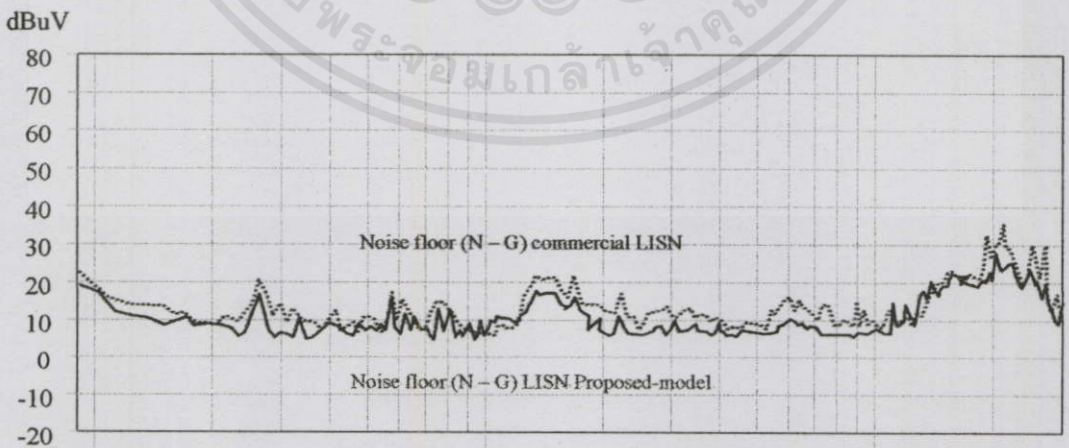
1.2 การวัดสัญญาณ Noise floor ทางด้านนิวตรอลเทียบกราวด์ (N-G) ระหว่าง LISN ที่นำเสนอและ LISN เชิงพาณิชย์ และทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบระหว่าง LISN ทั้งสอง



รูปที่ 6.36 สัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านนิวตรอลเทียบกราวด์ (N-G) ของ LISN ที่นำเสนอ



รูปที่ 6.37 สัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านนิวตรอลเทียบกราวด์ (N-G) ของ LISN เชิงพาณิชย์

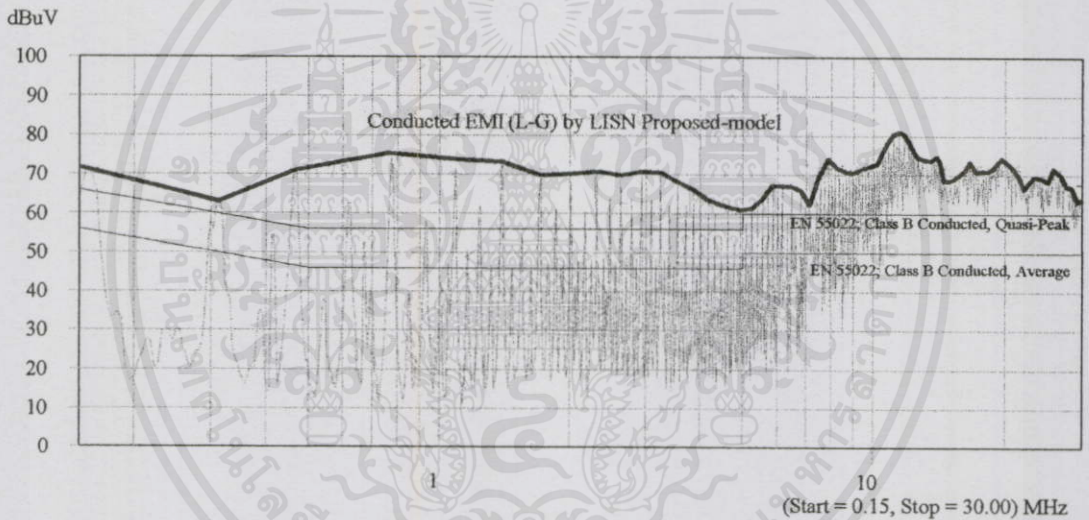


รูปที่ 6.38 เปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดสัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านไลน์เทียบกราวด์ (L-G) ระหว่าง LISN ที่นำเสนอ และ LISN เชิงพาณิชย์

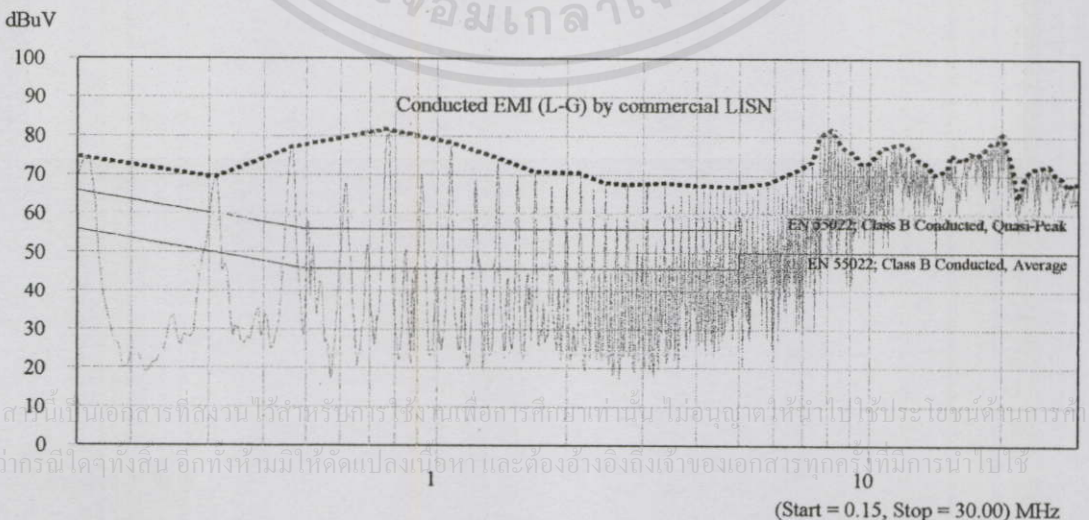
ผลเปรียบเทียบการวัดสัญญาณรบกวน Noise floor ทางด้านนิวตรอลเทียบกราวด์ (N-G) ของ LISN ที่นำเสนอ และ LISN เซิงพาณิชย์ จะพบว่าสัญญาณที่ได้มีความใกล้เคียงกันเช่นเดียวกับด้านไลน์กับกราวด์ โดยค่าความแตกต่างของสัญญาณรบกวนสูงสุดอยู่ที่ 5 dB μ V ในย่านความถี่ 9 kHz-20 MHz โดยจุดที่มีค่าความแตกต่างกัน 10 dB μ V อยู่ที่ช่วงความถี่ประมาณ 25 MHz เช่นเดียวกัน

2. วัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นหลังจาก EUT ทำงาน ของไลน์เทียบกราวด์ และ นิวตรอลเทียบกราวด์

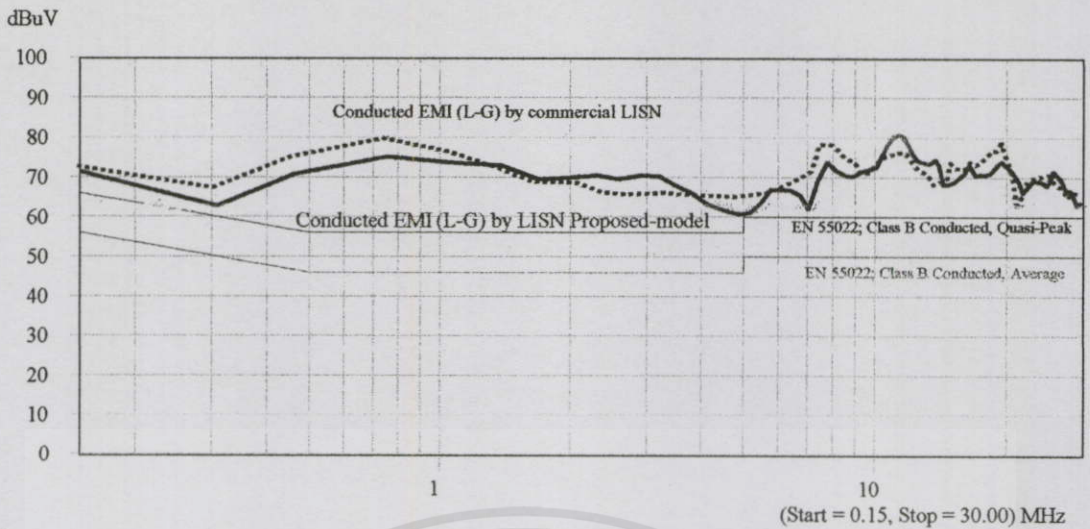
2.1 การวัดสัญญาณรบกวนทางด้านไลน์กับกราวด์ (L-G) ของ LISN ที่ นำเสนอและ LISN เซิงพาณิชย์ และทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบระหว่าง LISN ทั้งสอง หลังจาก EUT ทำงาน



รูปที่ 6.39 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำไลน์กับกราวด์ (L-G) ของ LISN ที่นำเสนอ



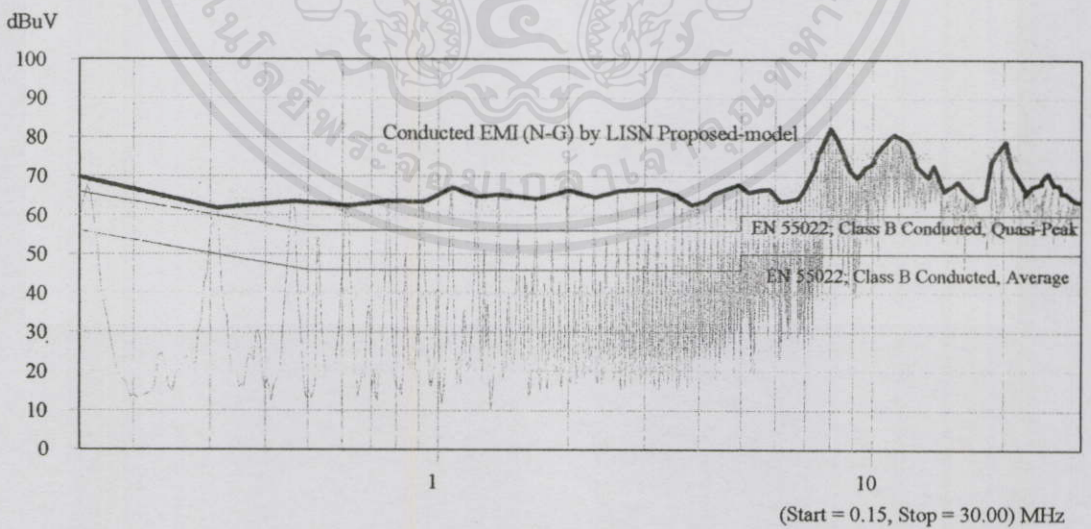
รูปที่ 6.40 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำไลน์กับกราวด์ (L-G) ของ LISN เซิงพาณิชย์



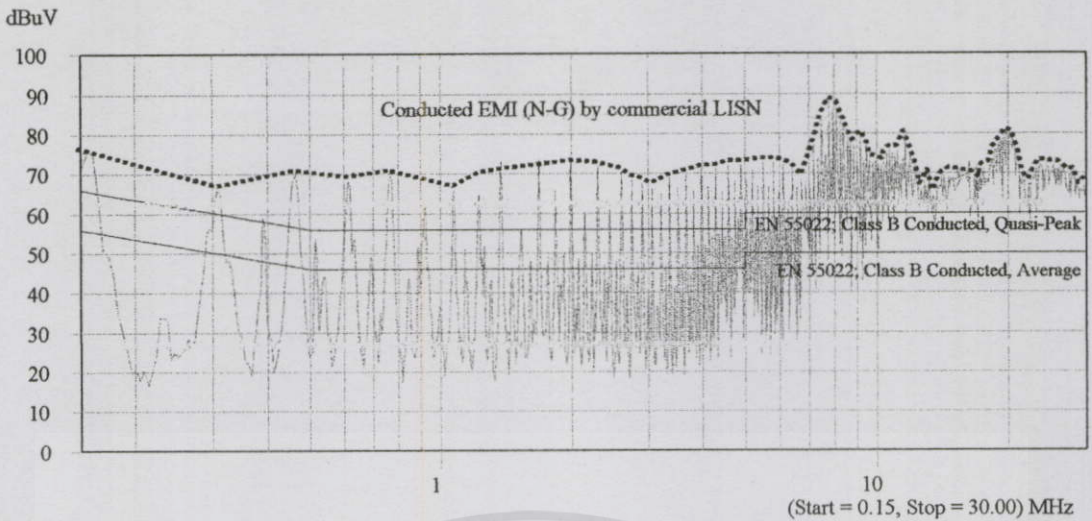
รูปที่ 6.41 การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำไลน์กับกราวด์ (L-G) ระหว่าง LISN ที่นำเสนอ และ LISN เชิงพาณิชย์

จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นถึงผลการวัดที่ใกล้เคียงกันระหว่าง LISN ทั้งสอง โดยค่าความแตกต่างสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 5 - 10 dB และต่อไปเป็นการทดสอบทางด้านนิวตรอลกับกราวด์

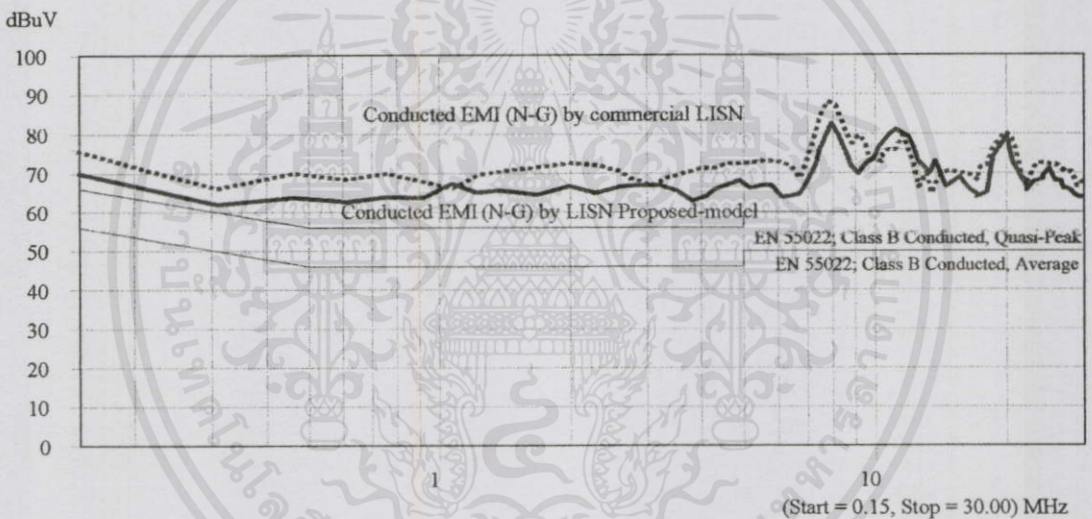
2.2 การวัดสัญญาณรบกวนทางด้านนิวตรอลกับกราวด์ (N-G) ของ LISN ที่นำเสนอ และ LISN เชิงพาณิชย์ และทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบระหว่าง LISN ทั้งสอง หลังจาก EUT ทำงาน



รูปที่ 6.42 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนิวตรอลกับกราวด์ (N-G) ของ LISN ที่นำเสนอ



รูปที่ 6.43 สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำนิวตรอลกับกราวด์ (N-G) ของ LISN เชียงพาณิชย์



รูปที่ 6.44 การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำทางด้านนิวตรอลกับกราวด์ (N-G) ระหว่าง LISN ที่นำเสนอ และ LISN เชียงพาณิชย์

สรุป เนื่องจากการทดสอบภายใต้ขอบเขตของ “The Expression of Uncertainty in EMC Testing” ในเอกสารอ้างอิง [21] หัวข้อ Emission กำหนดค่าความไม่แน่นอน (uncertainty) ของการทดสอบระหว่าง LISN ชนิดเดียวกันที่มีลักษณะ โครงสร้างและองค์ประกอบภายในแตกต่างกันไว้ที่ 5% หรือประมาณ 5 dB ซึ่งผลการทดสอบเปรียบเทียบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำระหว่าง LISN ทั้งสอง (LISN ที่นำเสนอและ LISN เชียงพาณิชย์) มีผลที่ใกล้เคียงกันอยู่ระหว่าง 5 – 10 dB μ V จากการสอบถามผู้เชี่ยวชาญในการทดสอบของสถาบันไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ได้กล่าวว่า ผลที่ได้จากการทดสอบในสภาวะแวดล้อมที่ของห้องที่ไม่ผ่านการกำหนดและตรวจสอบมาตรฐานของห้องทดสอบ (IEEE 17025) หากมีค่าความไม่แน่นอนอยู่ระหว่าง 5 – 10 dB μ V นั้น

สามารถเชื่อได้ว่า LISN ที่นำเสนอหรือการออกแบบขึ้นนั้นสามารถผ่านเงื่อนไขในการทดสอบตามมาตรฐาน นั้นย่อมาความถึง LISN ที่นำเสนอมีประสิทธิภาพเพียงพอที่สามารถนำไปใช้ในการทดสอบอิมพีแดนซ์ด้านออกทางค่าน์และนิวตรอล และมีผลการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนที่ใกล้เคียงกับ LISN เซึ่งพาณิชย์อยู่ภายใต้ขอบเขตความผิดพลาดที่สามารถยอมรับได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.10 การทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างด้วย โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

เนื่องจากการทดสอบในขั้นตอนที่ 4 ทั้ง 3 หัวข้อได้พิสูจน์ให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำไปแล้วข้างต้น ดังนั้นการทดสอบในหัวข้อนี้จึงเป็นการทดสอบเพื่อแสดงให้เห็นถึงแนวทางการใช้งานจริงของ LISN ที่นำเสนอ โดยอาศัยหลักการ ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีในการลดผลของสัญญาณรบกวน โหมคผลร่วม คือ การเชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อน (heat-sink) ลงกราวด์ และการต่อตัวเก็บประจุขนาด $2.2 \mu\text{F}$ ระหว่างสายตัวนำไลน์และนิวตรอลหรือเป็นที่รู้จักกันดีในวงจรกรองสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI filter) ที่ใช้ชื่อแทนตัวเก็บประจุดังกล่าวว่า “ C_x ” เมื่อต่อตัวเก็บประจุ C_x เพื่อกรองผลของสัญญาณรบกวนจะส่งผลกระทบต่อการรบกวนที่เกิดขึ้นจากโหมคผลต่างมากกว่าโหมคผลร่วม หลังจากนั้นทำการวัดผลของสัญญาณรบกวน โหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างที่เกิดขึ้น ก่อน/หลัง การเชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนและการต่อ C_x

- วัตถุประสงค์ในการทดสอบ

1. เพื่อทราบลักษณะการใช้งานจริงของ LISN ที่นำเสนอ ในการทดสอบหาผลของสัญญาณรบกวน โหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างทางสายตัวนำ
2. เพื่อให้เห็นถึงตัวอย่างในการผลของของสัญญาณรบกวน โหมคผลร่วมด้วยเทคนิคการเชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์

- เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ

1. เครื่อง Spectrum Analyzer
2. LISN ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model)
3. วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์
4. แผ่นระบายความร้อน
5. ตัวเก็บประจุ “ C_x ” ขนาด $2.2 \mu\text{F}$

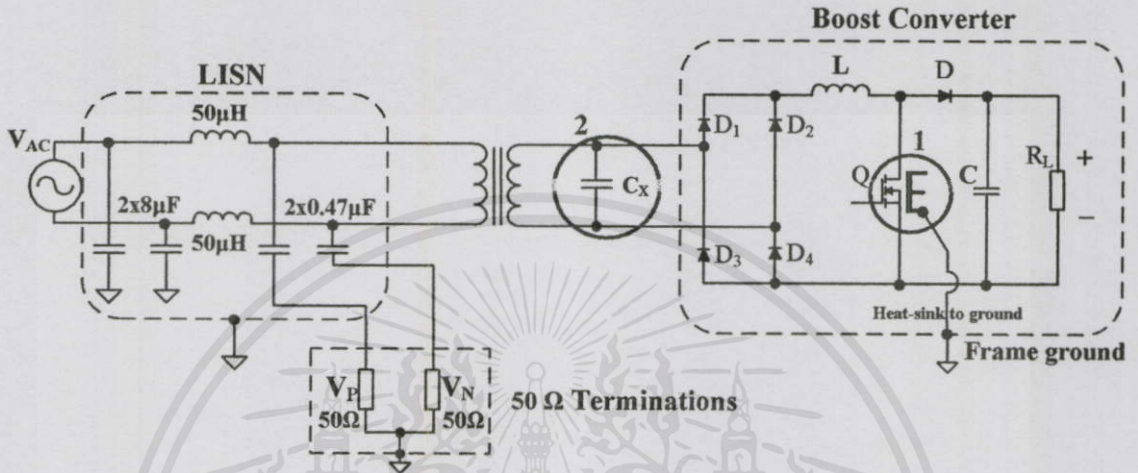
- เงื่อนไขในการทดสอบ

1. วัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมและ โหมคผลต่างทางสายตัวนำ ก่อนและหลังทำการเชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์ที่ย่านความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
150 kHz – 30 MHz
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกร้นำไปใช้

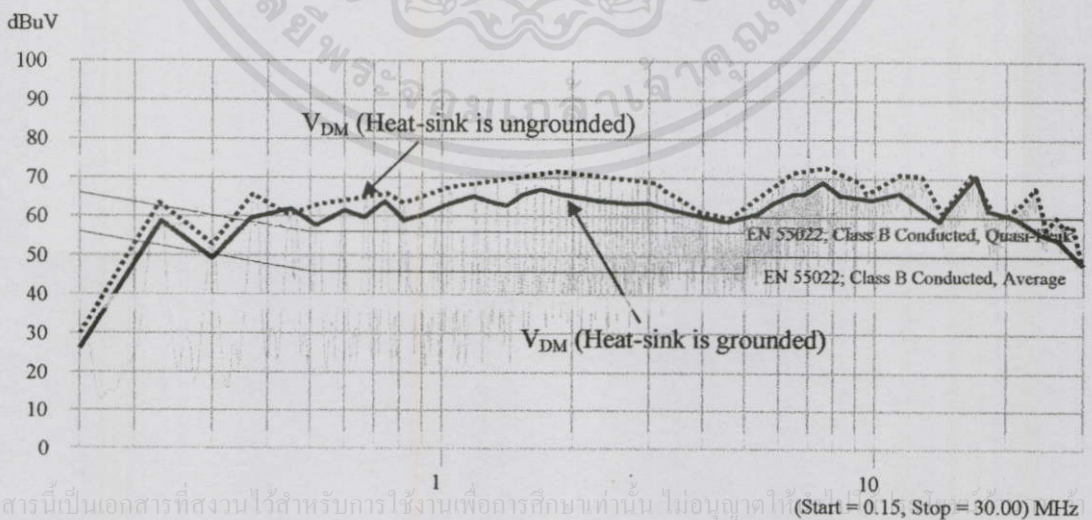
2. วัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างทางสายตัวนำ ก่อนและหลังทำการเชื่อมต่อตัวเก็บประจุขนาด $2.2 \mu\text{F}$ ที่ย่านความถี่ $150 \text{ kHz} - 30 \text{ MHz}$

โดยลักษณะการทดสอบโดยการต่อแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์และการต่อตัวเก็บประจุ C_X แสดงดังรูปที่ 6.45



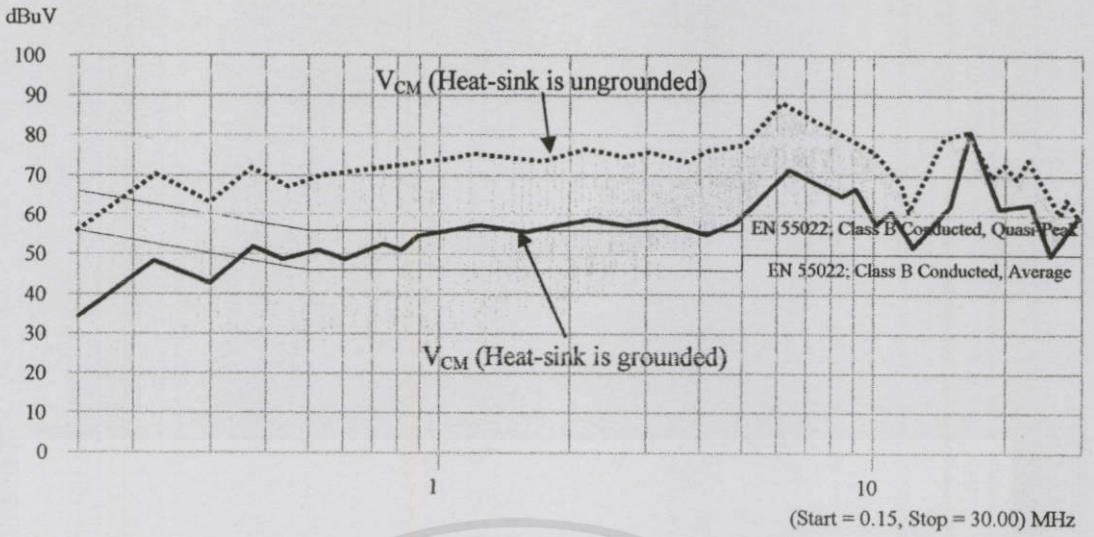
รูปที่ 6.45 วงจรสมมูลย์เงื่อนไขในการทดสอบวัดผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วม และ โหมดผลต่างทางสายตัวนำ

1. วัดเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างทางสายตัวนำขณะไม่ได้เชื่อมต่อและเชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนเข้ากับกราวด์ ผลการวัดที่ได้แสดงดังรูปที่ 6.46 และ 6.47 ตามลำดับ



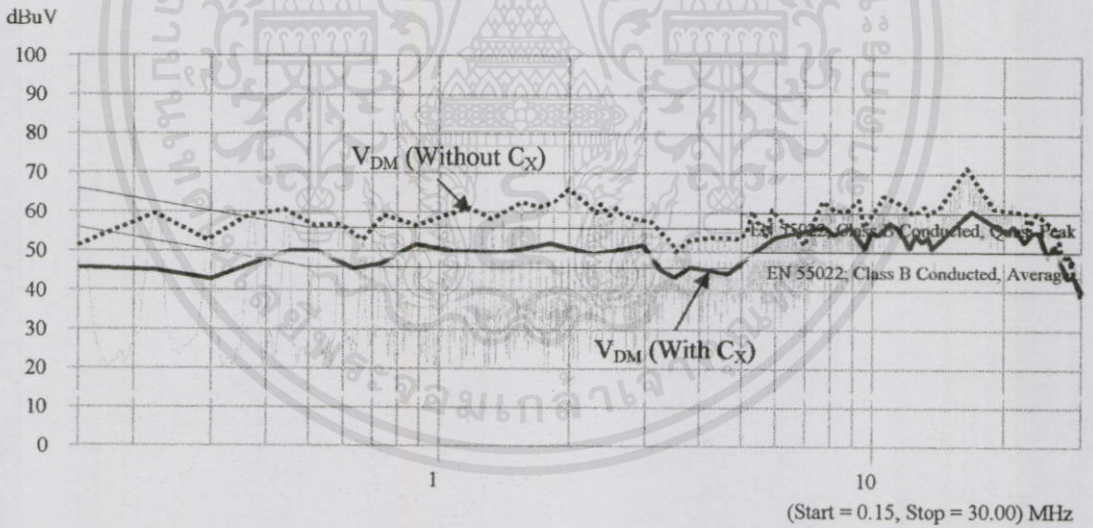
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ (Start = 0.15, Stop = 30.00) MHz

รูปที่ 6.46 การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างทางสายตัวนำขณะเชื่อมต่อ และ ไม่ได้เชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์



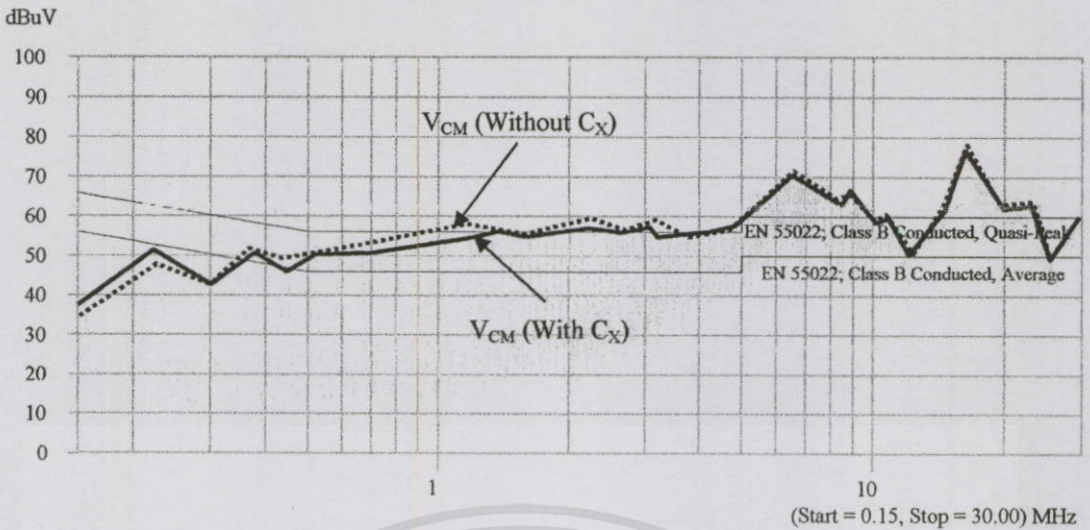
รูปที่ 6.47 การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมทางสายตัวนำขณะเชื่อมต่อ และ ไม่ได้เชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนลงกราวด์

2. วัดเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและ โหมดผลทางสายตัวนำขณะไม่ได้เชื่อมต่อและเชื่อมต่อตัวเก็บประจุ C_X ผลการวัดที่ได้แสดงดังรูปที่ 6.48 และ 6.49 ตามลำดับ



รูปที่ 6.48 การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างทางสายตัวนำขณะเชื่อมต่อ และ ไม่ได้เชื่อมต่อตัวเก็บประจุ C_X

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะณใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.49 การเปรียบเทียบผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมทางสายตัวนำขณะเชื่อมต่อและไม่ได้เชื่อมต่อตัวเก็บประจุ C_X

สรุป ผลการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างทางสายตัวนำสอดคล้องกับหลักการในการทดสอบทั้งสองวิธี โดยวิธีแรกเมื่อทำการเชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์ ผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมที่แสดงดังรูปที่ 6.47 มีค่าลดลงอย่างมาก (ประมาณ 20 – 25 dB μ V) ในขณะที่สัญญาณรบกวนโหมคผลต่างมีความเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย (5 dB μ V โดยประมาณ) เท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 6.46 เนื่องจากทางเดินกระแสของสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างนั้นสัมพันธ์กับสายตัวนำไลน์และนิวตรอลเป็นหลัก ซึ่งต่างจากทางเดินของกระแสโหมคผลร่วมที่ไหลผ่านกราวด์ ดังนั้นในการทดสอบวิธีที่สองเมื่อทำการต่อตัวเก็บประจุขนาด 2.2 μ F (C_X) เพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรกรองสัญญาณรบกวนเข้าในวงจรทำให้สามารถกรองสัญญาณรบกวนโหมคผลต่างลงได้ประมาณ 10 – 18 dB μ V ซึ่งตัวเก็บประจุทั่วไปหนึ่งองค์ประกอบมีประสิทธิภาพการกรองทางทฤษฎีประมาณ 20 dB/decade และผลของตัวเก็บประจุดังกล่าวแทบจะไม่มีผลต่อสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม (น้อยกว่า 5 dB μ V)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

บทที่ 6 ได้นำเสนอผลการทดลองและการวิเคราะห์ผลที่ได้จากการทดลองของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ (LISN Proposed-model) โดยแบ่งหัวข้อการทดสอบออกเป็น 5 ขั้นตอน

ขั้นตอนที่หนึ่ง เป็นการจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งถือได้ว่าเป็นการทดลองแรกเริ่มก่อนที่จะทำการออกแบบโครงข่าย เพื่อทราบถึงคุณลักษณะของค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของ LISN ที่นำเสนอ เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการเปลี่ยนแปลงค่าขององค์ประกอบบางส่วนจากเดิมที่แนะนำไว้ในมาตรฐาน CISPR 16-1 เพื่อความเหมาะสมในการใช้งานอุปกรณ์ไม่สามารถจัดหาองค์ประกอบบางชนิดได้ตรงตามข้อเสนอแนะ เช่น ตัวเก็บประจุ เป็นต้น ดังนั้นผลที่ได้จากการจำลองระบบจะทำให้ทราบถึงแนวโน้มของค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกว่าสอดคล้องกับขอบเขตที่มาตรฐานกำหนดไว้หรือไม่ เมื่อผลที่ได้จากการจำลองเป็นไปตามสมมติฐานที่ตั้งไว้ จึงทำการออกแบบโครงข่าย และนำโครงข่ายที่ได้ออกแบบเสร็จมาทดสอบ

ขั้นตอนที่สอง คือ การทดสอบตามเงื่อนไขของ LISN ที่มาตรฐานกำหนด โดยแบ่งออกเป็น การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออก และการทดสอบหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ซึ่งการทดสอบนี้มีความสำคัญอย่างยิ่งที่จะพิสูจน์ว่า LISN ที่นำเสนอสามารถนำไปใช้งานได้ตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดไว้หรือไม่ ซึ่งผลการทดสอบที่ได้สามารถยืนยันได้ว่า LISN ที่นำเสนอ ผ่านเงื่อนไขการทดสอบตามที่มาตรฐานได้กำหนดไว้โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกอยู่ในช่วง $50 \Omega \pm 20\%$ ตลอดช่วงความถี่ 150 kHz – 30 MHz ยิ่งไปกว่านั้นยังได้ทำการทดสอบในช่วงความถี่ 9 kHz – 150 kHz เพิ่มเติมเพื่อพิสูจน์ว่า LISN ที่นำเสนอสามารถรองรับการทดสอบอุปกรณ์ประเภทบริกิ้งส์สองสว่างตามมาตรฐาน CISPR 15 ได้ และผลการทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของ LISN ที่นำเสนอมีค่าต่ำสุดอยู่ที่ -8 dB และสูงสุดอยู่ที่ 0 dB โดยประมาณ ซึ่งถือได้ว่ามีการสูญเสียอยู่ในระดับต่ำ และสามารถเทียบเคียงได้กับ LISN เชิงพาณิชย์ที่มีจำหน่ายได้

ขั้นตอนที่ 3 คือ การทดสอบอุณหภูมิของตัวเหนี่ยวนำขณะจ่ายโหลดที่ 80% ของกระแสที่พิกัด ต่อเนื่องเป็นระยะเวลา 60 นาที เพื่อพิสูจน์ให้เห็นถึงคุณสมบัติของวัสดุที่นำมาใช้เป็นปลอกของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ ผลที่ได้คือ มีค่าอุณหภูมิสูงสุดอยู่ที่ 53 องศาเซลเซียส โดยประมาณเมื่อเวลาการทดสอบที่ 60 นาที แต่ถ้าหากนำ LISN ที่นำเสนอไปใช้งานจริงที่มีระยะเวลาในการทดสอบตามปกติ (15 – 30 นาที) จะสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดที่ 100% ของพิกัด หรือเท่ากับ 10 A ตามที่ได้ทำการคำนวณไว้

ขั้นตอนที่ 4 เป็นการทดสอบเพื่อพิสูจน์ถึงประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยแบ่งการทดสอบออกเป็น 3 หัวข้อ คือ การทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

ด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวน การทดสอบประสิทธิภาพการส่งผ่านสัญญาณรบกวน และการทดสอบประสิทธิภาพในการตัดสัญญาณรบกวน ผลการทดสอบในหัวข้อที่หนึ่ง ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าทั้งที่ขั้วต่อไลน์และนิวตรอลมีค่าใกล้เคียง 50 Ω มาก โดยค่าสูงสุดที่วัดได้มีค่าประมาณ 51 Ω ซึ่งเป็นค่าทางด้านนิวตรอล และมุมเฟสของด้านไลน์และนิวตรอลมีค่าต่ำกว่า 2 องศา และค่า S_{12} และ S_{21} มีค่าประมาณใกล้เคียงศูนย์ (≈ 0) ซึ่งพิสูจน์ว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวนเป็นอิสระจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอื่นๆ ที่นำมาต่อเข้ากับ LISN ที่นำเสนอ การทดสอบหัวข้อที่สอง ค่าอัตราการส่งผ่านสัญญาณรบกวนที่วัดได้ทั้ง โหมดผลร่วมและโหมดผลต่าง ผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงศูนย์ และสอดคล้องกับทฤษฎีในบทที่ 4 ส่วนการทดสอบหัวข้อที่สาม ค่าการตัดสัญญาณรบกวน เมื่อวัดสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมสามารถตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างได้โดยเฉลี่ย 60 dB โดยประมาณ และเมื่อวัดสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างสามารถตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมออกได้เฉลี่ย 60 dB เช่นเดียวกัน

ขั้นตอนที่ 5 ซึ่งเป็นขั้นตอนการทดสอบสุดท้าย คือ การนำ LISN ที่นำเสนอไปใช้ในการทดสอบจริงตามฟังก์ชันการทำงานของโครงข่ายที่นำเสนอ โดยแบ่งการทดสอบออกเป็น 2 หัวข้อ หัวข้อที่หนึ่งเป็นการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนรวมทางสายตัวนำด้านไลน์และนิวตรอล ผลการทดสอบจัดทำในรูปแบบการเปรียบเทียบกับ LISN เชิงพาณิชย์ ซึ่งผลที่ได้มีความแตกต่างระหว่าง LISN ที่นำเสนอและ LISN เชิงพาณิชย์ อยู่ประมาณ 5 - 10 dB μ V และหัวข้อที่สองท้ายเป็นการทดสอบวัดผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและโหมดผลต่างทางสายตัวนำที่กำหนดเงื่อนไขในการทดสอบโดยการเชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนเข้ากับกราวด์เพื่อแสดงให้เห็นถึงผลที่เกิดขึ้นกับสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมที่มีค่าลดทอนลงประมาณ 20 - 25 dB μ V ในทางตรงข้ามผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างแทบจะไม่เปลี่ยนแปลง เช่นเดียวกันกับการทดสอบต่อตัวเก็บประจุ C_x ระหว่างสายตัวนำไลน์และนิวตรอล เพื่อลดทอนสัญญาณรบกวน โหมดผลต่าง ผลที่ได้ทำให้สัญญาณรบกวน โหมดผลต่างลดลงประมาณ 10 - 18 dB μ V และผลของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมแทบจะไม่เปลี่ยนแปลง

ในบทถัดไปจะเป็นบทสรุป โดยจะกล่าวถึงขั้นตอนและกระบวนการทั้งหมดที่ได้ดำเนินงานวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ รวมถึงผลสรุปที่ได้จากงานวิจัย เพื่อชี้ให้เห็นถึงคุณประโยชน์ที่ได้จากงานวิจัยนี้ อีกทั้งขอเสนอแนะสำหรับการปรับปรุงและพัฒนาหรือสำหรับการศึกษาวิจัยต่อไป รวมทั้งปัญหาและอุปสรรคที่เกิดขึ้นในงานวิจัย เพื่อเป็นประโยชน์ต่อผู้ทำการศึกษาค้นคว้าสืบเนื่องต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาและออกแบบ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบใหม่สำหรับใช้ในการทดสอบและวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ที่มีจำนวน 4 ฟังก์ชันการทำงาน ประกอบด้วย การวัดสัญญาณรบกวนรวมทางด้านไลน์ การวัดสัญญาณรบกวนรวมทางด้านนิวตรอล การวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลต่าง และการวัดสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วม ซึ่งข้อดีของงานวิจัยชิ้นนี้ คือ ได้โครงข่ายรักษาเสถียรภาพที่ช่วยนักวิจัยในการแก้ไขปัญหาสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำที่มีความถูกต้องและเชื่อถือได้ มีการนำเสนอวัสดุที่มีความคงทนแข็งแรงแต่มีราคาข้อมเยาที่สามารถนำไปใช้เป็นปลอกให้กับการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ และฟังก์ชันการทำงานทั้งสี่แยกจากกันอย่างอิสระทำให้สามารถทดสอบได้พร้อมกัน ณ เวลาเดียวกัน

โดยเนื้อหางานวิจัยฉบับนี้เริ่มต้นจากการแนะนำทำความเข้าใจถึงทฤษฎีพื้นฐานทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าดังแสดงไว้ในบทที่ 2 ลำดับต่อมาได้นำเสนอความรู้เบื้องต้นของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ ทั้งชนิดของโครงข่าย ย่านความถี่ใช้งาน รวมถึงองค์ประกอบต่างๆ ในวงจรของโครงข่ายซึ่งทั้งหมดล้วนเป็นแบบพาสซีฟ ดังนั้นจึงนำเสนอข้อมูลของชนิดขององค์ประกอบแบบต่างๆ เพื่อที่จะได้ทำการเลือกใช้งานให้เหมาะสมกับย่านความถี่ในการออกแบบสำหรับองค์ประกอบที่สามารถหาซื้อได้ แต่จะมีเฉพาะตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศเท่านั้นที่ต้องทำการออกแบบขึ้น ดังนั้นจึงได้นำเสนอหลักการออกแบบทั้งตัวเหนี่ยวนำแบบชั้นเดียวและหลายชั้น รายละเอียดดังกล่าวได้อธิบายไว้ในบทที่ 3

ส่วนบทที่ 4 เป็นการอธิบายถึงทฤษฎี หลักการ และข้อกำหนดในการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ โดยทำการเรียบเรียงและเปรียบเทียบจากผลงานวิจัยที่ผ่านมา จากนั้นจึงนำความรู้และหลักการต่างๆ ไปใช้ในการออกแบบโครงข่ายจนกระทั่งสำเร็จ แต่กว่าจะได้โครงข่ายที่สมบูรณ์ตามต้องการนั้นได้ผ่านการปรับปรุงพัฒนาขึ้นจนแบ่งออก โครงข่ายที่ทำการออกแบบได้เป็น 3 แบบ คือ แบบแรก (LISN Model-1) เป็นการออกแบบเริ่มต้น โดยอาศัยหลักการที่ได้ศึกษามาจาก [10] – [11] กล่าวคือ เป็นการใช้โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์จำนวน 2 ชุดในการศึกษาการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งจากผลการทดสอบประสิทธิภาพของตัวโครงข่ายเองปรากฏว่าผลการทดสอบไม่เป็นไปตามข้อกำหนดของมาตรฐาน CISPR 16-1 ทางด้านอิมพีแดนซ์ด้านออก กอปรกับการศึกษาค้นคว้าเพิ่มเติมจาก [12] ทำให้ทราบว่า การใช้โครงข่าย 2 ชุดที่มีลักษณะ โครงสร้างหรือชนิดของอุปกรณ์ภายในแตกต่างกันจะทำให้ผลที่ได้มีค่าความไม่

แน่นอน (uncertainty) สูง จึงเป็นสาเหตุให้ทำการออกแบบโครงข่าย แบบที่สอง (LISN Model-2) ที่มีช่องวัดสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมสองช่อง เพื่อรองรับการป้อนสัญญาณรบกวนทางด้านไลน์และนิวตรอลให้กับอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวนที่ทำการศึกษา ซึ่งได้ผนวกเทคนิคการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศแบบเพิ่มช่องว่างอากาศระหว่างรอบ สุดท้ายเป็น โครงข่ายที่นำเสนอ (LISN Proposed-model) ซึ่งประกอบไปด้วยฟังก์ชันการทำงานดังที่ได้กล่าวข้างต้น ข้อมูลการออกแบบและข้อเสนอแนะในการปรับปรุงแก้ไข โครงข่ายแต่ละแบบได้นำเสนอไว้ในบทที่ 5

ส่วนบทที่มีความสำคัญยิ่งในการยืนยันผลการดำเนินงาน คือ บทที่ 6 การทดลองและการวิเคราะห์ผล ซึ่งการทดลองได้แบ่งออกเป็นขั้นตอนต่างๆ โดยแบ่งตามลักษณะของการทดสอบจำนวน 5 ขั้นตอน ในขั้นตอนแรกเป็นแสดงให้เห็นถึงการจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อทราบแนวโน้มจากการออกแบบ โดยใช้ค่าองค์ประกอบจริง ในขั้นตอนที่สองเป็นการทดสอบเพื่อพิสูจน์ประสิทธิภาพของโครงข่ายที่นำเสนอตามมาตรฐาน ซึ่งแบ่งออกเป็นทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออก และค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ส่วนขั้นตอนที่สามเป็นการทดสอบเพื่อพิสูจน์คุณสมบัติของวัสดุที่นำเสนอเพื่อใช้เป็นปลอกให้กับตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ ขั้นตอนี่สี่เป็นการทดสอบเพื่อการันตีความถูกต้องในการแยกสัญญาณรบกวน โดยแบ่งออกเป็น 3 การทดสอบตามข้อกำหนดของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน คือ การหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของอุปกรณ์แยกสัญญาณรบกวน ค่าการส่งผ่านสัญญาณรบกวน และค่าการตัดสัญญาณรบกวน สุดท้ายการทดสอบขั้นตอนที่ห้า เป็นการยกตัวอย่างให้เห็นถึงลักษณะการนำโครงข่ายที่นำเสนอไปใช้งานจริง โดยมีวงจรวีระดับแรงดัน (boost converter) เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ซึ่งได้กำหนดหัวข้อการทดสอบเป็น การหาผลของสัญญาณรบกวนรวมทางด้าน ไลน์และนิวตรอล และการหาค่าสัญญาณรบกวน โหมดผลรวมและ โหมดผลต่างทางสายตัวนำ นอกจากนี้ยังนำเสนอตัวอย่างในใช้งานโครงข่ายที่นำเสนอในการวิเคราะห์แนวทางการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนด้วยการใส่ตัวเก็บประจุและการต่อแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์

ซึ่งจากผลการวิจัยที่ได้ดำเนินการมาทั้งหมดนี้ สอดคล้องกับสมมติฐานเบื้องต้นที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 และเป็นไปตามความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ในเบื้องต้น ซึ่งสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

7.1 สรุปผลการวิจัย

แบ่งออกเป็นด้านต่างๆ โดยอ้างอิงและเปรียบเทียบจากผลการทดลองและขั้นตอนการทดลองดังบทที่ 6 ดังต่อไปนี้

7.1.1 สรุปผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

- 7.1.2 สรุปผลการทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก
- 7.1.3 สรุปผลการทดสอบอุณหภูมิของวัสดุที่นำมาใช้เป็นปลอกของตัวเหนียวนำแกนอากาศ
- 7.1.4 สรุปผลการทดสอบหาประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ
- 7.1.5 สรุปผลการนำโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอไปใช้ในงานจริงด้วยกรณีทดสอบตัวอย่าง

7.1.1 สรุปผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

เมื่อเปรียบเทียบผลการทดลองหัวข้อ 6.2 (การจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์) และหัวข้อ 6.3 (การทดสอบจริง) ปรากฏว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกระหว่างการจำลองและการทดสอบจริงมีค่าสอดคล้องใกล้เคียงกัน โดยในการทดสอบทำในช่วงย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz ที่ย่านความถี่ 9 kHz ผลการจำลองมีค่า 7 Ω โดยประมาณ ส่วนผลการทดสอบมีค่า 6.4 Ω ที่ความถี่ 150 kHz ผลการจำลองมีค่า 32.64 Ω และผลการทดสอบมีค่า 32.24 Ω และที่ความถี่ 30 MHz ผลการจำลองมีค่า 47.56 Ω และผลการทดสอบมีค่า 49.62 Ω จากผลการเปรียบเทียบดังกล่าวสรุปได้ว่า โปรแกรมที่ใช้จำลองการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกให้ผลที่ใกล้เคียงอย่างมากที่ช่วงความถี่ 9 kHz ถึงความถี่ต่ำกว่า 10 MHz แต่ในช่วงย่านความถี่ที่สูงขึ้นไปผลจากการจำลองที่ได้มีค่าคลาดเคลื่อนจากผลการทดสอบจริงเพิ่มขึ้น อันเนื่องมาจากการประกอบประเภทพาสซีฟ โดยเฉพาะอย่างยิ่งอุปกรณ์จำพวกตัวเหนียวนำและตัวเก็บประจุจะมีคุณลักษณะที่เปลี่ยนแปลงไปที่ย่านความถี่สูง ซึ่งในการจำลองด้วยโปรแกรมไม่ได้รวมปัจจัยดังกล่าวในการจำลองไว้

แต่อย่างไรก็ตามผลการทดสอบและการจำลองล้วนสอดคล้องกับข้อกำหนดตามมาตรฐาน CISPR 16-1 สำหรับโครงข่ายรักษาเสถียรภาพแบบ 50 Ω /50μH + 5 Ω ตลอดย่านความถี่ยิ่งไปกว่านั้นเมื่อทำการเปรียบเทียบผลการทดสอบระหว่างโครงข่ายรักษาเสถียรภาพที่นำเสนอและโครงข่ายเชิงพาสซีฟที่มีพิกัดทางเชิงกำลังไฟฟ้าเท่ากัน และเป็นโครงข่ายชนิดเดียวกัน ผลการเปรียบเทียบพบว่าโครงข่ายทั้งสองล้วนผ่านข้อกำหนดตามมาตรฐาน แต่โครงข่ายที่นำเสนอมีค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกเสถียรกว่าที่ย่านความถี่สูงตั้งแต่ 3 MHz เป็นต้นไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ฐานไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ดังนั้น โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอจึงผ่านการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทั้งทางค่านไลน์และนิวัตรอดตามข้อกำหนดของมาตรฐาน CISPR 16-1 ตลอดย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz

7.1.2 สรุปผลการทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก

ผลการทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอทางด้านไลน์และนิวตรอลมิชอบเขตอยู่ภายใต้ข้อกำหนดตามมาตรฐาน CISPR 16-1 โดยผลการทดสอบพบว่าแทบจะไม่เกิดค่าการสูญเสียขึ้นเลยในช่วงความถี่ 400 kHz ถึง 15 MHz โดยประมาณ และมีค่าการสูญเสียสูงสุดที่ความถี่ 9 kHz แต่ความสำคัญของค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก คือ ในการนำโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ไปใช้งานจริงจะต้องนำค่าการสูญเสียนี้นมาเป็นค่าชดเชยความถูกต้องให้กับผลการทดสอบ ดังนั้นที่ 9 kHz ผลการทดสอบที่ได้จะต้องถูกชดเชยด้วยค่า 7.6 dB โดยประมาณ และที่ความถี่ 30 MHz ต้องชดเชยเพิ่มเติมประมาณ 2 dB จึงจะให้ผลการทดสอบที่ถูกต้องได้ เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างโครงข่ายที่นำเสนอและโครงข่ายเชิงพาณิชย์ที่พิกัดเดียวกัน ผลปรากฏว่าโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกน้อยกว่าตลอดย่านความถี่ 9 kHz – 30 MHz

7.1.3 สรุปผลการทดสอบอุณหภูมิของวัสดุที่นำมาใช้เป็นปลอกของตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ

จากผลการทดสอบการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับโหลดต่อเนื่อง 8 A เป็นระยะเวลา 60 นาที วัสดุที่นำมาใช้เป็นปลอกให้กับตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ (Unplasticized polyvinyl chloride: PVC) มีความสามารถในการคงรูปและรองรับความร้อนของตัวเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจากการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับโหลดได้เป็นอย่างดี โดย ณ เวลาที่ 60 นาทีที่มีอุณหภูมิอยู่ที่ 53 °C โดยประมาณ ซึ่งขีดจำกัดตามมาตรฐานของวัสดุพีวีซีสามารถทนอุณหภูมิสูงสุด โดยยังคงรูปร่างไว้ได้ที่ 60 °C จากผลการทดสอบจึงสามารถสรุปได้ว่าโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอมีศักยภาพทางด้านการทนอุณหภูมิความร้อนอันเนื่องมาจากการใช้งานตามปกติได้ และรองรับการจ่ายกระแสไฟฟ้าตั้งแต่ 0 A ถึง 10 A ได้ตามพิกัดของโครงข่ายที่นำเสนอไว้ ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของการนำวัสดุพีวีซีมาใช้แทนวัสดุแบคคาไลท์ที่มีอยู่เดิม แสดงได้ดังตารางที่ 7.1

ตารางที่ 7.1 การเปรียบเทียบ ข้อดี/ข้อเสีย ระหว่างพีวีซีและแบคคาไลท์

	ข้อดี/ข้อเสีย	
	พีวีซี	แบคคาไลท์
1. การทนอุณหภูมิ	น้อยกว่า 60 °C	มากกว่า 60 °C
2. การกัดเซาะขึ้นรูป	สามารถทำได้	สามารถทำได้
3. น้ำหนัก	เบากว่า	หนักกว่า
4. ราคา	ถูก	แพง

7.1.4 สรุปผลการทดสอบหาประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ

การทดสอบหาประสิทธิภาพในการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำได้ผ่านข้อกำหนดทั้ง 3 ข้อของวงจรแยกสัญญาณรบกวน โดยมีความสอดคล้องกันระหว่างหลักการทางทฤษฎีและผลการทดสอบ ซึ่งผลการทดสอบตามข้อกำหนดทั้ง 3 แสดงได้ดังต่อไปนี้

1. ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรต้องมีค่าเป็น 50Ω และเป็นอิสระจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอื่น
2. สัญญาณรบกวน โหมดผลต่างที่วัดได้ต้องมีค่าเป็น $\left| \frac{V_{LG} - V_{NG}}{2} \right|$ และสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมที่วัดได้ต้องมีค่าเป็น $\left| \frac{V_{LG} + V_{NG}}{2} \right|$
3. การรบกวนกันของสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่างที่วัดได้ควรมีค่าน้อย

ข้อกำหนดที่ 1 ถูกพิสูจน์ด้วยการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและมุมเฟสของวงจรแยกสัญญาณรบกวน ส่วนการเป็นอิสระจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอื่นพิสูจน์ด้วยค่า S_{12} และ S_{21} โดยในการทดสอบจริงไม่จำเป็นต้องต่อชุดแยกสัญญาณ (Power Splitter) ใดๆเพิ่มเติม ดังนั้นผลการทดสอบที่ได้ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรแยกสัญญาณรบกวนจริงและเป็นอิสระจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนอื่น โดยผลที่ได้จากการทดสอบมีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าใกล้เคียง 50Ω ตลอดย่านความถี่ 150 kHz ถึง 30 MHz ส่วนมุมเฟสมีค่าใกล้เคียงศูนย์องศาทางด้านไลน์และมีค่าประมาณ 1 องศาสำหรับด้านนิวตรอล ตามลำดับ ส่วนค่า S_{12} และ S_{21} มีค่าประมาณใกล้เคียงศูนย์ ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีในบทที่ 4

ข้อกำหนดที่ 2 เป็นการทดสอบเพื่อหาความถูกต้องของผลการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่วัดได้ โดยถูกพิสูจน์ด้วยค่าอัตราการส่งผ่านสัญญาณรบกวนที่ต้องการวัดทั้งโหมดผลร่วมและ โหมดผลต่าง (CM/DM TR) ผลการทดสอบที่ได้มีค่า CMTR และ DMTR ใกล้เคียงศูนย์ ซึ่งสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎี ดังนั้นสรุปได้ว่าวงจรแยกสัญญาณรบกวนดังกล่าวสามารถให้ค่าอัตราการส่งผ่านใกล้เคียง 100 % จึงถือได้ว่ามีความถูกต้องของสัญญาณที่วัดได้ทั้งสองโหมด

ข้อกำหนดที่ 3 เป็นการทดสอบเพื่อยืนยันความถูกต้องของผลการแยกสัญญาณรบกวนเช่นเดียวกัน ซึ่งสอดคล้องกับค่าอัตราการส่งผ่านสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าในข้อกำหนดที่ 2 ดังกล่าวคือ ค่าอัตราการตัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมดผลร่วมและ โหมดผลต่าง (CM/DM RR) ผลที่ได้ คือ มีความสามารถในการตัดสัญญาณรบกวนโหมดผลต่าง เมื่อทำการ

วัดสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมได้เฉลี่ยประมาณ 60 dB (ได้สูงสุด 75 dB) และเช่นเดียวกันเมื่อทำการวัดสัญญาณรบกวน โหมดผลต่างสามารถตัดสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมออกได้เฉลี่ย 60 dB โดยประมาณและได้สูงสุดประมาณ 75 dB จากผลการทดลองดังกล่าวจึงสรุปได้ว่า มีค่าการรบกวนกันขณะทำการวัดสัญญาณรบกวนทั้งสอง โหมดเพียงเล็กน้อยสอดคล้องกับข้อกำหนดที่ 3

7.1.5 สรุปผลการนำโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอไปใช้งานจริงด้วยกรณีทดสอบตัวอย่าง

การทดสอบนำโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอไปใช้งานจริง โดยกำหนดเงื่อนไขการทดสอบ ซึ่งเป็นหลักการที่ทราบกันโดยทั่วไป คือ

การทดสอบที่หนึ่ง เป็นการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนรวมทางสายตัวนำทางด้านไลน์และนิวตรอล โดยอาศัยการเปรียบเทียบระหว่างโครงข่ายที่นำเสนอ (LISN Proposed-model) กับโครงข่ายเชิงพาสซีฟ โดยมีวงจรที่ระดับแรงดันเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน ผลที่ได้มีความแตกต่างอยู่ในช่วง 5 – 10 dB μ V เท่านั้น ซึ่งถือได้ว่าเป็นค่าความแตกต่างของสัญญาณในระดับที่ยอมรับได้

การทดสอบที่สอง คือ การวัดค่าสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมดผลร่วมและโหมดผลต่างทางสายตัวนำที่กำหนดเงื่อนไขในการทดสอบด้วยการเชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนกับกราวด์และการต่อตัวเก็บประจุระหว่างสายตัวนำไลน์และนิวตรอล (C_x) เนื่องจากเป็นที่ทราบกันดีว่าการเชื่อมต่อแผ่นระบายความร้อนเข้ากับกราวด์จะส่งผลในการลดสัญญาณรบกวนโหมดผลร่วมได้ดี ซึ่งจากผลการทดสอบปรากฏว่าสามารถลดสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วมลงได้ประมาณ 25 dB μ V ตลอดย่านความถี่ แต่แทบจะไม่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างที่วัดได้เลย และเมื่อต่อตัวเก็บประจุ (C_x) จะสามารถลดผลของสัญญาณรบกวนโหมดผลต่างลงไปได้ประมาณ 18 dB μ V และแทบจะไม่มีผลกับสัญญาณรบกวน โหมดผลร่วม ซึ่งสอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎีในการพิจารณาทิศทางการไหลของกระแสสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งสอง โหมด

7.2 สรุปข้อดีข้อเสียของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

ข้อดี 1. โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอสามารถนำไปใช้งานเพื่อการทดสอบอุปกรณ์ภายใต้การทดสอบ (Equipment Under Test: EUT) ที่มีพิกัดกระแสและแรงดันไฟฟ้าเท่ากับ 10 A และ 110/220 V ตามลำดับ

2. สามารถทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ารวมทางสายตัวนำทางด้านไลน์และนิวตรอลในช่วงความถี่ 9 kHz – 30 MHz ซึ่งผ่านการยืนยันด้วยผลการทดสอบภายในห้องทดสอบที่ได้รับการรับรองตามมาตรฐาน และโครงข่ายที่นำเสนอดังกล่าวสามารถครอบคลุมการ

ทดสอบประสิทธิภาพต่างๆภายใต้ข้อกำหนดของมาตรฐาน CISPR 15 (ประสิทธิภาพส่องสว่าง) และ CISPR 22 (ประสิทธิภาพทางด้านเทคโนโลยีสารสนเทศ)

3. สามารถวิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างทางสายตัวนำได้ที่ย่านความถี่ 150 kHz – 30 MHz โดยมีความถูกต้องของสัญญาณที่วัดได้ดังผลการยืนยันข้อกำหนดทั้งสามข้อข้างต้น

4. สามารถทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้ารวมทางสายตัวนำทางด้านไลน์และนิวตรอล ควบคุมไปกับการวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างได้พร้อมกัน ณ ช่วงเวลาเดียวกัน

5. ราคาถูกกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์เชิงพาณิชย์ในพิกัดเดียวกัน ซึ่งราคาอยู่ในช่วง 80,000 – 150,000 บาท แต่โครงข่ายที่นำเสนอมีค่าอุปกรณ์อยู่ที่ 6,000 บาท โดยประมาณ (ข้อมูล ณ ปี 2550) เมื่อรวมค่าการทดสอบเพื่อขอการรับรองตามมาตรฐาน CISPR 16-1 ประมาณ 25,000 บาท (ข้อมูลจากสถาบันไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์) ซึ่งก็ยังคงถูกกว่าโครงข่ายเชิงพาณิชย์อยู่มาก

ข้อเสีย 1. โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอไม่นำไปจ่ายโหลดที่พิกัด 10 A ต่อเนื่องนานเกินกว่า 60 นาที เนื่องจากจะเกิดความร้อนขึ้นที่ตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศจนอาจทำให้ปลอกที่ทำจากวัสดุพีวีซีเสื่อมสภาพได้

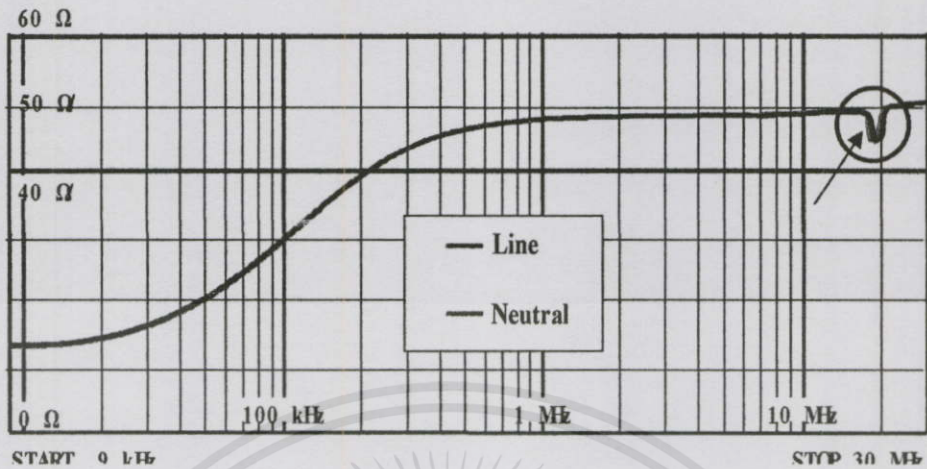
2. ไม่สามารถยืนยันผลที่ได้จากวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าโหมคผลร่วมและโหมคผลต่างที่ย่านความถี่ต่ำกว่า 150 kHz ได้ เนื่องจากขอบเขตของวงจรมแยกสัญญาณรบกวนไม่ครอบคลุมช่วงความถี่ดังกล่าว

7.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย

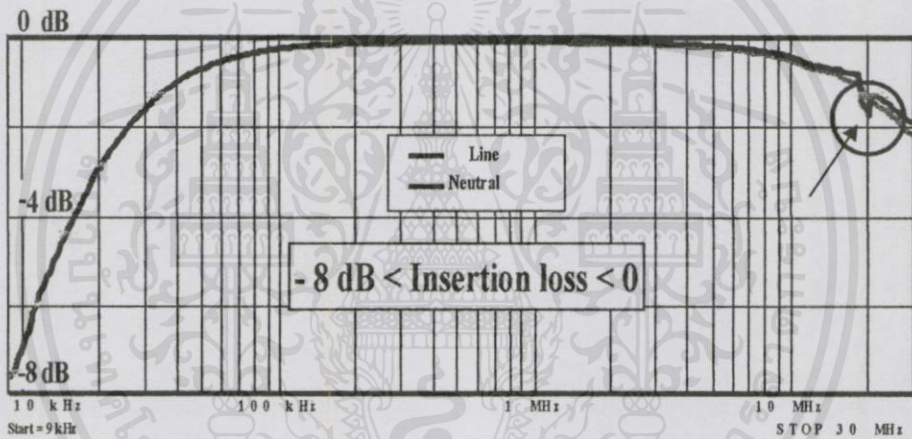
ประเด็นที่จะนำเพื่อเป็นข้อเสนอแนะในการศึกษาและพัฒนาต่อไป แบ่งได้ดังต่อไปนี้

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศ จากผลการทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพที่นำเสนอและผลการทดสอบค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกจะพบว่าที่ความถี่ประมาณ 25 MHz ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกและค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกมีค่าลดลง ดังแสดงในรูปที่ 7.1(ก) – (ข) จากคำแนะนำของ Prof. Suichi Nitta กล่าวว่าให้ทำการศึกษาถึงผลของการพันตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศแบบเพิ่มช่องว่างอากาศที่นำเสนอ โดยควรทำการวิเคราะห์ที่เจาะลึกถึงระยะช่องว่างที่เท่ากันหรือไม่เท่ากันในการพันแต่ละรอบ เพื่อหาความสัมพันธ์กับผลการทดสอบที่เกิดขึ้น ด้วยเหตุที่ว่าผลการทดสอบทั้งสองสอดคล้องกันย่อมแสดงถึงการ

ออกแบบองค์ประกอบภายในวงจร หรือก็คือตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศนั่นเอง ยิ่งไปกว่านั้นถ้าหากหาความสัมพันธ์ในรูปของสมการที่แน่นอนได้นั้น จะยิ่งเกิดประโยชน์ในการวิจัยสืบต่อไป



(ก) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านออกทางด้านไลน์และนิวทรัล



(ข) ค่าการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกทางด้านไลน์และนิวทรัล

รูปที่ 7.1 ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงและพัฒนาโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ

พิกัดของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่นำเสนอ ควรทำการศึกษาและออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่มีขีดความสามารถเพิ่มขึ้น ตัวอย่างเช่น นำเทคนิคในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกนอากาศนี้ไปออกแบบโครงข่ายที่สามารถจ่ายกระแสได้สูงขึ้น เพื่อรองรับอุปกรณ์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีพิกัดกระแสสูงขึ้น หรือพัฒนาไปใช้ในการออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์แบบสามเฟส (รองรับระดับแรงดัน 380 V) และผนวกฟังก์ชันในการวิเคราะห์ผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้า โหมคผลร่วมและโหมคผลต่างเพิ่มเติมเข้าไป หากประสบความสำเร็จจะทำให้สามารถออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสมกับทุกสภาพการทดสอบและวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำได้

7.4 ปัญหาและอุปสรรคในงานวิจัย

งานวิจัยที่นำเสนอในปริชญาณิพนธ์ฉบับนี้ก็จะผ่านพ้นและสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีนั้น ประสบปัญหาและอุปสรรคในการดำเนินงานหลายกรณี โดยจะนำเสนอเพื่อเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่ต้องการทำการศึกษาวิจัย ปรับปรุงและพัฒนาสืบต่อไป โดยแบ่งออกเป็นประเด็นสำคัญๆ ดังต่อไปนี้

ด้านเครื่องมือ ดังรายละเอียดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพบว่าในการทดสอบเพื่อยืนยันถึงประสิทธิภาพของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์และการแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ จำเป็นต้องใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) ซึ่งเป็นเครื่องมือที่มีราคาสูงมากเครื่องหนึ่ง ดังนั้นจึงต้องอาศัยความอนุเคราะห์จากสถาบันผู้ให้การทดสอบตามมาตรฐาน ซึ่งในกรุงเทพฯ มีเพียงสองหน่วยงานหลัก คือ สถาบันไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ และศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ เท่านั้น แนวทางการแก้ไขปัญหาดังกล่าวผู้วิจัยได้ขออนุมัติเพื่อเป็นนักศึกษาฝึกงานประจำสถาบันไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์เป็นระยะเวลา 3 เดือน เพื่อเรียนรู้การใช้งานเครื่องมือวัดและเก็บผลการทดลองเบื้องต้นจากเครื่องมือดังกล่าว เมื่อพ้นระยะเวลาการฝึกงานแล้ว เมื่อมีความจำเป็นต้องทดสอบเพื่อตรวจทานผลการปรับปรุงวงจรจะอาศัยความอนุเคราะห์จากศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์แทนเนื่องจากสะดวกในเรื่องของสถานที่ตั้ง

ด้านอุปกรณ์ แบ่งออกเป็นสองส่วน คือ อุปกรณ์สำหรับโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์และอุปกรณ์สำหรับวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำ ซึ่งอุปกรณ์สำหรับโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์นั้น ไม่สามารถจัดหาได้ตรงตามคำแนะนำดังมาตรฐาน CISPR 16-1 ครบทุกชิ้น เนื่องจากตัวเก็บประจุขนาด 8 μF และ 3 μF ไม่สามารถจัดหาได้ ยิ่งไปกว่านั้นยังได้ทำการประยุกต์วงจรไปจากเดิม ดังนั้นการจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์จึงมีความสำคัญในการหาแนวโน้มที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ดังกล่าว และในส่วนของวงจรแยกสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีความยากลำบากในส่วนของหม้อแปลงช่วงความถี่กว้าง ที่ต้องสั่งซื้อจากต่างประเทศ เนื่องจากไม่มีการผลิตและจัดจำหน่ายภายในประเทศ และการออกแบบด้วยมือนั้นก็ไม่สามารถได้หม้อแปลงที่มีขนาดเล็กเทียบเท่า อีกทั้งค่าการสูญเสียเมื่อตอบสนองการใช้งานย่านความถี่สูงก็มีมากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Henry W. Ott, **Noise Reduction Technique in Electronic Systems**, Second Edition, Wiley & Sons, 1988.
- [2] C.I.S.P.R. 16-1, *Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods*, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 1999.
- [3] Tim Williams and Keith Armstrong, **EMC for Systems and Installations**, Oxford: Newnes. Inc., 2000.
- [4] Jasper J. Goedbloed, **Electromagnetic Compatibility**, Prentice Hall International (UK) Ltd., 1990.
- [5] Tihanyi, László, **Electromagnetic Compatibility in Power Electronics**, *IEEE Press*, 1995.
- [6] V. Prasad Kodali, **Engineering Electromagnetic Compatibility**, Principles, Measurements and Technologies” *IEEE Electromagnetic Compatibility Society, IEEE press*, 1996.
- [7] Shou Wang, “Characterization and Cancellation of High-Frequency Parasitics for EMI Filters and Noise Separators in Power Electronics Applications”, The degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2005.
- [8] David Morgan, **A handbook for EMC testing and measurement**, Peter Peregrinus Ltd., 1994.
- [9] Tim Williams, **EMC for Product Designers**, Newnes, Second Edition, 1996.
- [10] Kayhan Gulez et al., “Source Current Type Active Filter Application with Double-LISN for EMI Noise Problem in Induction Motor Control Systems”, *SICE 2002*, pp. 935 – 940.
- [11] Kayhan Gulez et al., “An Approximation to EMI Noise Problem to Design an Approximate EMI Filter Including Double-LISN”, *IECON 2001*, pp. 1237 – 1242.

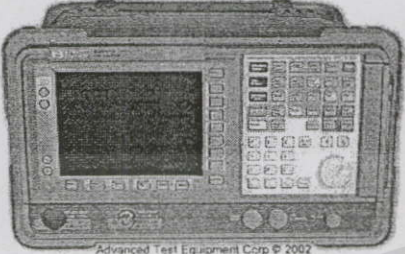
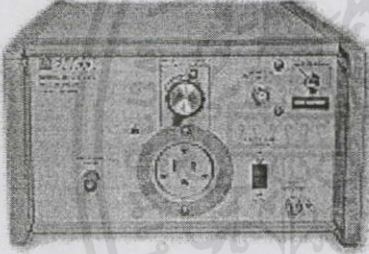

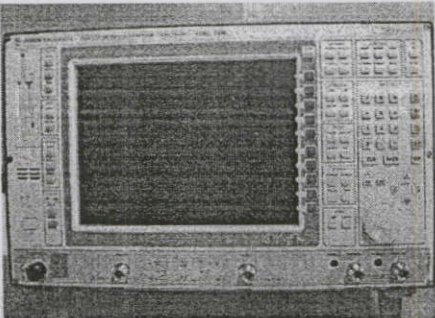
- [12] Tomasin P., Zuccato A., Florean D., "Undesired Uncertainty in Conducted Full-Compliance Measurements: A Proposal for Verification of Conformity of LISN Parameters According to the Requirements of CISPR16-1", *IEEE on EMC. 2001*, vol. 1, pp.7 – 12.
- [13] ETS-Lindgren, (2007), *EMC Product Line – LISNs*, [Online], Available: <http://www.ets-lindgren.com/>
- [14] PC in Control, (2004), *Resistor Types*, [Online], Available: <http://www.pc-control.co.uk/resistor-types.htm>
- [15] รศ. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธิ์เศรษฐ์, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง, พิมพ์ครั้งที่ 3, กทม., โรงพิมพ์ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ.พรินต์, 2547.
- [16] Chonburi Technical College, (9-08-2007), *ตัวเหนี่ยวนำ*, [Online], Available: <http://www.chontech.ac.th/~electric/e-learn/unit8/unit8.htm>
- [17] Department of Electronic Engineering, (2005), *Producing wound compnents*, [Online], Available: <http://www.ee.surrey.ac.uk/Workshop/advice/coils/>
- [18] F. Langford-Smith, **Radio Designer's Handbook**, Newnes, Fourth Edition 1953, Revised 1976.
- [19] มาตรฐานอุตสาหกรรม, (มอก. 216 2520), *ท่อพีวีซีแข็งสำหรับใช้ร้อยสายไฟฟ้าและสายโทรศัพท์*, สำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม (สมอ.)
- [20] C.I.S.P.R. 22, *Informaion technology equipment – Radio disturbance characteristics – Limits and methods of measurement*, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 1997.
- [21] LAB 34, *The Expression of Uncertainty in EMC Testing*, United Kingdom Accreditation Service (UKAS), Edition 1, August 2002.
- [22] Clayton R. Paul and Keith B. Hardin, "Diagnosis and Reduction of Conducted Noise Emissions", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 30, no. 4, pp. 553-560, Nov 1988.
- [23] Mark J. Nave, "A Novel Differential Mode Rejection Network for Conducted Emissions Diagnostics", *IEEE National Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 223–227, May 1989.

- [24] ETS LINDGREN, "Current Probe Manuals, Model 94111 series", April 2003.
- [25] Mark J. Nave, **Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies**, Van Nostrand Reinhold, New York, 1991.
- [26] Ting Guo, Dan Y. Chen and Fred C. Lee, "Separation of the Common-Mode and Differential-Mode-Conducted EMI Noise", *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 11, no. 3, pp. 480-488, 1996.
- [27] Hsin-Lung Su and Ken-Huang Lin, "Computer-Aided Design of Power Line Filters with a Low Cost Common and Differential-Mode Noise Diagnosis Circuit", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 1, pp. 511-516, Aug 2001.
- [28] M. Chiado Caponet, F. Profumo, L. Ferraris, A. Bertoz and D. Marzella, "Common and Differential Mode Noise Separation: Comparison of two Different Approaches", *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 3, pp. 1383-1388, June 2001.
- [29] Marco Chiado Caponet and Francesco Profumo, "Devices for the Separation of the Common and Differential Mode Noise: Design and Realization", *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) Seventeenth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 100-105, March 2002.
- [30] Shou Wang, Fred. C Lee and Willem Gerhardus Odendaal, "Characterization Evaluation, and Design of Noise Separator for Conducted EMI Noise Diagnosis", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 974-982, July 2005.
- [31] Clayton R. Paul, **Introduction to Electromagnetic Compatibility**, Wiley-Interscience, A John Wiley & Sons, Inc., publication, 1992.
- [32] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์, วิศวกรรมไมโครเวฟ, สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, พิมพ์ครั้งที่ 2, 2539.
- [33] David M. Pozar, **Microwave Engineering 3rd Edition**, John Wiley & Sons, Inc., publication, 2005.
- [34] Agilent AN154 S-Parameters Design Application Note, Agilent Technologies, 2000.
- [35] D. Sakulhirirak and at al., "An Affordable Line Impedance Stabilization Network Design for Academic Laboratory Institution", *The 2006 International ECTI conf.*, pp. 837-840, May 2006.

- [36] คำรง สกุลศิริรักษ์, วุฒิพล ชาราธิ์รเศรษฐ์, วีระเชษฐ์ ชันเงิน และณรงค์ อยู่ถนอม, “การวิเคราะห์และออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์สำหรับห้องวิจัยความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าขนาดเล็ก”, *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 29*, section PW74, หน้าที่ 293-296, พฤศจิกายน 2549.
- [37] D. Sakulhirirak, V. Tarateeraseth and W. Khan-ngern, “The Analysis and Design for Line Impedance Stabilization Network for an In-house Laboratory”, *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics (CEEM)*, vol. 1, section 2P4-11, pp. 232-234, Aug 2006.
- [38] D. Sakulhirirak, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern and N. Yoothanom, “Design of High Performance and Low Cost Line Impedance Stabilization Network for University Power Electronics and EMC Laboratories”, *PEDS conf.*, pp. 284-289, Nov 2007.
- [39] Electronics Lab. [Online]. Available: <http://www.electronics-lab.com/downloads/schematic/013/>
- [40] W. Khan-ngern and V. Tarateeraseth, “Self-learning EMC Toolkit for Electronic and Electrical Engineers”, *ICEMC conf.*, session 3C-1, July 2005.

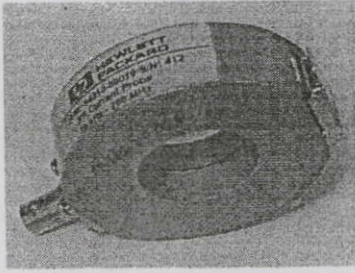


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปถ่าย	รายละเอียดบางส่วน
<p>EMC Analyzer รุ่น HP / Agilent E7401A</p>  <p>Advanced Test Equipment Corp © 2002</p>	<p>Frequency Range: * 50 ohms: 9 kHz to 1.5 GHz</p> <p>Sweep Time: * Span > 0 Hz: 1 ms to 4000 s * Span = 0 Hz: 10 μs to 4000 s * Option AYX: 50 ns to 4000 s</p> <p>Resolution Bandwidth: 10 Hz to 3 MHz (-3 dB)</p> <p>Video Bandwidth Range: 30 Hz to 3 MHz</p>
<p>LISN (Line Impedance Stabilization Networks) รุ่น EMCO3810-2HP / Agilent 11967D</p> 	<p>Lines Plus Ground: 2</p> <p>Frequency Range: 9 kHz - 30 MHz</p> <p>Power Source Frequency: 60 Hz (50 Hz optional)</p> <p>Maximum Current: 10 A</p> <p>Maximum Voltage: - 125 VAC Line to Ground - (250 VAC Line to Ground optional)</p> <p>Network Inductance Impedance: 50μH / 250μH; 50 ohm</p>
<p>Transient Limiter รุ่น HP / Agilent 11947A</p> 	<p>Frequency Range: 9 kHz to 200 MHz</p> <p>Insertion Loss: 10 dB</p> <p>Maximum Input Level: 2.5 W (+34dBm) continuous; 10 kW for 10μS Peak; ±12 VDC</p>
<p>Vector Network Analyzer รุ่น Rohde & Schwarz / 1127.8551</p> 	<p>Frequency Range: * 50 ohms: 10 Hz – 9 kHz to 4 GHz</p> <p>Mode: Impedance Resistance/Inductance/Capacitance Scattering Gain Phase</p> <p>Channel: 4 channels</p>

RF Current Probe

รุ่น HP / 84310-80019

**Frequency Range:**

- 10 kHz – 250 MHz

Maximum Primary Current:

- 100 A for DC – 60 Hz

- 100 A for 400 Hz

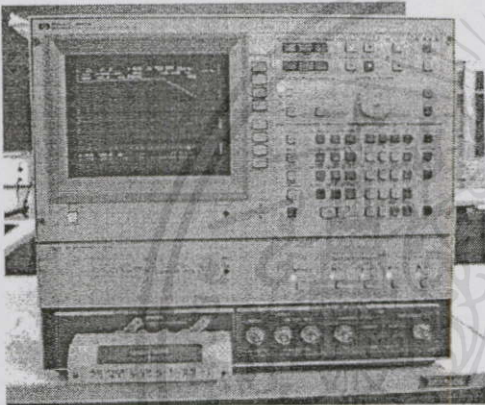
- 10 A for Radio Frequency

Transfer Impedance: 5 Ω

Connector: BNC type

Impedance/Gain/Phase Analyzer

รุ่น HP / 4194A

**Frequency Range:**

- 100 Hz – 40 MHz for Impedance

- 10 Hz – 100 MHz for Gain and Phase

Mode: * Impedance

* Resistance/Inductance/Capacitance

* Gain

* Phase

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้



ภาคผนวก ข

ขนาดของตัวนำตามมาตรฐาน
American Wire Gauge (AWG)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

American Wire Gauge (AWG)

AWG = American Wire Gauge size from 0000 to 40

Dia-mils = Diameter in mils (1 mil = .001 inch)

TPI = Turns Per Inch [Note that this is for BARE WIRE. Insulation thickness varies]

Dia-mm = Diameter in millimeters. This was included to help when dealing with metric Coilers.

Circ-mils = Cross sectional Area in Circular Mils. (circular mils = diameter in mils squared)

Ohms/Kft = Ohms Per 1,000 ft.

Ft/Ohm = Number of feet required for 1 Ohm of resistance

Ft/Lb = Feet Per Pound

Ohms/Lb = Ohms Per Pound

Lb/Kft = Pounds Per 1,000 feet

*AMPS = Conservative Amp Rating based on 750 circulare mils per Amp

MaxAmps = Maximum allowable current based on 500 circular mils per Amp. Do NOT exceed this rating.

AWG	Dia-mils	TPI	Dia-mm	Circ-mils	Ohms/Kft	Ft/Ohm	Ft/Lb	Ohms/Lb	Lb/Kft	*Amps	MaxAmps
0	459.99	2.174	11.684	211592	0.049	20402	1.5613	0.0001	640.48	282.12	423.18
0	409.63	2.4412	10.405	167800	0.0618	16180	1.9688	0.0001	507.93	223.73	335.6
0	364.79	2.7413	9.2657	133072	0.0779	12831	2.4826	0.0002	402.8	177.43	266.14
AWG	Dia-mils	TPI	Dia-mm	Circ-mils	Ohms/Kft	Ft/Ohm	Ft/Lb	Ohms/Lb	Lb/Kft	*Amps	MaxAmps
0	324.85	3.0783	8.2513	105531	0.0983	10175	3.1305	0.0003	319.44	140.71	211.06
1	289.29	3.4567	7.348	83690	0.1239	8069.5	3.9475	0.0005	253.33	111.59	167.38
2	257.62	3.8817	6.5436	66369	0.1563	6399.4	4.9777	0.0008	200.9	88.492	132.74
3	229.42	4.3588	5.8272	52633	0.197	5075	6.2767	0.0012	159.32	70.177	105.27
4	204.3	4.8947	5.1893	41740	0.2485	4024.7	7.9148	0.002	126.35	55.653	83.48
5	181.94	5.4964	4.6212	33101	0.3133	3191.7	9.9804	0.0031	100.2	44.135	66.203

6	162.02	6.1721	4.1153	26251	0.3951	2531.1	12.585	0.005	79.46	35.001	52.501
7	144.28	6.9308	3.6648	20818	0.4982	2007.3	15.869	0.0079	63.014	27.757	41.635
8	128.49	7.7828	3.2636	16509	0.6282	1591.8	20.011	0.0126	49.973	22.012	33.018
9	114.42	8.7396	2.9063	13092	0.7921	1262.4	25.233	0.02	39.63	17.456	26.185

AWG	Dia-mils	TPI	Dia-mm	Circ-mils	Ohms/Kft	Ft/Ohm	Ft/Lb	Ohms/Lb	Lb/Kft	*Amps	MaxAmps
10	101.9	9.814	2.5881	10383	0.9989	1001.1	31.819	0.0318	31.428	13.844	20.765
11	90.741	11.02	2.3048	8233.9	1.2596	793.93	40.122	0.0505	24.924	10.978	16.468
12	80.807	12.375	2.0525	6529.8	1.5883	629.61	50.593	0.0804	19.765	8.7064	13.06
13	71.961	13.896	1.8278	5178.3	2.0028	499.31	63.797	0.1278	15.675	6.9045	10.357
14	64.083	15.605	1.6277	4106.6	2.5255	395.97	80.447	0.2031	12.431	5.4755	8.2132
15	57.067	17.523	1.4495	3256.7	3.1845	314.02	101.44	0.323	9.8579	4.3423	6.5134
16	50.82	19.677	1.2908	2582.7	4.0156	249.03	127.91	0.5136	7.8177	3.4436	5.1654
17	45.257	22.096	1.1495	2048.2	5.0636	197.49	161.3	0.8167	6.1997	2.7309	4.0963
18	40.302	24.813	1.0237	1624.3	6.3851	156.62	203.39	1.2986	4.9166	2.1657	3.2485
19	35.89	27.863	0.9116	1288.1	8.0514	124.2	256.47	2.0648	3.8991	1.7175	2.5762

AWG	Dia-mils	TPI	Dia-mm	Circ-mils	Ohms/Kft	Ft/Ohm	Ft/Lb	Ohms/Lb	Lb/Kft	*Amps	MaxAmps
20	31.961	31.288	0.8118	1021.5	10.153	98.496	323.41	3.2832	3.0921	1.362	2.043
21	28.462	35.134	0.7229	810.1	12.802	78.111	407.81	5.2205	2.4521	1.0801	1.6202
22	25.346	39.453	0.6438	642.44	16.143	61.945	514.23	8.3009	1.9446	0.8566	1.2849
23	22.572	44.304	0.5733	509.48	20.356	49.125	648.44	13.199	1.5422	0.6793	1.019
24	20.101	49.75	0.5106	404.03	25.669	38.958	817.66	20.987	1.223	0.5387	0.8081
25	17.9	55.866	0.4547	320.41	32.368	30.895	1031.1	33.371	0.9699	0.4272	0.6408

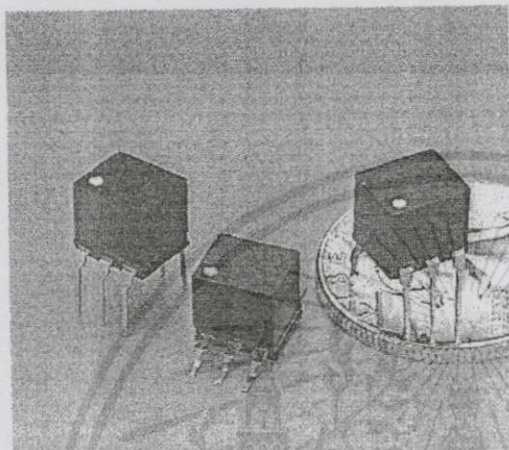
26	15.94	62.733	0.4049	254.1	40.815	24.501	1300.1	53.061	0.7692	0.3388	0.5082
27	14.195	70.445	0.3606	201.51	51.467	19.43	1639.4	84.371	0.61	0.2687	0.403
28	12.641	79.105	0.3211	159.8	64.898	15.409	2067.3	134.15	0.4837	0.2131	0.3196
29	11.257	88.83	0.2859	126.73	81.835	12.22	2606.8	213.31	0.3836	0.169	0.2535
AWG	Dia-mils	TPI	Dia-mm	Circ-mils	Ohms/Kft	Ft/Ohm	Ft/Lb	Ohms/Lb	Lb/Kft	*Amps	MaxAmps
30	10.025	99.75	0.2546	100.5	103.19	9.6906	3287.1	339.18	0.3042	0.134	0.201
31	8.9276	112.01	0.2268	79.702	130.12	7.685	4145	539.32	0.2413	0.1063	0.1594
32	7.9503	125.78	0.2019	63.207	164.08	6.0945	5226.7	857.55	0.1913	0.0843	0.1264
33	7.0799	141.24	0.1798	50.125	206.9	4.8332	6590.8	1363.6	0.1517	0.0668	0.1003
34	6.3048	158.61	0.1601	39.751	260.9	3.8329	8310.8	2168.1	0.1203	0.053	0.0795
35	5.6146	178.11	0.1426	31.524	328.99	3.0396	10480	3447.5	0.0954	0.042	0.063
36	5	200	0.127	25	414.85	2.4105	13215	5481.7	0.0757	0.0333	0.05
37	4.4526	224.59	0.1131	19.826	523.11	1.9116	16663	8716.2	0.06	0.0264	0.0397
38	3.9652	252.2	0.1007	15.723	659.63	1.516	21012	13859	0.0476	0.021	0.0314
39	3.5311	283.2	0.0897	12.469	831.78	1.2022	26496	22037	0.0377	0.0166	0.0249
AWG	Dia-mils	TPI	Dia-mm	Circ-mils	Ohms/Kft	Ft/Ohm	Ft/Lb	Ohms/Lb	Lb/Kft	*Amps	MaxAmps
40	3.1445	318.01	0.0799	9.888	1048.9	0.9534	33410	35040	0.0299	0.0132	0.0198



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Wideband RF Transformers



These wideband transformers feature 500 V isolation and a 1/4 Watt RF power rating. They are offered tapped and untapped and are packaged in a low-profile DIP-style plastic case. All parts are available in either a surface mount version or a through-hole version that's compatible with standard DIP sockets. (For a smaller package size and more values, see our TTWB Series.)

Applications include impedance matching, voltage or current transformation, DC isolation, balanced/unbalanced mixing, matching, power splitting, coupling and signal inversion.

Custom wideband transformers with special combinations of impedance ratio, insertion loss, frequency response and current handling are also available.

Schematic	Part number		Impedance ratio pri:sec	I _{oc} max (mA)	Frequency (MHz)	Pins 1-3		Pins 6-4	
	Through-hole	Surface mount ¹				L min ² (μH)	DCR max (Ohms)	L min ² (μH)	DCR max (Ohms)
	WB1010-PCL	WB1010-SML	1:1	250	0.005 - 100	780	0.320	780	0.320
	WB1010-1-PCL	WB1010-1-SML	1:1	250	0.04 - 175	95	0.200	95	0.200
	WB1015-PCL	WB1015-SML	1.5:1	250	0.1 - 150	80	0.145	51	0.130
	WB1040-PCL	WB1040-SML	4:1	250	0.2 - 300	95	0.160	25	0.115
	WB2010-PCL	WB2010-SML	1:1	250	0.005 - 100	780	0.320	780	0.320
	WB2010-1-PCL	WB2010-1-SML	1:1	250	0.04 - 175	95	0.200	95	0.200
	WB2040-PCL	WB2040-SML	4:1	250	0.2 - 300	95	0.160	25	0.115
	WB3010-PCL	WB3010-SML	1:1	250	0.005 - 100	780	0.320	780	0.320
	WB3010-1-PCL	WB3010-1-SML	1:1	250	0.04 - 175	95	0.200	95	0.200
	WB3015-PCL	WB3015-SML	1.5:1	250	0.1 - 150	80	0.145	51	0.130
	WB3040-PCL	WB3040-SML	4:1	250	0.2 - 300	95	0.160	25	0.115

1. When ordering, please specify a packaging code:

WB3040-SML D

Packaging: D = 13" machine ready reel, EIA-481 embossed plastic tape (500 parts per full reel).

B = Less than full reel. In tape, but not machine ready. To have a leader and trailer added (\$25 charge), use code letter D instead.

- Inductance tested at 100 kHz, 0.1 V_{rms}, 0 A_{dc}.
- 500 V_{rms} isolation, primary to secondary
- 1/4 Watt RF power rating
- Operating temperature range -40°C to +85°C.
- Electrical specifications at 25°C.

Coilcraft[®]

Specifications subject to change without notice.

Please check our website for latest information. Document 116-1 Revised 01/31/05

1102 Silver Lake Road Cary, Illinois 60013 Phone 847/639-6400 Fax 847/639-1469

E-mail info@coilcraft.com Web <http://www.coilcraft.com>

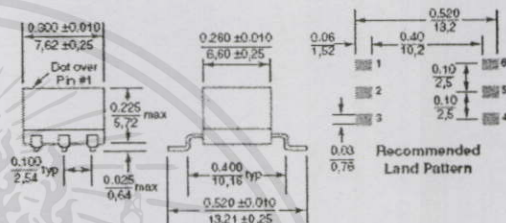
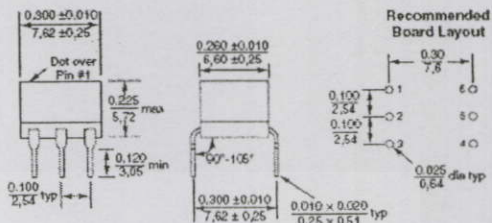
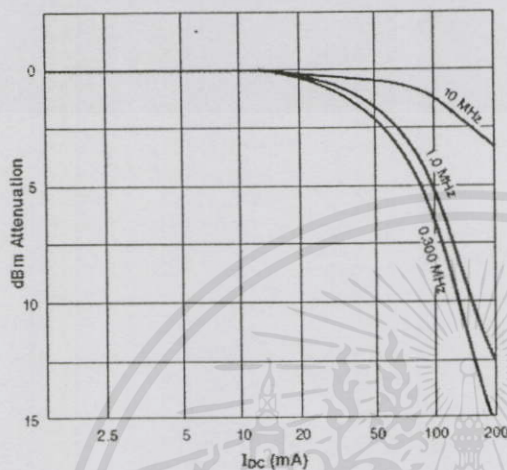
© Coilcraft, Inc. 2005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Wideband RF Transformers

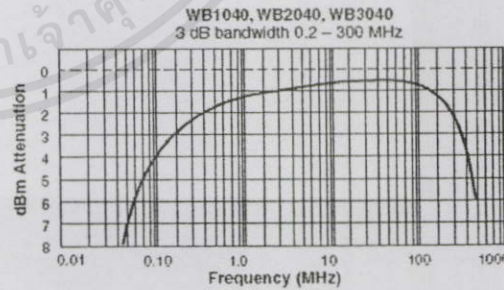
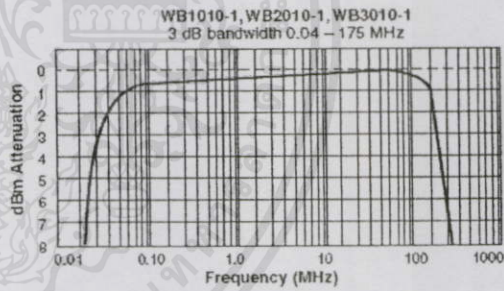
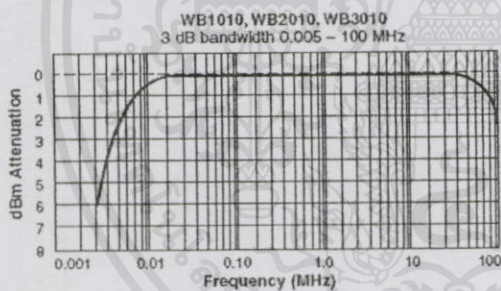
Typical Attenuation vs Current



For WB10XX, pins 2 and 5 are removed during manufacture.
For WB20XX, pin 2 is removed during manufacture.

Terminations: Nickel/tin over copper
Tape and reel for surface mount parts: 500'13" reel 24 mm tape width
For packaging data see Tape and Reel Specifications section.

Typical Frequency Response



Specifications subject to change without notice. Please check our website for latest information. Document 116-2 Revised 01/31/05

1102 Silver Lake Road Cary, Illinois 60013 Phone 847/639-6400 Fax 847/639-1469
E-mail info@coilcraft.com Web http://www.coilcraft.com

© Coilcraft, Inc. 2005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ง

RF Current Probe Specification

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FCC

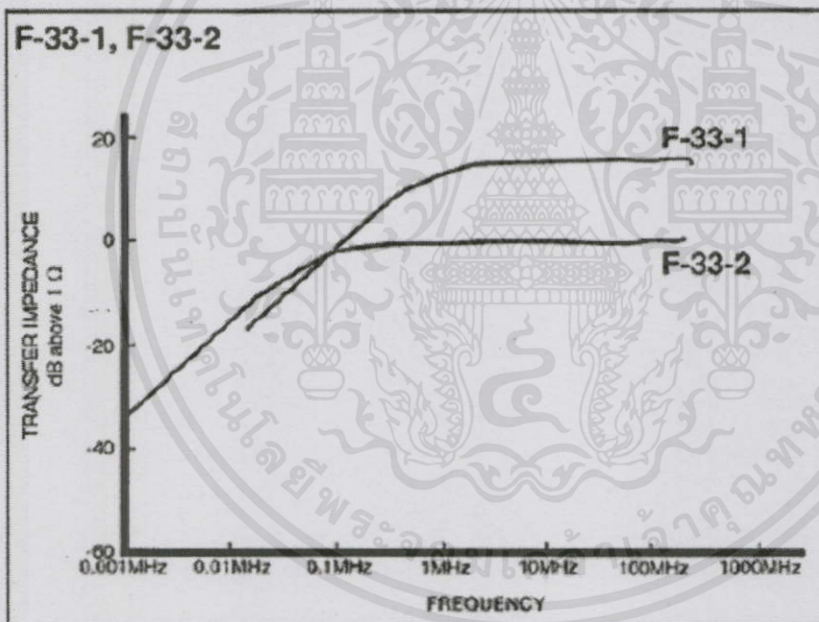
Fischer Custom Communications, Inc.

Instrumentation

Instrumentation Transient Protection Devices Calibration Services Product Updates About Us

F-33 Current Probe

The F-33 is for laboratory and field testing. These probes have a small outer diameter, approximately 71 mm with an internal diameter of 32 mm. The usable frequency range of the series is from 1 kHz to 250 MHz. The F-33-1 has a typical transfer impedance of 5Ω (± 2 dB) over the frequency range of 5 MHz to 250 MHz. The RF current range is 10 amperes CW and 50 amperes peak with a duty cycle of 0.1. The maximum primary powerline current is 100 amperes from DC-400 Hz. The F-33-2 has similar dimensions to the F-33-1 and has a nominal transfer impedance of 1Ω from 150 kHz to 250 MHz (± 2 dB). The model F-33-2 handles 2 amperes CW, 50 amperes pulse and 100 amperes DC to 400 Hz.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Probe.dat

Date: Monday, January 16, 2006 3:50 PM
 Customer Name: S.C.P. Electric Co., Ltd.
 Probe Manufacturer: Hewlett Packard
 Probe Model: 84310-80019
 Probe Serial No.: 412
 Temperature (Deg C): 21
 Humidity (%): 51
 NOTES: IL = Transfer Impedance = 34.
 CAL CERT #: 2006011327

Freq (MHz)	Z (dBOhms)	IL (dB)
0.010	-22.9	-58.9
0.020	-18.4	-50.4
0.030	-12.8	-46.8
0.040	-10.3	-44.3
0.050	-8.4	-42.4
0.060	-8.8	-40.8
0.070	-5.5	-38.5
0.080	-4.4	-38.4
0.090	-3.4	-37.4
0.100	-2.6	-36.6
0.125	-0.8	-34.8
0.150	0.7	-33.3
0.175	2.0	-32.0
0.200	3.0	-31.0
0.400	8.2	-25.8
0.600	10.7	-23.3
0.800	12.2	-21.8
1.000	13.1	-20.9
2.000	14.7	-19.3
3.000	15.0	-19.0
4.000	15.1	-18.9
5.000	15.2	-18.8
6.000	15.2	-18.8
7.000	15.3	-18.7
8.000	15.3	-18.7
9.000	15.3	-18.7
10.000	15.3	-18.7
15.000	15.4	-18.6
20.000	15.4	-18.6
25.000	15.4	-18.6
30.000	15.4	-18.6
35.000	15.4	-18.6
40.000	15.3	-18.7
45.000	15.3	-18.7
50.000	15.3	-18.7
55.000	15.2	-18.8
60.000	15.3	-18.7
65.000	15.3	-18.7
70.000	15.4	-18.6
75.000	15.4	-18.6
80.000	15.5	-18.5
85.000	15.6	-18.4
90.000	15.7	-18.3
95.000	15.7	-18.3
100.000	15.8	-18.2
105.000	15.8	-18.2

110.000	15.8	-18.2
115.000	15.7	-18.3
120.000	15.7	-18.3
125.000	15.7	-18.3
130.000	15.6	-18.4
135.000	15.7	-18.3
140.000	15.4	-18.6
145.000	15.3	-18.7
150.000	15.4	-18.6
155.000	15.4	-18.6
160.000	15.4	-18.6
165.000	15.5	-18.5
170.000	15.5	-18.5
175.000	15.5	-18.5
180.000	15.5	-18.5
185.000	15.5	-18.5
190.000	15.5	-18.5
195.000	15.5	-18.5
200.000	15.5	-18.5
205.000	15.4	-18.6
210.000	15.4	-18.6
215.000	15.3	-18.7
220.000	15.2	-18.8
225.000	15.1	-18.9
230.000	15.0	-19.0
235.000	14.9	-19.1
240.000	14.7	-19.3
245.000	14.5	-19.5
250.000	14.3	-19.7

Probe.d



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยและพัฒนาเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่ไปให้บุคคลอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางบริษัทฯ

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Monday, Jan 19, 2006 3:50 PM
Current Probe Transfer Γ in dB Ohms
Ver 2.6.05/16/2001



Start Freq (MHz)
0.010

Stop Freq (MHz)
250.00

Z in dB Ohms

Temp. (Deg C)
21

Humidity (%)
51

Probe Mfr.
Hewlett Packard

Probe Model
84310-00019

Probe Serial #
417

Customer Name
S.C.P. Electric Co., Ltd.

CAL CERT #:
2006011327

Storage File Name
C:\anbho\Probe.txt

Notes:

IL = Transfer Impedance - 34.



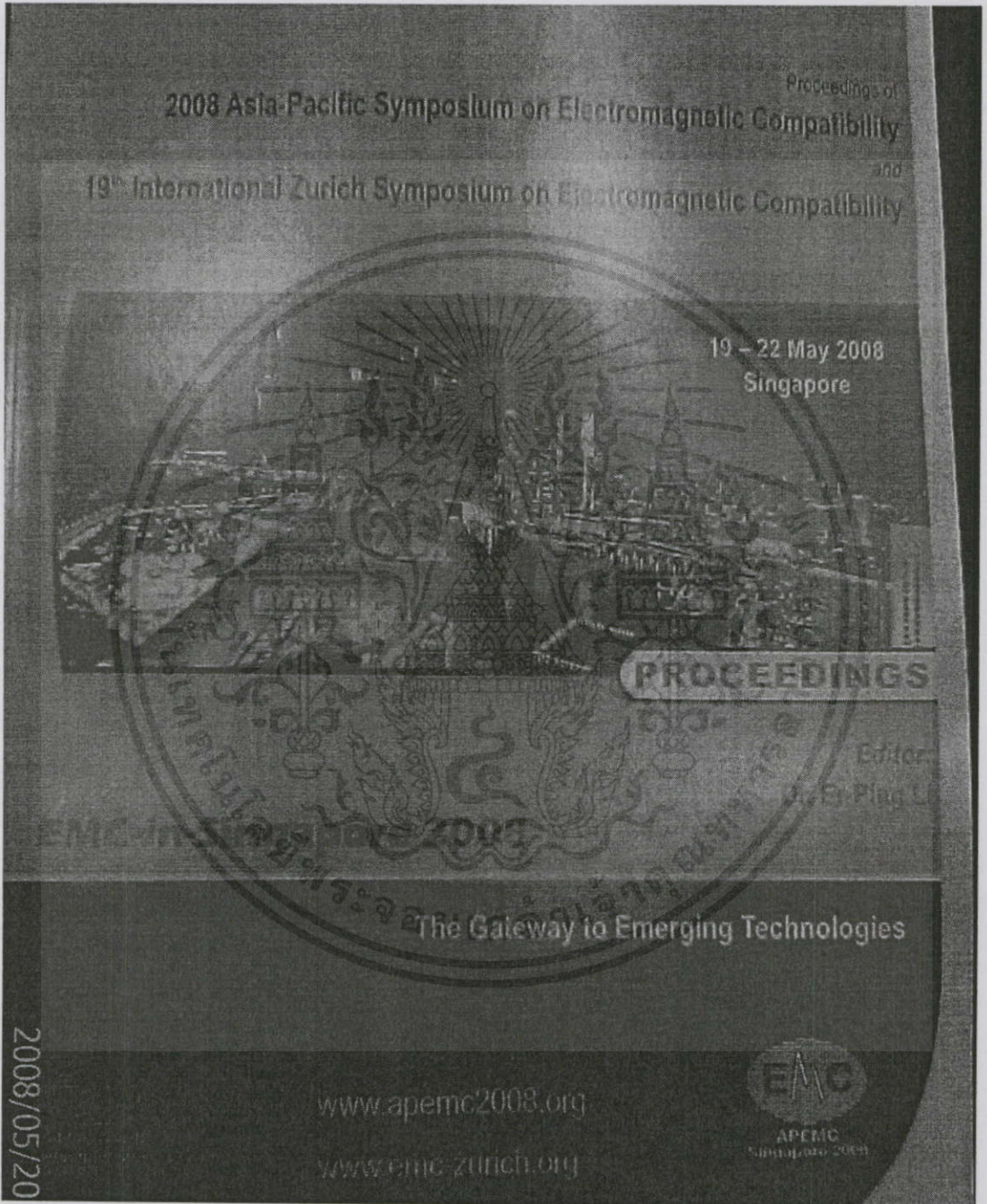
ภาคผนวก จ

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [1] D. Sakulhirirak, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern and N. Yoothanom., “**A New Simultaneous Conducted Electromagnetic Interference Measuring and Testing Device**”, *The 2008 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*, May. 19-23, 2008, Singapore.
- [2] D. Sakulhirirak, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern and N. Yoothanom., “**Design of High Performance and Low Cost Line Impedance Stabilization Network for University Power Electronics and EMC Laboratories**”, *The Seventh International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2007)*, Nov. 27-30, 2007, Bangkok, THAILAND, pp. 284 – 289.
- [3] D. Sakulhirirak, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern and N. Yoothanom., “**Trade-off between EMI Separator and RF Current Probe for Conducted EMI Testing**”, *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI – CON 2007)*, May. 9-12, 2007, Chiang Rai, THAILAND, pp. 101-104.
- [4] D. Sakulhirirak, V. Tarateeraseth and W. Khan-ngern, “**The Analysis and Design of Line Impedance Stabilization Network for an In-house Laboratory**”, *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics, (CEEM 2006)*, Aug. 1-4, 2006, Dalian, CHINA, pp. 232-234.
- [5] ดำรง สกุลหิรัญ, วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์, วีระเชษฐ์ ชันเงิน และณรงค์ อยู่ถนอม, “การวิเคราะห์และออกแบบ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์สำหรับห้องวิจัยความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าขนาดเล็ก” *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29 (EECON 29)*, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 9-10 พฤศจิกายน 2549, ชลบุรี, ประเทศไทย, หน้า 293-296.
- [6] D. Sakulhirirak, C. Homkanjun, I. Mamat, S. Suwanset, C. Nuamkhoksung, V. Tarateeraseth, W. Khan-ngern and N. Yoothanom., “**An Affordable Line Impedance Stabilization Network Design for Academic Laboratory Institution**”, *Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI – CON 2006)*, May. 10-13, 2006, Ubon Ratchathani, THAILAND, pp. 837-840.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 [1]
 ไม่ว่าจะพิมพ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A New Simultaneous Conducted Electromagnetic Interference Measuring and Testing Device

D. Sakulhirak¹, V. Tarateeraseth¹, W. Khan-ngern¹, N. Yoothanom²

¹King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL),

Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand, E-mail: s8060210@kmitl.ac.th, vuttiponnet@hotmail.com, kkveerac@kmitl.ac.th

²Sripatum University, Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand, E-mail: nyt@spu.ac.th

Abstract — This paper presents a new device for testing and investigating conducted disturbances with simultaneous key parameter measurements. The common and differential modes form line and neutral are simultaneously measured to provide the proper common and differential modes levels. Design techniques for a line impedance stabilization network are focused on the improvement of air core inductor design for high self resonant frequency response, and the electromagnetic interference separation, realized using the S-parameter. The measurement results not only via the good agreement of output impedance and insertion loss of the proposed LISN according to CISPR 16-1, but also via the characteristics of the electromagnetic interference separation.

I. INTRODUCTION

A study of conducted electromagnetic interference (EMI) emissions is an interesting issue for a long time now because of the need to find out the EMI components. It is well known that the EMI measured emissions are a mixture of both the differential-mode (DM) and the common-mode (CM). It is always generated from electronic circuits and electronic equipment. When the noise emissions are not satisfying the standard limits, it is not easy to find the origin. One of the difficulties is the lack of diagnostic tools. The basic instrument for conducted diagnostics is a radio frequency (RF) current probe due to the standard permission to use it for testing [1]. However, the problems of RF current probes are high-price (depend on the bandwidth and rated current) and the results are only an estimation [2]. This is a reason to start the conducted disturbance separation research considered here.

Up to now, there are a lot of published papers describing the design and evaluation of a separation circuit. The first such paper was published in 1988 [3]. They propose a circuit to separate the EMI and evaluate it by using a design filter technique, but the results are also approximate. Later, paper [4] starts to define the separation requirements and uses both of the CM/DM rejection ratios and CM/DM transmission ratios to prove the circuit. Lastly, paper [5] presents a literature review, three requirements for the separation circuit, and evaluation and design.

However, all of them do not consider the effects of line impedance stabilization network (LISN). An EMI separation circuit requires both signals from a LISN, line to ground and neutral to ground. Moreover, all of the evaluations concentrate on the circuit only, and do not cover the related equipment. Therefore, this paper presents the complete device

for measuring and diagnosis of EMI simultaneously.

II. THE PROPOSED LISN COMPONENTS DETAILS

Fig. 1 shows the proposed schematic of the LISN, composed of a LISN circuit and an EMI separator. The component details are shown in Table 1.

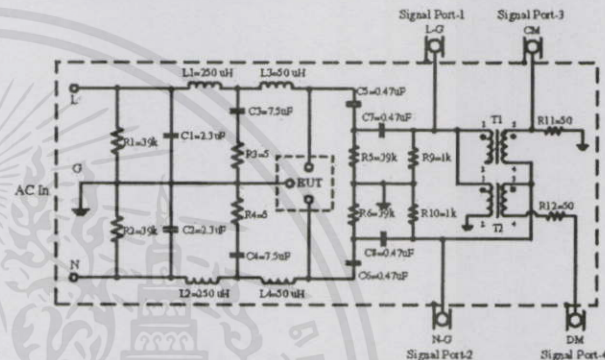


Fig. 1. The proposed LISN schematic.

TABLE I
PROPOSED LISN COMPONENT VALUES

Component	Value	Rated
R_1, R_2	39 k Ω	1 W
R_3, R_4	5 Ω	5 W
R_5, R_6	39 k Ω	1 W
R_7, R_8	50 Ω	1/2 W
R_9, R_{10}	1 k Ω	1/2 W
R_{11}, R_{12}	50 Ω	1/2 W
C_1, C_2	2.3 μ F	450 V _{AC}
C_3, C_4	7.5 μ F	370 V _{AC}
C_5, C_6, C_7, C_8	0.47 μ F	275 V _{AC}
L_1, L_2	250 μ H	13 A (AWG No.10)
L_3, L_4	50 μ H	13 A (AWG No.10)
T_1, T_2	780 μ H	250 mA (I_{DC})

A. Resistors

All of the resistors in this circuit are carbon film type due to their high performance characteristics at high frequency, but R_3 and R_4 are wirewound resistors to support high current.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งการนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

2008 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility &

B. Capacitors

C_1 - C_4 are metallized polypropylene and C_5 - C_8 are metallized polyester. The self resonant frequency (SRF) of the capacitors are provided by the manufacturer. The measured SRF response, using impedance analyzer, of C_1 - C_2 are about 268 kHz; C_3 - C_4 are about 169 kHz; C_5 - C_8 are about 1 MHz, respectively.

C. Inductors

The L_1 - L_4 are air coil inductors, built on the high durability and cheap material, polyvinyl chloride (PVC). According to the test results, the PVC can support a current of at least 10 A which supplies the continuous load for an hour. The highest testing temperature is 53 °C lower than the limit 7 °C. The selected PVC dimensions, length, diameter and thickness, are 120 mm, 48 ± 0.15 mm, and 1.5 ± 0.15 mm, respectively. L_1 and L_2 are multi layer inductors to keep the size of the LISN compact. The equations (1)-(3) are employed for estimating the number of turns, layers, and turns per layer. For multi-layer, (1) is first used for calculating the number of turns in a single layer, then, (2) is used for estimating the outer radius including the width of wire (r_2). Lastly, (3) is used to find the number of layers at least to comply with the specified air coil length. Nevertheless, in case of single-layer inductor, L_3 and L_4 , only equation (1) is applied:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_c \mu_0}}, \quad (1)$$

where N is a total numbers of turn (turns)
 L is an inductance (H)
 l_m is a mean magnetic length (m)
 A_c is a cross section of the core (m²)
 μ_0 is a permeability of air (H/m).

$$L(\mu H) = \frac{0.0315 \cdot N^2 \cdot \left(\frac{r_1 + r_2}{2}\right)^2}{6 \cdot \left(\frac{r_1 + r_2}{2}\right) + 9l_m + 10(r_2 - r_1)}, \quad (2)$$

where r_1 is a core inner radius (mm)
 r_2 is outer radius include the width of wire.

$$N = (N_1 \cdot N_2) - (N_2 / 2), \quad (3)$$

where N_1 is the number of turns per layer (turns)
 N_2 is the number of layers (layers).

From the equations, the 3 layers are selected for L_1 and L_2 to reduce the high stray capacitance and the turns per layer are 39 turns. For L_3 and L_4 , the total number of turns is 52 turns while the air gap technique designed is applied for winding L_1 - L_4 to increase the SRF as shown in Fig. 2 (a-b). The SRF testing for the applied air gap techniques are

increase from that of the normal technique; L_1 and L_2 are about 958 kHz from 735 kHz whereas L_3 and L_4 are 23 MHz from 17 MHz. It can be seen that the proposed LISN output impedance performance is improved at high frequency.

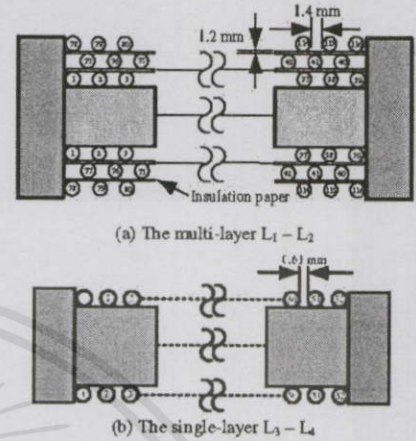


Fig. 2. The model winding technique for L_1 and L_4 .

D. Wideband Transformers

The wideband radio frequency transformer commercial product (Coilcraft WB-1010) is chosen to separate the CM and DM due to the high bandwidth response (5 kHz – 100 MHz) and low attenuation (nearly 0 dBm) in the frequency range 150 kHz – 30 MHz. The outputs of both CM and DM are defined by Eqns. (4) – (5):

$$|V_{DM}| = \left| \frac{V_{LG} - V_{NG}}{2} \right| = 50 \cdot |i_{DM}| \quad (4)$$

$$|V_{CM}| = \left| \frac{V_{LG} + V_{NG}}{2} \right| = 50 \cdot |i_{CM}|. \quad (5)$$

III. REALIZED EMI SEPARATOR

In order to realize the EMI separator, there are three requirements that need to be taken into account as follows [5]:

- Input impedances are always real 50 Ω and are independent from noise source impedances.
- Outputs of DM and CM are equal to Eqns (4) and (5), respectively.
- Leakage between the CM and DM at the output should be small.

For the requirement a) results, because the EMI separator needs both signals from LISN, the matching impedance between them is very important to guarantee accurate noise voltage while the correct output of noise separation is following requirement b) and for requirement c), it guarantees small interference between CM and DM noise measurements. The EMI separator circuit in paper [5] is selected to combine with the proposed LISN due to the high performance and clear characterization as shown in Fig. 3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

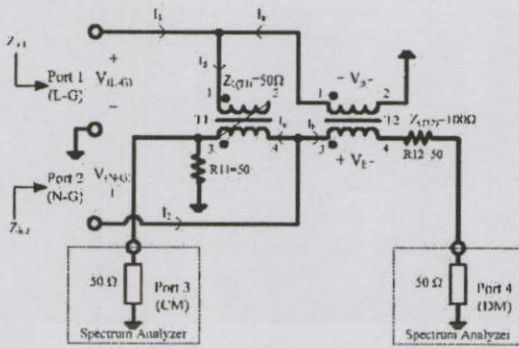


Fig. 3. The EMI separator schematic [5].

The input impedance, requirement a), at Port 1 and Port 2 is defined by Eqns. (6)-(9), Z_{in1} and Z_{in2} are free from other noise source impedances as mentioned. The requirement b) is realized using the common/differential mode transmission ratio (CM/DM TR) as defined in Eqns. (10)-(11), the CMTR and DMTR should be equal to 0 dB (output equal input). For requirement c), the Eqns. (12)-(13) are used for calculating the common/differential mode rejection ratio (CM/DM RR), the CMRR and DMRR should be as small as possible to guarantee the low interference:

$$I_a = I_b = \frac{V_2 - V_1}{100} \quad (6)$$

$$I_d = I_e = -\frac{V_2 + V_1}{100} \quad (7)$$

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1}{I_d - I_a} = 50 \Omega \quad (8)$$

$$Z_{in2} = \frac{V_2}{I_2} = \frac{V_2}{I_b + I_e} = 50 \Omega \quad (9)$$

For CM separator: $CMTR = \left| \frac{V_{OCM}}{V_{CM}} \right| \approx \frac{S_{31}}{1+S_{11}} + \frac{S_{32}}{1+S_{22}} \quad (10)$

For DM separator: $DMTR = \left| \frac{V_{ODM}}{V_{DM}} \right| \approx \frac{S_{31}}{1+S_{11}} - \frac{S_{32}}{1+S_{22}} \quad (11)$

For CM separator: $DMRR = \left| \frac{V_{ODM}}{V_{CM}} \right| \approx \frac{S_{31}}{1+S_{11}} - \frac{S_{32}}{1+S_{22}} \quad (12)$

For DM separator: $CMRR = \left| \frac{V_{OCM}}{V_{DM}} \right| \approx \frac{S_{31}}{1+S_{11}} + \frac{S_{32}}{1+S_{22}} \quad (13)$

where V_{OCM} is the output voltage of CM noise separator due to V_{CM} while V_{ODM} is the output voltage of DM noise separator due to V_{DM} .

The scattering parameter (S-parameter) is used to evaluate the EMI separator characteristics because of advantages such as: no short or open circuit is needed, can be calibrated to

exact points of measurement without expensive special probes calibration, and it is analytically convenient.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

In order to archive the proposed LISN, there are two main functions that have to be taken into account. First, the LISN functions, the output impedance of network must meet the CISPR 16-1 standard and the insertion loss of network should be small as well as the measured noise level should be closed to the commercial type. Second, the EMI separation should be satisfied with previous three requirements.

A. Output Impedance Testing

The network analyzer is used to measure the output impedance of the proposed LISN because of the standard requirement. While measuring the line impedance at the BNC terminal, the neutral port must be connected to the 50 \$\Omega\$ terminator and vice versa for measuring the neutral impedance.

Fig. 4 shows the high performance of the proposed LISN output impedance testing results for both line and neutral. The results are compliant with the CISPR 16-1 standard for a V-network 50 \$\Omega\$/50 \$\mu\$H + 5 \$\Omega\$ in frequency 9 kHz – 30 MHz. The impedances in frequency range 9 kHz – 800 kHz are increased rapidly from 6.4 \$\Omega\$ to 47.7 \$\Omega\$ after that the curves provide the stabilized impedance with 50 \$\Omega\$ \$\pm\$20% tolerance.

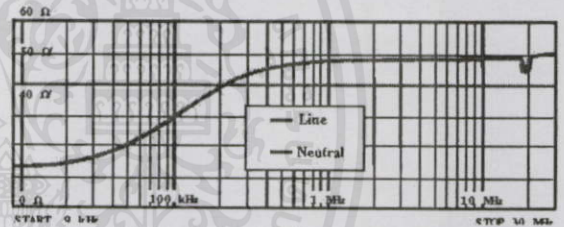


Fig. 4. The line and neutral output impedance testing results.

B. Insertion Loss (IL) Testing

This testing is required by CISPR 16 to know the loss which results from the LISN components using the network analyzer. According to the commercial recommendation, the insertion loss should be higher than -9 dB and lower than 1 dB. Fig. 5 shows the IL testing results for the proposed LISN for both line and neutral. The lowest value is about -8 dB at 9 kHz and the highest level is nearly 0 dB in frequency range 100 kHz to 10 MHz.

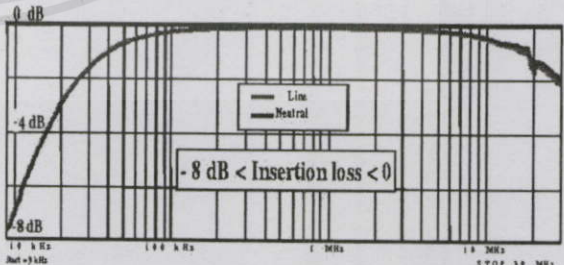


Fig. 5. The insertion loss testing of the proposed LISN.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C. Conducted EMI Testing

In order to apply the proposed LISN for measuring the conducted disturbances, comparison results between the commercial and the proposed LISN are shown in Figs. 6-7, respectively. The boost converter is used as an EUT; the interferences for both line-ground and neutral-ground comparing results are less than 10 dB.

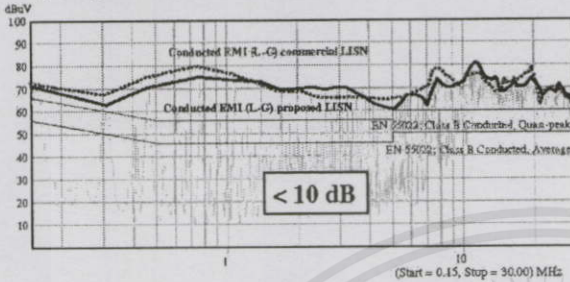


Fig. 6. The line disturbance comparison results between the commercial LISN and the proposed LISN.

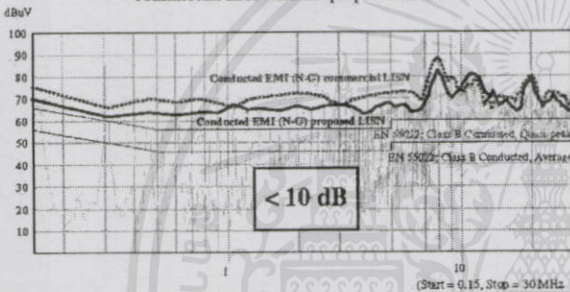


Fig. 7. The neutral disturbance comparison results between the commercial LISN and the proposed LISN.

D. Three Requirements for EMI Separation Testing

The advantage of the proposed LISN is the EMI separation function. It can simultaneously measure the common mode, differential mode, and total noise from line and neutral. Therefore, the network should test following the three requirements, as mentioned. The first is measuring the input impedance of the EMI separation circuit. The result is shown in Fig 8; impedances Z_1 and Z_2 are in the range 50 – 52 Ω , and the phases are in 0 – 2 degrees. It can be proven that the selected EMI separation circuit to be combined with the proposed LISN can provide the matched impedance between line and neutral to ground and the input of EMI separation circuit.

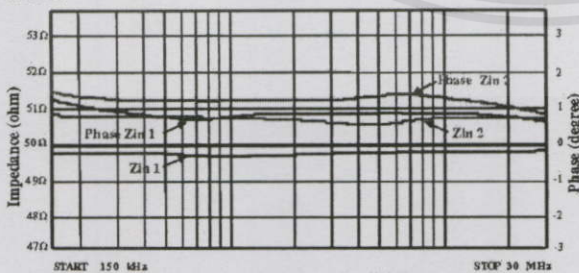


Fig. 8. The input impedance and phase of the EMI separation circuit.

The other requirements are the CMTR and DMRR ratio for the common mode separation and the DMTR and CMRR for the differential mode separation. As shown in Fig. 9, the CMTR and DMTR results are very close to zero; the input signal and output signal are nearly the same; in contrast, the results for both DMRR and CMRR are less than -50 dB.

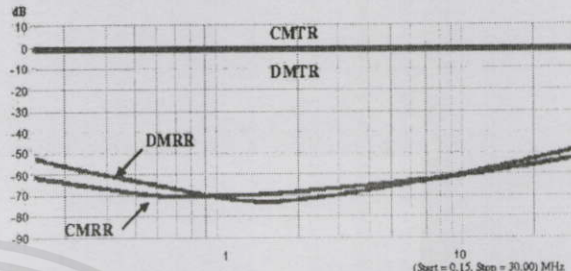


Fig. 9. The input impedance and phase of the EMI separation circuit.

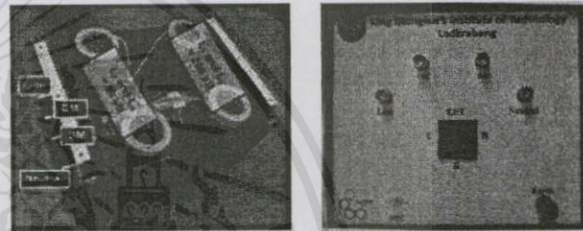


Fig. 10. The construction of the proposed LISN.

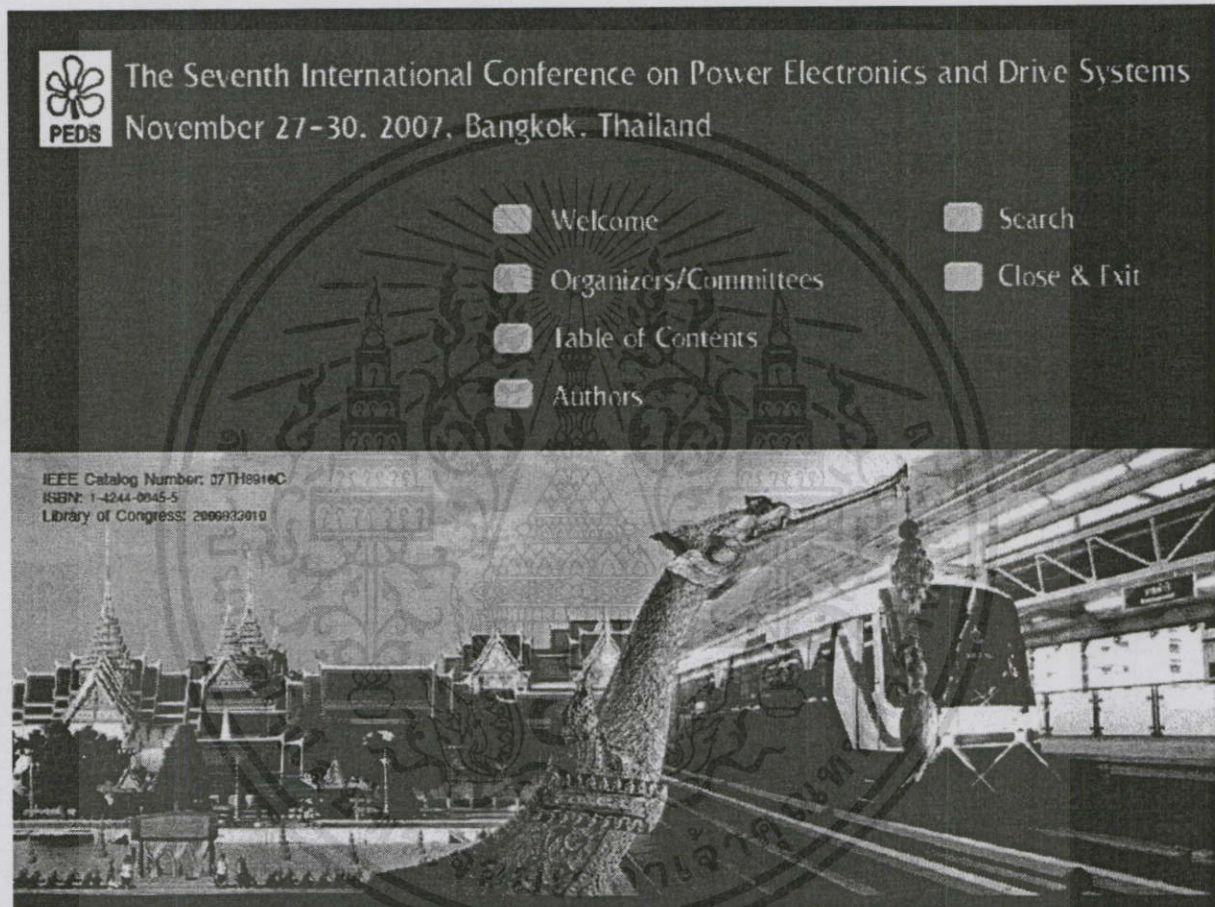
V. CONCLUSION

This proposed LISN is designed with four output ports for not only measuring the total noise from both line and neutral complying with EMC standards, and the common and differential mode noise investigation simultaneously. It is very useful for engineers to solve the problems from conducted disturbances and also helpful for designing optimized EMI filters. The voltage level is 110 – 220 V and the rated current is 10 A. All of the experimental results can be achieved by the proposed LISN for existing standard functions and the optional functions.

REFERENCES

- [1] David Morgan, A Handbook for EMC Testing and Measurement, Peter Peregrinus Ltd., 1994.
- [2] Ting Guo, Dan Y. Chen and Fred C. Lee, "Separation of the Common Mode and Differential-Mode-Conducted EMI Noise", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 3, pp. 480-488, 1996.
- [3] Clayton R. Paul and Keith B. Hardin, "Diagnosis and Reduction of Conducted Noise Emissions", *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 30, no. 4, pp. 553-560, Nov 1988.
- [4] M. C. Caponet and F. Profumo, "Devices for the Separation of the Common and Differential Mode Noise: Design and Realization", *APE Conf. and Exposition*, vol. 1, pp. 100-105, March 2002.
- [5] Shou Wang, Fred. C Lee and Willem Gerhardus Odendaal, "Characterization Evaluation, and Design of Noise Separator for Conducted EMI Noise Diagnosis", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 974-982, July 2005.
- [6] C.I.S.P.R. Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 1999.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



[2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Design of High Performance and Low Cost Line Impedance Stabilization Network for University Power Electronics and EMC Laboratories

D. Sakulhirak*, V. Tarateeraseth**, W. Khan-ngern* and N. Yoothanom***

*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand.

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

***Sripatum University, Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand.

Abstract— This paper proposes how to analyze and design the Line Impedance Stabilization Network (LISN). The details are described component characteristics and how to design air coil inductors in single and multi layers based on a high self resonant frequency response concept. According to the CISPR 16-1 standard, the stabilized impedance 50Ω of LISN at frequency range 150 kHz to 30 MHz is proved by simulation and experimental results. The proposed LISN is successful design the low cost by compare with commercial LISN. Finally, the performance of the proposed LISN is achieved comparing to CISPR standard and also with commercial LISN.

Index Terms—LISN, AMN, EMI, EMC

I. INTRODUCTION

Line Impedance Stabilization Network: LISN or Artificial Mains Network: AMN is an important equipment for measuring the conducted Electromagnetic Interference (EMI) emissions following CISPR 16-1 standard. There are three main functions of LISN or AMN. Firstly to prevent incoming Radio Frequency (RF) disturbance from the mains supply. Secondly, to maintain the specified impedance at the equipment under test (EUT) terminal over the working frequency range and finally to couple RF voltage signal from the EUT to the measuring receiver.

There are two basic types of LISN, the v-network and the delta-network. The LISN v-network can be coupled the unsymmetric voltages; the amplitude of the vector voltage V_a or V_b where V_z is the vector voltage between one of the main terminals and earth and V_z is vector voltage between the other main terminals and earth. The LISN delta-network can be coupled the symmetric (Differential Mode: DM) and asymmetric (Common Mode: CM) voltages separately [1].

This paper proposes designing of the artificial mains $50 \Omega / 50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ V-network by improved self resonant frequency (SRF) of inductors as in [2] using air gap winding technique. To improve the previous researched work [2], the line/neutral selector switch as shown in Fig. 1 is removed because of two reasons: firstly, two output ports can provide voltage signal from line to ground and neutral to ground simultaneously as shown in equations (1-2), and lastly, this proposed LISN is designed

to apply with other conducted EMI emissions investigated devices such as DM/CM rejection network [3] or Paul-Hardin noise separation network [4] for more advanced research opportunities.

$$V_{\text{Line-Ground}} = 50 \cdot (I_{\text{CM}} + I_{\text{DM}}) \quad (1)$$

$$V_{\text{Neutral-Ground}} = 50 \cdot (I_{\text{CM}} - I_{\text{DM}}) \quad (2)$$

where I_{CM} is a common mode current

I_{DM} is a differential mode current

Fig. 1 shows a suitable circuit with the component values according to CISPR 16-1. These are the recommendable schematic and component values. It may be constructed for use with the current up to 100 A. Moreover, the recommended case dimension following the CISPR is 360x300x180 mm. [1]

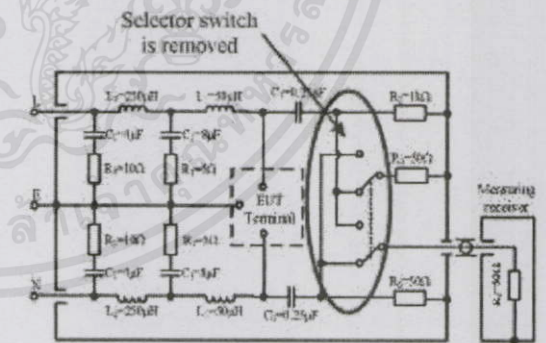


Fig. 1 Artificial mains $50 \Omega / 50 \mu\text{H} + 5 \Omega$ V-network.

II. THE PROPOSED SCHEMATIC AND COMPONENT VALUES

Fig. 2 shows proposed schematic of LISN by cut the selector switch off and adding some components such as R_7 - R_{10} , C_7 - C_8 and two BNC type N terminals (female). Table I shows the proposed LISN component values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

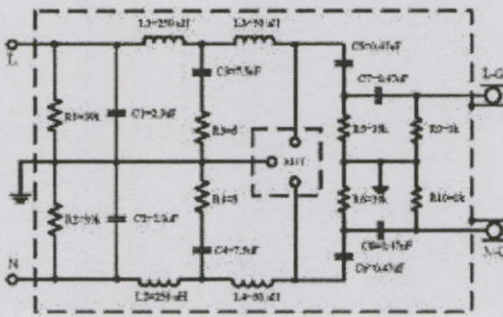


Fig. 2. The proposed schematic of LISN.

TABLE I
PROPOSED LISN COMPONENT VALUES

Component	Value
R_1, R_2	39 k Ω (1 W)
R_3, R_4	5 Ω (5 W)
R_5, R_6	39 k Ω (1 W)
R_7, R_8	1,000 Ω (1/2 W)
C_1, C_2	2.3 μ F
C_3, C_4	7.5 μ F
C_5, C_6, C_7, C_8	0.47 μ F
L_1, L_2	250 μ H
L_3, L_4	50 μ H

L_3 - L_4 , C_5 - C_8 , R_5 and R_7 - R_8 define the impedance; L_1 - L_2 , C_1 - C_2 and R_1 - R_2 provide the isolation to spurious mains signals and mains impedance variations, and C_6 - C_8 decouples the measuring receiver from mains voltage.

III. THE COMPONENT DETAILS

A. Resistors

All resistors are the carbon type and the tolerance should as small as possible. In fact, the resistor, which made from carbon has small response with high frequency.

B. Capacitors

The capacitors, C_1 - C_4 , have high capacitance. They should have high rated voltage for the safety reason. Capacitors C_1 - C_4 are the metallized polypropylene. Capacitors C_5 - C_8 are metallized polyester. The SRF of capacitors are provided from manufacturer. The measured self resonant frequency (SRF) response, using impedance analyzer of C_1 - C_2 are about 268 kHz, C_3 - C_4 are about 169 kHz and C_5 - C_8 are about 1 MHz, respectively.

C. Case of network

The case of network is mounted on a metal frame, which is then closed by metal lids. The bottom and side

lids are perforated in order to improve the heat dissipation. The dimension of the case is about 300x280x170 mm. This case is smaller than the example case recommended by CISPR 16-1.

D. Inductor core and dimension

This is the key point to keep the proposed LISN to cheapest cost. Normally, the solenoidal winding of the inductor is wound on a coil former of an insulating material. Because of the product cost and temperature operation, in this paper, the unplasticized polyvinyl chloride (PVC) pipe is chosen to be as a coil former as shown in Fig. 3 [5].

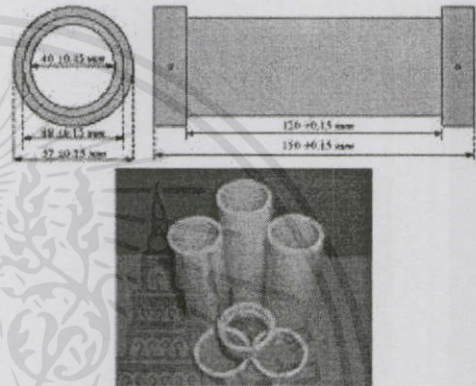


Fig. 3. The coil former of inductors

IV. AIR CORE INDUCTOR DESIGN

A. Calculations

The inductors, used in proposed LISN, are an air core with solenoidal winding. The unplasticized polyvinyl chloride (PVC) pipe is chosen to be a coil former. The length, diameter and thickness are 120 mm, 48 \pm 0.15 mm, and 1.5 \pm 0.15 mm, respectively. The maximum operating temperature of PVC pipe is 60 $^{\circ}$ C [5]. The number of turn and wire size can evaluate by the equations as shown below [2]:

$$a_{\text{wire}} = \frac{I}{J} \quad (3)$$

where a_{wire} is a wire area (mm^2)

I is a rated current (A)

J is a current density (A/mm^2)

The wire size can be evaluated following equation (3). The rated current and current density are defined to be equal to 10 A and 3 A/mm^2 , respectively. The wire diameter is 3.333 mm^2 and AWG 14 is chosen.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N = \sqrt{\frac{LI_{\pi}}{A_c \mu_0}} \quad (4)$$

where N is a total numbers of turn (turns)
 L is an inductance (H)
 l_m is a mean magnetic length (m)
 A_c is a cross section of the core (m^2)
 μ_0 is a permeability of air (H/m)

Equation (4) is used specially for calculating the number of turn of L_3 and L_4 . The calculated result is about 52 turns by define l_m equal to 120 mm.

L_1 and L_2 design in multi layer coil using the Wheeler's formula in equations (5-6) [6].

$$L(\mu H) = \frac{0.0315 \cdot N^2 \cdot \left(\frac{r_1 + r_2}{2}\right)^2}{6 \cdot \left(\frac{r_1 + r_2}{2}\right) + 9l_m + 10(r_2 - r_1)} \quad (5)$$

where r_1 is a core inner radius (mm)
 r_2 is an outer radius include the width of wire (mm)

$$N = (N_1 \cdot N_2) = (N_2 / 2) \quad (6)$$

where N_1 is the number of turns per layer (turns)
 N_2 is the number of layers (layers)

Equation (5) is used for designing the number of turn for L_1 and L_2 . The three layers were chosen. The result from equations (5-6) can be found that the number of turns per layer of L_1 and L_2 is about 39 turns per layer.

B. Winding Techniques

L_1 and L_2 are designed in multilayer. To limit interwinding capacitance effect, air gap is added for reducing the turn-to-core and stray capacitance. The turn-to-core capacitance (C_c) is equal to two times of total capacitance ($2C_n$). The stray capacitance (C_s) is equal to $C_s/n-1$ [7]. Figs. 4-5 show winding technique applied for L_1 and L_2 . The SRF measurement result is about 960 kHz as shown in Fig. 6.

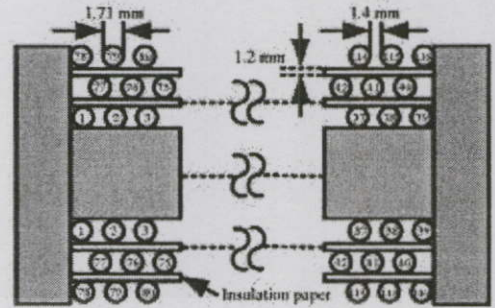
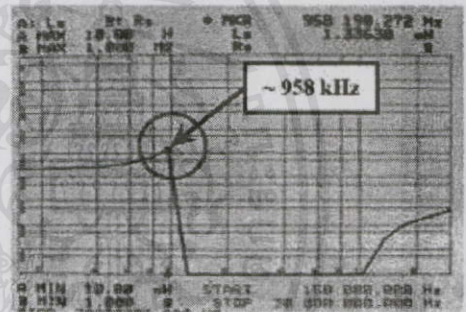


Fig. 4. Model multilayer winding technique of L_1 and L_2 .



Fig. 5. Multilayer winding with air gap of L_1 and L_2 .



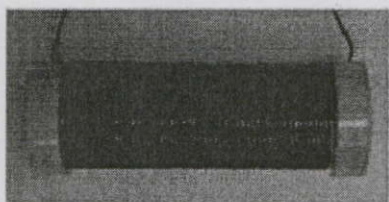


Fig. 8. Single layer winding with air gap of L_3 and L_4 .

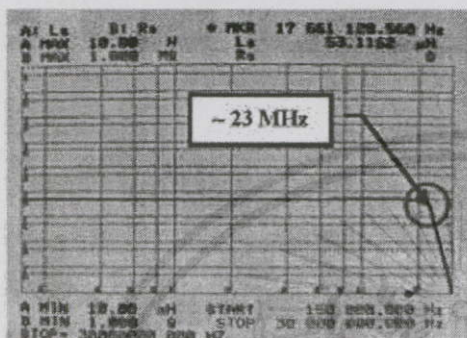


Fig. 9. Measured impedance characteristics of L_3 and L_4 .

Actually, the SRF of L_3 and L_4 are good performance about 17 MHz even though they are not added the air gap. Then the improvement of the SRF also keep the size of core, the small air gap about 0.6 mm is added. But the air gap of L_1 and L_2 , bigger than L_3 and L_4 is chosen to upgrade SRF from about 570 kHz to 960 kHz. Because of the previous research [2], it has some output impedance testing problems at high frequency which could not comply with the CISPR 16-1 requirement.

V. IMPEDANCE SIMULATION OF PROPOSED LISN

The simulated circuit of proposed LISN, neglected the effect of parasitic elements, is shown in Fig. 10. The AC sweep function of PSpice program is used to simulate the impedance at EUT port.

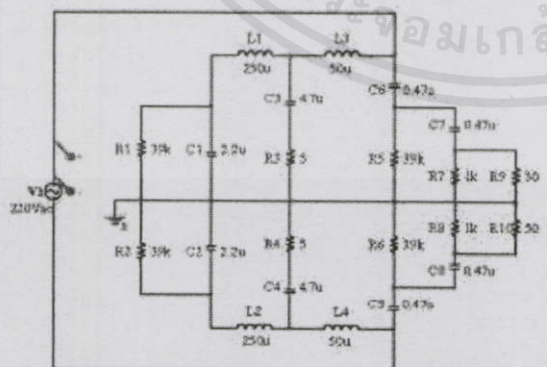


Fig. 10. Simulated circuit by PSpice program.

The simulated result is shown in Fig. 11. The curve increases rapidly in frequency range 30 kHz to 300 kHz and after that the curve provides the stabilized impedance about 47 Ω until 30 MHz. The simulated result of proposed LISN shows stabilized impedance following standard in frequency range of 150 kHz to 30 MHz.

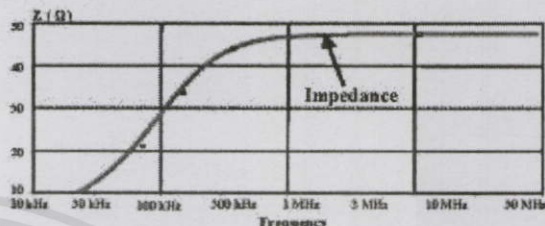


Fig. 11. The impedance at EUT connector.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

According to CISPR 16-1, the requirements for LISN or AMN testing are the output impedance and the insertion loss. But, due to limitation of equipment in laboratory, the insertion loss can not test. With these reasons, the experiment has divided to three subtopics. The first experiment is to confirm the CISPR 16-1 requirement by measured impedance at EUT terminals of proposed LISN. The second is measured the conducted EMI by using the proposed LISN comparing with commercial LISN. Finally, the temperature of air gap inductor is verified.

A. Impedance testing method

The impedance measurement, based on CISPR 16-1 methodology, is tested as shown in Fig. 12 [1]. Broadband load 50 Ω has to connect to BNC RF connector, normally connected to EMI receiver of proposed LISN. The impedance of proposed LISN is measured at EUT terminals between line to ground and neutral to ground respectively.

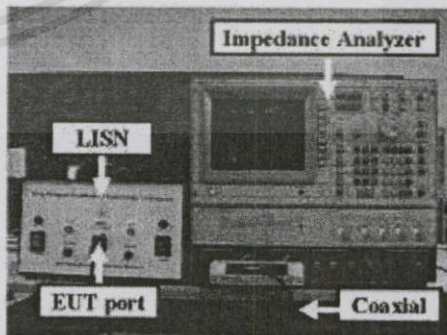


Fig. 12. Impedance testing setup.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ ใช้งานด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The measured impedance from impedance/gain-phase analyzer, as shown in Figs. 13-14, guarantees that the proposed LISN can be provided the impedance about 50 Ω within ±20 % tolerance at frequency range 150 kHz-30 MHz for both line to ground and neutral to ground.

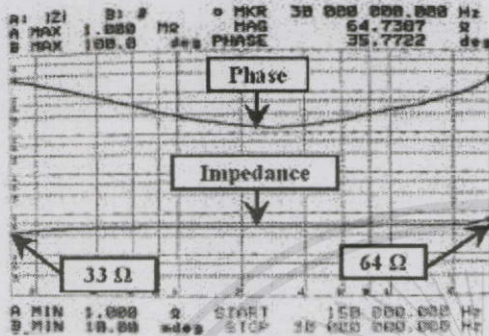


Fig. 13. The measured impedance of proposed LISN at EUT port Line to Ground side.

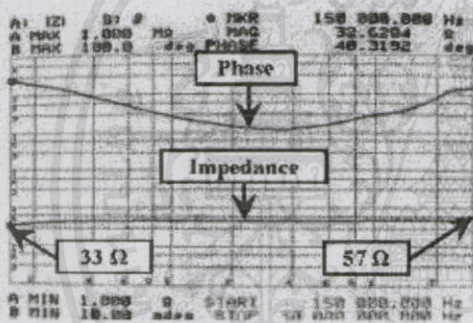


Fig. 14. The measured impedance of proposed LISN at EUT port Neutral to Ground side.

B. Conducted EMI testing method

In fact, LISN is a device used to transfer energy to load and to detect the conducted EMI to EMI receiver. From these reasons, the proposed LISN has to measure conducted EMI by comparing between the proposed LISN and the commercial LISN. The conditions are the frequency range 150 kHz-30 MHz following CISPR 22 standard and switching power supply is used as an EUT. Figs. 15-16 show line to ground and neutral to ground noise floor when measured before connecting the EUT. The conducted EMI measured by proposed LISN (blue line) is nearly close to commercial LISN (red line) as shown in Figs. 15-18.

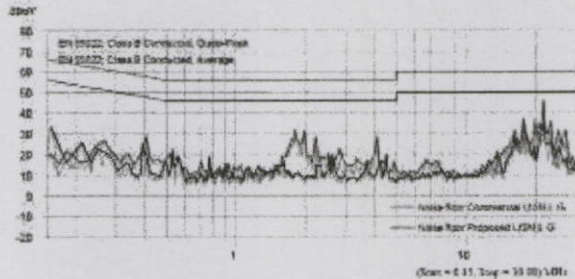


Fig. 15. The measured Line to Ground noise floor.

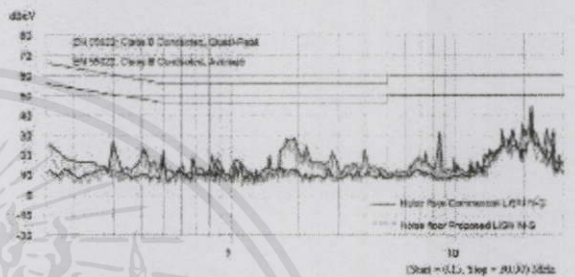


Fig. 16. The measured Neutral to Ground noise floor.

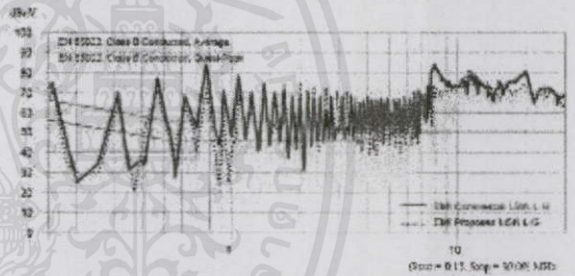


Fig. 17. The measured Line to Ground conducted EMI.

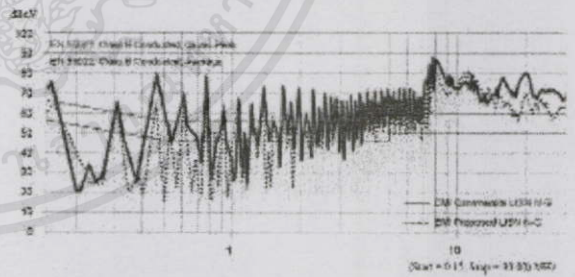


Fig. 18. The measured Neutral to Ground conducted EMI.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

C. Operating temperature testing method

The operating temperature is measured at the middle of core winding of proposed LISN by using infrared thermometer. The testing time period is 60 minutes. The testing conditions are measured in every 5 minutes pass and connecting the continuous 8 A load (incandescent lamp) at EUT connector. From the experimental results as shown in Fig. 19, it can be seen that the operating temperature of proposed LISN is about 10 °C less than maximum temperature limit of PVC cores of proposed LISN.

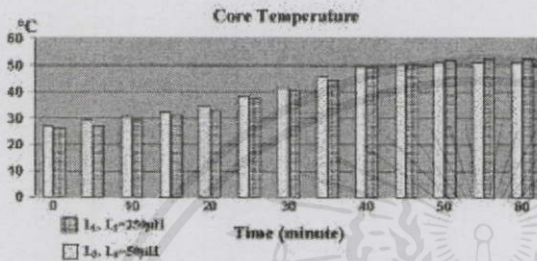


Fig. 19. Temperature measurement

VII. CONCLUSION

From all of the experimental results, it can be concluded that the proposed LISN can be provided the defined impedance $50 \Omega \pm 20\%$ and RF coupling signal as the functions of commercial LISN with a cheaper cost due to remove the selector switch and change type of inductor core material from bekalite to PVC. The total cost of the proposed LISN is about 100 US dollars. Finally, the proposed LISN has tested with continuous 8 A load at EUT connector for 60 minutes. The measured temperature at all devices is less than the temperature limit of devices.

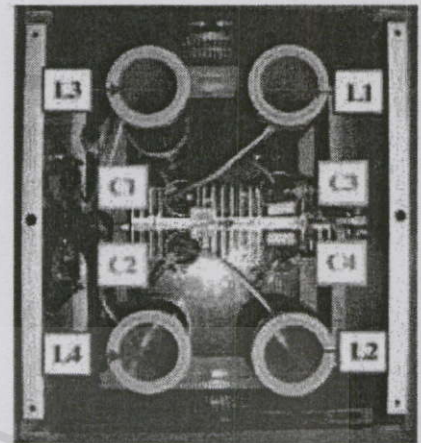


Fig. 20. Top view of the proposed LISN.

REFERENCES

- [1] CISPR Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 1999.
- [2] D. Sakulhirak et al. "An Affordable Line Impedance Stabilization Network Design for Academic Laboratory Institution," ECTI Conf., May 2006, pp 837-840.
- [3] Marco Chioldi Caponet and Francesco Profumo "Devices for the Separation of the Common and Differential Mode Noise: Design and Realization", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APPEC) Seventeenth Annual IEEE, vol. 1, pp. 100-105, March 2002.
- [4] Clayton R. Paul and Keith B. Hurdin "Diagnosis and Reduction of Conducted Noise Emissions", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 30, no. 4, pp. 553-560, Nov 1988.
- [5] Unplasticized polyvinyl chloride pipes for drinking water services, TIS 17-2532, 1989.
- [6] The Magnetic Gun Club. (2002, June 16). Coil Parameter [Online]. Available: <http://mgc314.home.comcast.net/coilparameters.htm>
- [7] A. Massarini, M.K. Kazimierczak and G. Grandth. "Lumped Parameter Models for Single and Multiple-Layer Inductors," PESC'96, June 1996, vol. 1, pp. 295-301.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

VOLUME 2

- Communication Systems
- Signal Processing
- Computer and Information

ECTI Association IEEE THAILAND SECTION NECTEC 1 a member of NSTDA WD Western Digital

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น. ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะตีพิมพ์ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และ [3] อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Trade-off between EMI Separator and RF Current Probe for Conducted EMI Testing

D. Sakulhirak¹, V. Tarateeraseth², W. Khan-ngern¹, and N. Yoothanom³

¹Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT), Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand.

²Srinakharinwirot University, Faculty of Engineering, Ongcharak, Thailand.

³Sripatum University, Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand.

E-mail: s8060210@kmitl.ac.th¹, vuttipon@swu.ac.th², kkvoerae@kmitl.ac.th¹, nyt@spu.ac.th³

Abstract-This paper presents the trade-off between EMI separator and the RF current probe for conducted EMI measurement. EMI toolkit is used as a noise source for investigating effects from differential-mode (DM) and common-mode (CM). Paul-Hardin noise separation network or EMI separator is used as a benchmark to compare with the RF current probe. The conducted electromagnetic interference between RF current probe and EMI separator is compared by the experiment. Finally, the trade-off between two measurement methods is verified by both theoretical and experimental results.

I. INTRODUCTION

Electromagnetic Compatibility (EMC) is an electronic system which is able to function compatibly with other electronic systems and not produce or be susceptible to interference with its environment [1]. The interference can be divided widely into two groups: conducted and radiated interferences. In this paper, the conducted emission is emphasized and mentioned to separate noise components (Differential-Mode: DM and Common-Mode: CM) for electromagnetic environment. It is very useful to know noise components in every interested circuit [2]. Generally, there are two methods, often used, for separating noise components. The first method is a classical measurement using radio frequency current probe (RF current probe). The second method is measurement CM and DM by using separating devices such as CM/DM discrimination network [3], Paul-Hardin noise separation network [4] and noise separator [5] etc. However, all separation networks in this paper are called as the EMI separator.

The Equipment Under Test (EUT) in this paper is EMI toolkit, used for conducted EMI studying in terms of theory and practice. Fig. 1 shows outside of EMI toolkit. Boost converter is a main part which generates EMI. In addition, a lot of study functions are combined in the toolkit and it can be selected functional operation such as self-resonant frequency (SRF) of the passive components, reverse recovery time of diodes, switching frequencies, and gate drive control [5].

To understand noise behaviors in a boost converter, Fig. 1 can be rewritten to Fig. 2 which includes Line Impedance Stabilization Network (LISN) schematic and two 50 Ω terminators. These terminators are connected to the RF output

ports of LISN when measuring by RF current probe but when using Paul-Hardin network these terminators are input impedance of the network. V_p and V_n stand for phase and neutral voltage signal, respectively. C_p is a parasitic capacitance caused by MOSFET (Q) between drain and frame ground via its heat-sink.

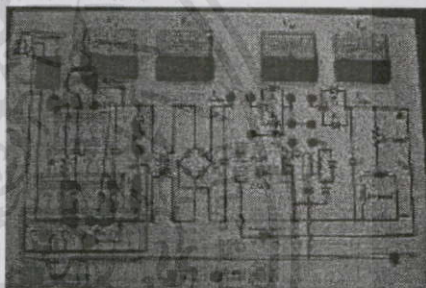


Figure 1. Top view of EMI toolkit configuration.

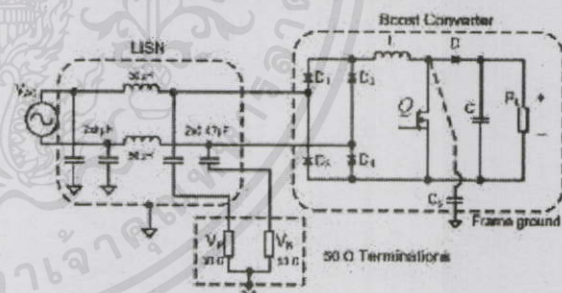


Figure 2. Schematic of LISN and boost converter under consideration.

II. CONDUCTED EMI MEASUREMENTS: RF CURRENT PROBE AND EMI SEPARATOR CONCEPTS

Conducted EMI emission is measured using a LISN as a 50 Ω impedance. The DM noise current (I_{DM}) flows out from line and returns via neutral while the CM noise current (I_{CM}) flows out from line and neutral and returns via ground wire as shown in Fig. 3. Eqs. (1)-(3) are line, neutral and ground current and Eqs. (4)-(5) are line and neutral voltages, respectively [7].

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเอกสารฉบับนี้ไปเผยแพร่ในที่สาธารณะหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

ECTI-CON 2007

The 2007 ECTI International Conference

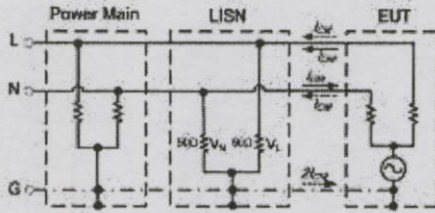


Figure 3. DM and CM currents from LISN.

$$I_{Line} = I_{CM} + I_{DM} \tag{1}$$

$$I_{Neutral} = I_{CM} - I_{DM} \tag{2}$$

$$I_{Ground} = 2 \cdot I_{CM} \tag{3}$$

$$V_{Line} = 50 \cdot (I_{CM} + I_{DM}) \tag{4}$$

$$V_{Neutral} = 50 \cdot (I_{CM} - I_{DM}) \tag{5}$$

A. RF Current Probe

RF current probe is a clamp-on RF current transformer designed for use with EMI Test Receivers/Spectrum Analyzers, or with any similar instrument having a 50 Ω input impedance, to determine the intensity of RF current present in an electrical conductor or group of conductors [7]. Fig. 4 shows the RF current probe within bandwidth 10 kHz - 250 MHz. The maximum primary current from DC - 400 Hz is up to 100 A and the transfer impedance (Z_T) is 5 Ω [8]. The performance of the RF current probe may be expressed in terms of sensor transfer impedance: Eqn. (6). Where V_{out} is the voltage developed across a 50 Ω termination on the output and I_{meas} is the current flowing through the conductor being measured. The probe transfer impedance is often expressed in terms of dB which can be calculated the measured current from Eqn. (7) [9].

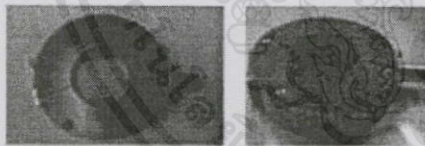


Figure 4. Toroidal RF current probe.

$$Z_T = \frac{V_{out}}{I_{meas}} \tag{6}$$

$$I_{meas}(dB\mu A) = V_{out}(dB\mu V) - Z(dB) \tag{7}$$

B. EMI separator

Many papers have been discussed and proposed EMI separators [3-5], [10-11]. They can be separated roughly in two groups based on magnitude of output signal, single and double output noise. Moreover, in group of double output [4] has no guarantee that it can be used representative of RF current probe.

Fig. 5 shows the Paul-Hardin noise separation network schematic. There are two important elements; two wideband

transformers (1:1 ratio) and single-pole-double-throw (SPDT) switch, which operate simultaneously [7].

The line-ground voltage (V_{LG}) and neutral-ground voltage (V_{NG}) are connected to EMI separator, using Eqns. (8) and (9) for voltage across switch at A and B position respectively.

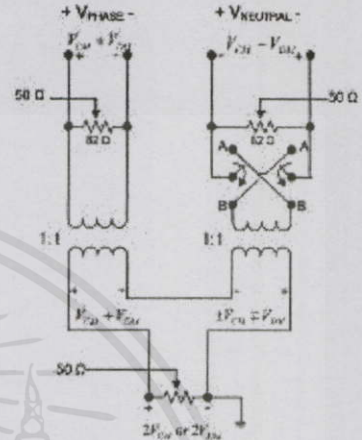


Figure 5. Paul-Hardin noise separation network schematic.

$$|V_{LG} - V_{NG}| = |V_{CM} + V_{DM}| - |V_{CM} - V_{DM}| = |2V_{DM}| \tag{8}$$

$$|V_{LG} + V_{NG}| = |V_{CM} + V_{DM}| + |V_{CM} - V_{DM}| = |2V_{CM}| \tag{9}$$

$$\text{or } 2V_{DM} = |V_{LG} - V_{NG}| = 50 \cdot |2I_{DM}| \tag{10}$$

$$2V_{CM} = |V_{LG} + V_{NG}| = 50 \cdot |2I_{CM}| \tag{11}$$

The output is $|V_{LG} - V_{NG}|$ for $2V_{DM}$ defined by Eqn. (8) and $|V_{LG} + V_{NG}|$ for $2V_{CM}$ defined by Eqn. (9) and lastly, leakage between the DM and CM at the output should be small because noise measurement between the DM and CM must be guaranteed small interference [5]. The impedance of two inputs are 50 Ω within 20 percent tolerance according to CISPR 16-1 standard because both of them have to be connected with LISNs. The CM output impedance of network is very closed to 50 Ω (in range 45 Ω - 50 Ω at 150 kHz - 30MHz) but for DM output impedance is nearly 20% tolerance from 50 Ω (35 Ω - 50 Ω) as shown in Fig. 7. The performance of EMI separator can be described in term of rejection attenuation value of both modes; some papers call "CM/DM rejection ratio" [2], [10] as shown in Fig. 8.

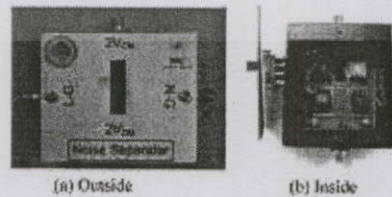


Figure 6. Paul-Hardin noise separation network.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และ ECTI-CON 2007 เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

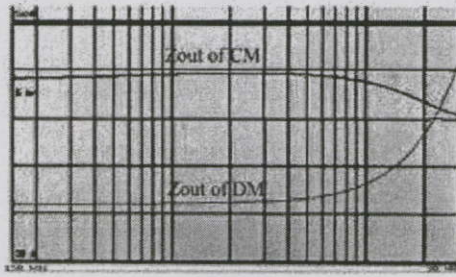


Figure 7. CM and DM output impedance of EMI separator.

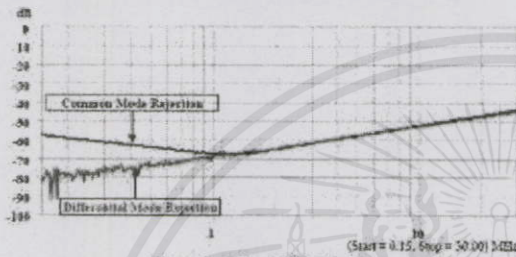


Figure 8. CM and DM rejection.

III. MEASUREMENT METHODS

A. RF Current Probe Measurement

Figs. 9 (a)-(b) show basically method to measure DM and CM noise, respectively. However, the measured results of DM and CM are double ($2I_{DM}$ and $2I_{CM}$) caused by sum of current vectors in same direction. The current probe is usually clamped between the EUT and the LISN as near as possible. In some EMC standard current probes, such as the DFB STAN 59-41 DCE01, have to away 5 cm from the LISN connection on the power lead [7].

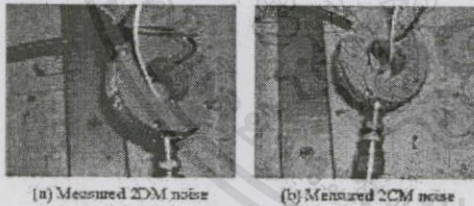


Figure 9. RF Current probe measurement method.

B. EMI separator Measurement

The second method to measure DM and CM noise components are displayed in Fig. 10. LISN-1 couples voltage from line-ground while LISN-2 couples voltage from neutral-ground. Output of separator is connected with 50 Ω terminal of spectrum analyzer. In addition, coaxial cables (50 Ω) with BNC connector are connected with two RF output terminals of LISNs for coupling line-ground and neutral-ground signal simultaneously.

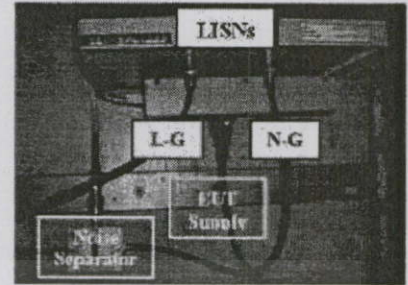
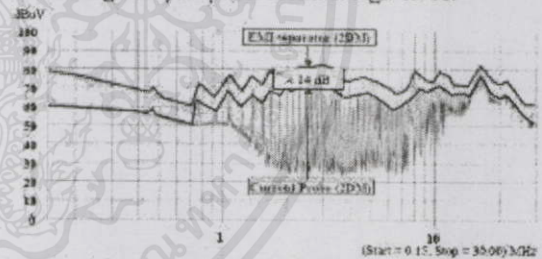
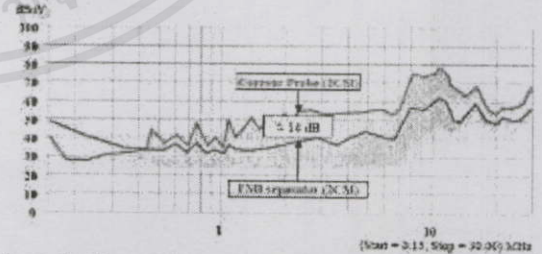


Figure 10. EMI separator measurement method.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

In this section, noise floor between the RF current probe and EMI separator are measured first for using as reference levels. There are three noise floors: RF current probe, CM EMI separation and DM EMI separation which are the same level of noise floors about 25 dB.

Measured results of $2V_{CM}$ and $2V_{DM}$ are divided into three sections by comparison results between RF current probe and EMI separator. Firstly, noise source is measured without filter components this is a full noise condition as shown in Figs. 11-12. Secondly, adding two X-capacitors between line and neutral, 0.47 μF , as shown in Figs. 13-14, which show DM and CM comparing between RF current probe and EMI separator with and without filter components. A dash line prefers to EMI measured result when filter components are added in the circuit. Finally, two Y-capacitors are added across line-ground and neutral-ground, 0.2 μF , as shown in Figs. 15-16.

Figure 11. The comparison of $2V_{DM}$ between RF current probe and EMI separator.Figure 12. The comparison of $2V_{CM}$ between RF current probe and EMI separator.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และ ECTI-CON 2007 เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The 2007 ECTI International Conference

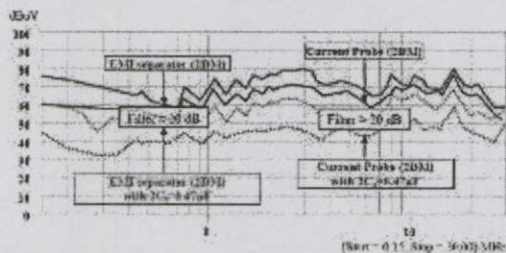


Figure 13. The comparison of $2Z_{CM}$ when adding C_c filter between RF current probe and EMI separator.

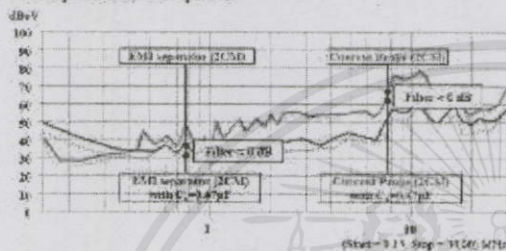


Figure 14. The comparison of $2Z_{CM}$ when adding C_c filter between RF current probe and EMI separator.

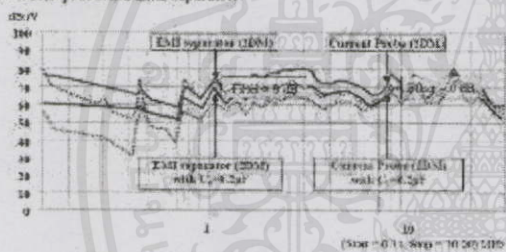


Figure 15 The comparison of $2Z_{DM}$ when adding C_c filter results between RF current probe and EMI separator.

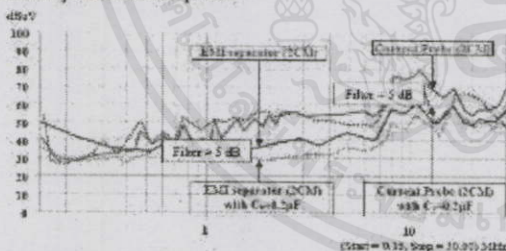


Figure 16 The comparison of $2Z_{DM}$ when adding C_c filter results between RF current probe and EMI separator.

V. ANALYSIS

From Eqn. (6), the transfer impedance of the current probe (Z_{cp}) is 5Ω and the measured current I_{meas} is represented by $2I_{CM}$ or $2I_{DM}$ as follows;

$$V_{meas(CM)} = (5) \cdot (2I_{CM}) \text{ and } V_{meas(DM)} = (5) \cdot (2I_{DM}) \quad (12)$$

Where $V_{meas(CM)}$ and $V_{meas(DM)}$ are common mode and differential mode output voltage measured by RF current probe respectively.

Then, multiplication Eqn. (12) by two to compare with Eqns. (10)-(11) and inverting them to dB values using logarithm function.

The compared results show the different value between using RF current probe and EMI separator about 13.98 dB.

The experimental results as shown in Figs. 11-12, can be realized by the theoretical expression as mention. Fig. 13 shows the performance of X capacitor filters. The DM EMI is decreased about 20 dB while the CM EMI has a little changed as shown in Fig. 14 and the difference between RF current probe and EMI separator still about 14 dB. Figs. 15-16 show EMI results which are mitigated by Y capacitors. The performance of C_c can suppress noise about 5 dB for common mode and nearly 0 dB for differential mode

VI. CONCLUSIONS

The separation of conducted EMI measurement, measured by RF current probe and EMI separator, is compared. The attenuation value between RF current probe and EMI separator is about 14 dB, realized by the theoretical and experimental results. The performance of EMI separator has been realized using the convenient EUT as EMI toolkit. However, it should be noted that the EMI separator, which is low cost, can be used at low-medium power level because the saturation of wideband transformer while the RF current probe can be covered the high level.

REFERENCES

- [1] Clayton R. Paul, Introduction to Electromagnetic Compatibility. Wiley-Interscience, A John Wiley & Sons, Inc., publication, 1992.
- [2] Tang Guo, Dai Y. Chen and Fred C. Lee "Separation of the Common-Mode and Differential-Mode Conducted EMI Noise", IEEE Trans Power Electron, vol. 11, no. 3, pp. 480-488, 1996.
- [3] See Kyu Yak "Network for EMI", Electronic Letter, vol. 35, no. 17, pp. 1446-1447, 19th Aug 1999.
- [4] Clayton R. Paul and Keith B. Hardin "Diagnosis and Reduction of Conducted Noise Emissions", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 30, no. 4, pp. 555-560, Nov 1988.
- [5] Shou Wang, Fred C Lee and Willem Gerhardus Odendaal "Characterization Evaluation, and Design of Noise Separator for Conducted EMI Noise Diagnosis", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 20, no. 4, pp. 974-982, July 2005.
- [6] Werachet Khan-ogem, Vuttipon Tamteeraseth, "Self-learning EMC Toolkit for Electronic and Electrical Engineers", ICEMC Conf. on EMC on Education, July 2005, session 3C-1.
- [7] V. Prasad Kodali, Engineering Electromagnetic Compatibility, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, 2001.
- [8] Fischer Custom Communications, Inc. (2004). Instrumentation. Available: <http://www.fischercc.com/instrument.html> [Online].
- [9] David Morgan, A handbook for EMC testing and measurement. Wiley-Interscience, Short Run Press Ltd., Essex, 1994.
- [10] Marco Chiodo Caponnet and Francesco Profumo "Devices for the Separation of the Common and Differential Mode Noise: Design and Realization", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) Seventeenth Annual IEEE, vol. 1, pp. 100-105, March 2002.
- [11] Mark J. Nave "A Novel Differential Mode Rejection Network for Conducted Emissions Diagnostics", IEEE National Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 223-227, May 1989.

PROCEEDINGS

*Asia-Pacific Conference on
Environmental Electromagnetics*

GEEM'2006

Volume 1 of 2

Aug. 1-4, 2006 Dalian, China

ORGANIZED BY



EIC



**EMC
SOCIETY**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่เอกสาร [4] มาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The Analysis and Design of Line Impedance Stabilization Network for an In-house Laboratory

D. Sakulhirirak¹, V. Tarateeraseth², W. Khan-ngern¹

¹King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL),
Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand, E-mail: kkvveerac@kmitl.ac.th

²Srinakharinwirot University, Faculty of Engineering, Ongkharak, Thailand, E-mail: vuttipon@swu.ac.th

ABSTRACT

The analysis and design of Line Impedance Stabilization Network (LISN) is presented. The details will be described how to design and stabilize the impedance of LISN at frequency range 150 kHz to 30 MHz following CISPR 16-1 standard. The impedance response of passive components: resistor, inductor and capacitor will be measured to identify the component parasitic. The comparison of simulated and measured result will be done and analyzed. The low cost and good impedance of the response are achieved, for in-house test, comparing to CISPR standard and also with commercial LISN.

Keywords: LISN, AMN, EMI, EMC

1. INTRODUCTION

It is well known that the Line Impedance Stabilization Network (LISN) or artificial mains network (AMN) is one of the measurement devices for measuring the conducted EMI. According to CISPR 16-1, LISN or AMN has to fulfill three functions: firstly, to maintain the impedance over the working frequency range to the equipment under test (EUT). Secondly, to filter incoming Radio Frequency (RF) noise from the mains supply and finally, to provide a matched 50 ohm RF connection to the EMI receiver [1-2].

This paper focuses on how to design the artificial mains 50 Ω /50 μ H + 5 Ω V-network following CISPR 16-1 step-by-step with the low cost consideration. Furthermore, to guarantee the performance of simplified LISN, the component characteristics at high frequency, impedance analysis by PSpice simulation program is compared with the measured results. The measured results of conducted EMI compared between the standard LISN and simplified LISN and the safety operating current of simplified LISN will be proved.

2. THE SCHEMATIC OF SIMPLIFIED LISN

According to CISPR 16-1, the example of artificial mains 50 Ω /50 μ H + 5 Ω V-network and component values are shown in Fig. 1 and Table 1, respectively [1].

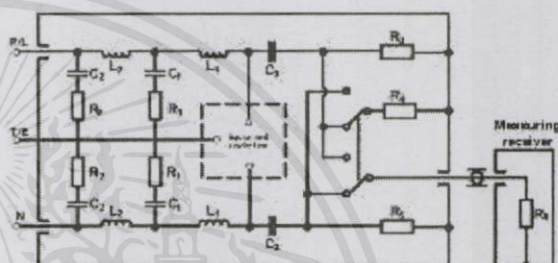


Fig.1: An artificial mains 50 Ω / 50 μ H + 5 Ω V-network

Table 1: Components and values of 50 Ω / 50 μ H + 5 Ω V-network

Component	Value
R ₁	5 Ω
R ₂	10 Ω
R ₃	1,000 Ω
R ₄	50 Ω
R ₅	50 Ω (input impedance the measuring receiver)
C ₁	8 μ F
C ₂	4 μ F
C ₃	0.25 μ F
L ₁	50 μ H
L ₂	250 μ H

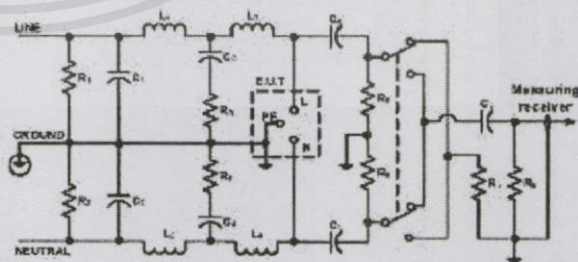


Fig.2: The schematic of simplified LISN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 2: Simplified LISN component values

Component	Value
R_1, R_2	3,900 Ω (1 W)
R_3, R_4	5 Ω (5 W)
R_5, R_6	3,900 Ω (1 W)
R_7	50 Ω (1/2 W)
R_8	1,000 Ω (1/2 W)
C_1, C_2	3 μF
C_3, C_4	8 μF
C_5, C_6, C_7	0.47 μF
L_1, L_2	250 μH
L_3, L_4	50 μH

In Fig. 2 and Table 2 are presented the simplified LISN schematic and component values similar with the CISPR 16-1. Fig. 3 shows the top view of the Simplified LISN.

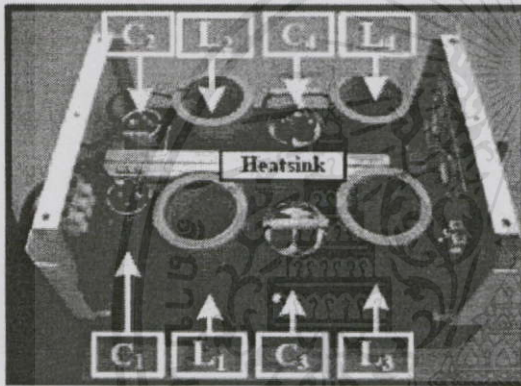


Fig.3: Top view of the simplified LISN

3. THE INDUCTOR AND CAPACITOR CHARACTERISTICS AT HIGH FREQUENCY

Normally, the LISN is composed of a passive devices; inductors, capacitors and resistors. This section will show the impedance characteristics of devices as a function of frequency range from 150 kHz to 30 MHz. In the final paper, the procedure to evaluate the inductors, complied with CISPR 16, will be provided in the details.

Inductors

The inductance of L_1 and L_2 are 250 μH measured by impedance analyzer. The design inductor is shown in Fig. 4 and Fig. 5 is the measured impedance characteristics of the inductors.

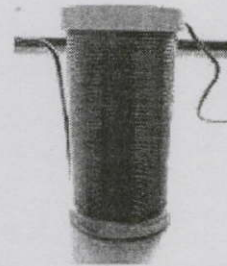
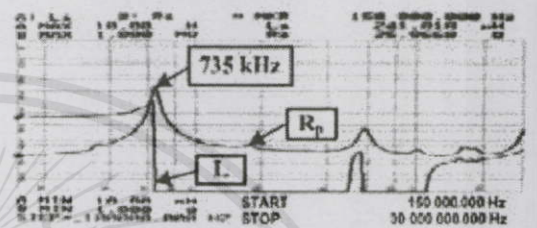
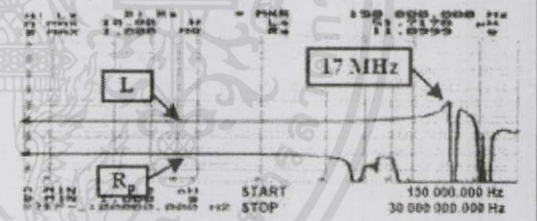


Fig.4: The design inductor

Fig.5: Measured impedance characteristics of L_1 and L_2

Inductance of L_1 and L_2 are about 250 μH before 250 kHz approximately. Subsequently, the self resonant frequency (SRF) of L_1 and L_2 is around 735 kHz.

The inductance and parasitic resistance inside inductors $L_1 - L_4$ are shown in Fig. 5 - 6. Inductance of L_3 and L_4 are about 50 μH at frequency 6 MHz and the SRFs are 17 MHz by approximately as shown in Fig. 6.

Fig.6: Measured impedance characteristics of L_3 and L_4

Capacitors

There are two types of the capacitors that used in simplified LISN: the metallized polypropylene AC ($C_1 - C_4$) and the metallized polyester ($C_5 - C_7$). C_1 and C_2 are 3 μF , C_3 and C_4 are 8 μF and C_5, C_6 and C_7 are 0.47 μF . The capacitor as shown in Fig. 7 is composed of capacitance (C), parasitic resistance (R_p) and parasitic inductance (L_p). Figs. 8 - 10 show the characteristics of C_1 to C_7 , respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

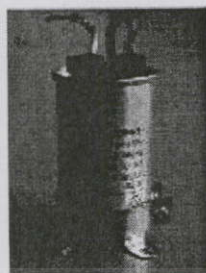


Fig.7: Equivalent circuit of a capacitor at high frequency

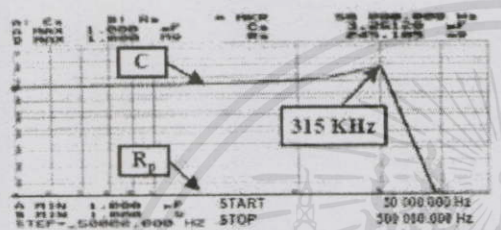


Fig.8: Measured impedance characteristics of C_1 and C_2

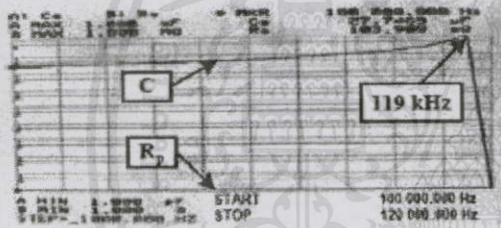


Fig.9: Measured impedance characteristics of C_3 and C_4

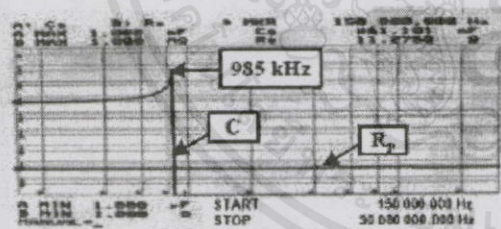


Fig.10: Measured impedance characteristics of C_5 to C_7

The capacitances of C_1 and C_2 are $3 \mu\text{F}$ in frequency range 150 kHz to 315 kHz. C_3 and C_4 are $8 \mu\text{F}$ in frequency range 50 Hz to 115 kHz and $C_5 - C_7$ are $0.47 \mu\text{F}$ in frequency range 150 kHz to 985 kHz.

4. SIMULATION

The simulated circuit of simplified LISN, neglected the effect of parasitic elements, is shown in Fig. 11. The AC sweep function of PSpice program is used to simulate the impedance at EUT port.

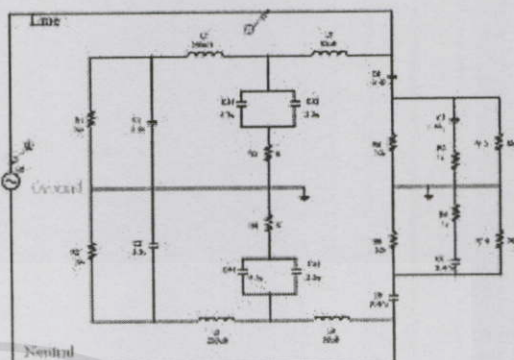


Fig.11: Simulated circuit by PSpice program



Fig.12: The impedance at EUT connector

The simulated result is shown in Fig. 12. The curve increases rapidly in frequency range 30 kHz to 300 kHz and after that the curve provides the stabilized impedance about 48Ω until 30 MHz. The simulated result of simplified LISN shows stabilized impedance following standard in frequency range of 150 kHz to 30 MHz.

5. FINAL PAPER

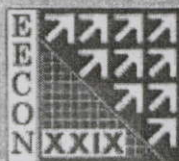
- In the final paper, the procedure for designing the inductors in single layer and multi layers complied with CISPR 16-1 standard will be presented.
- The temperature limitation of simplified LISN will be proved by testing with various operating current for guarantee the temperature safety operating of the simplified LISN.

6. REFERENCES

- [1] C.I.S.P.R. Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 1999.
- [2] David Morgan, *A handbook for EMC testing and measurement*. Peter Peregrinus Ltd., 1994.
- [3] Laszlo Tihanyi, *Electromagnetic compatibility in Power Electronics*, IEEE Press, 1995.
- [4] *Unplasticized polyvinyl chloride pipes for drinking water services*, TIS 17-2532, 1989.
- [5] W. Klan-ngern and V. Tarateeraseth, *Power Electronics (in Thai)*, V. J. Printing, 3rd edition, 2004

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



The EECON-29 Conference Joins the Sixtieth Anniversary Celebration of His Majesty's Accession to the Throne

29th Electrical Engineering Conference

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ ๒๙

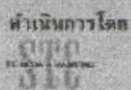
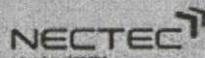
Volume II

- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิศวกรรมไฟฟ้า (GN)



๙-๑๐ พฤศจิกายน ๒๕๕๙

ณ โรงแรมแอมบาสซาเดอร์ ซิตี้ จอมเทียน พัทยา จังหวัดชลบุรี



คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์และออกแบบ โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ สำหรับห้องวิจัยความถี่สูงได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าขนาดเล็ก

The Analysis and Design of Line Impedance Stabilization Network for an In-house EMC Laboratory

ศักร ฤกษ์พิริวัฒน์* วุฒิสถ ธาราธิราชธรรม** วิมลพร จิตโอบ*** อรรถ ธรรมย์ อุดมทอง***

*ศาสตราจารย์วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง E-mail: s3050210@kmitl.ac.th

**ศาสตราจารย์วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ

***ศาสตราจารย์วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีปทุม

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้อธิบายการวิเคราะห์และออกแบบโครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์สำหรับห้องวิจัยความถี่สูงได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าขนาดเล็ก ซึ่งอธิบายถึงวิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำเชิงเส้นและหลายชั้น อีกทั้งยังได้ดูงานเปรียบเทียบถึงความสามารถในการรักษาอิมพีแดนซ์ 50 Ω ของห้องวิจัย EMI และ ESD 30 MHz ตามมาตรฐาน CISPR 16-1 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำทุกชนิด ด้วยตัวนำแบบ ตัวนำปรอทนำและตัวนำแบบประจุที่เติมประจุของสารประกอบอินทรีย์ในวัสดุผลึกที่ใช้งาน การทดสอบยืนยันที่อุณหภูมิสูงและต่ำ โดยนำไปปรับเทียบกับการวิเคราะห์ระบบ คุณสมบัติที่เปลี่ยนแปลงในสภาวะที่โหลดในด้านการทดสอบของอะนัล็อกและดิจิตอลนั้น ได้ถูกนำไปใช้กับเครื่องมือที่เรียกว่าเครื่องวิเคราะห์การแผ่รังสีที่มีฟังก์ชันการวิเคราะห์ และเก็บข้อมูลการแผ่รังสีอย่างต่อเนื่องสำหรับการทดสอบอุณหภูมิของอุปกรณ์ที่ติดตั้งในครัวเรือนใช้จริง คำสำคัญ: โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์, ความถี่สูงได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า, สัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ทางสายส่ง

Abstract

This paper proposes how to analyze and design the Line Impedance Stabilization Network (LISN) for an in-house EMC laboratory. The details of design are described the component characteristics and how to design air coil inductors in single and multi layers. According to the CISPR 16-1 standard, the stabilized impedance 50 Ω of LISN at frequency range 150 kHz to 30 MHz is proved. The impedance characteristics of passive components such as resistors, inductors and capacitors are measured to identify the parasitic components. The low cost and good performance of the simplified LISN for in-house test, is achieved comparing to CISPR standard and also with commercial LISN. Finally, the operating temperature of simplified LISN at various conditions is investigated.

Keywords: LISN, AMN, EMI, EMC

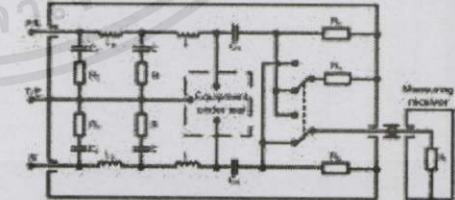
1. บทนำ

โครงข่ายรักษาเสถียรภาพอิมพีแดนซ์ (Line Impedance Stabilization Network: LISN) หรือ (Artificial Mains Network: AMN) ซึ่งคือไปนี้จะมีขนาดตัวนำ LISN ที่อิมพีแดนซ์ที่ระบุในอัตราทดสอบสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายส่ง นำตามมาตรฐาน CISPR 16-1 โดย LISN จะมีหน้าที่หลักๆ ๒ หน้าที่คือ 1. ป้องกันสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายไปสู่ระบบทดสอบ และจากระบบทดสอบ ไปสู่แหล่งจ่าย 2. ให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่เท่ากับ 50 โอห์มภายใต้สภาวะที่ค่าการทดสอบความถี่ที่ใช้อัตราทดสอบ และ 3. ให้ค่าอิมพีแดนซ์ที่แน่นอนระหว่างใช้ส่ง (RF terminal) กับเครื่องวัด (EMF receiver) ซึ่ง LISN แบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ แบบ V-network and Delta-network [1-2]

ที่ผ่านมามีงานวิจัยมากมายที่กล่าวถึงกับอุปกรณ์นี้ แต่ยังไม่มีความได้กึ่งต่อเกี่ยวกับคอนเนกชัน LISN อย่างเป็นขั้นเป็นตอน ดังนั้นบทความนี้ได้นำเสนอ การทดสอบให้เห็นว่า AMN 50Ω/50μH/5Ω ชนิด V-network นั้นมีขั้นตอนการออกแบบอย่างไร เมื่อตรวจสอบประสิทธิภาพการลดการใช้แม่เหล็กไฟฟ้าห้องวิจัยขนาดเล็ก

2. AMN 50Ω/50μH+5Ω V-network

รูปที่ 1 แสดงตารางที่ 1 และตารางประกอบ และค่าต่างๆ ที่แนะนำตามมาตรฐาน CISPR 16-1



รูปที่ 1 วงจรสมมูลที่ AMN 50Ω/50μH + 5Ω ชนิด V-network

ตารางที่ 1 ชนิดและค่าตัวนำ และโวลุ่มเรซอเนเตอร์

อุปกรณ์	ค่าของอุปกรณ์
R ₁	5 Ω
R ₂	10 Ω

PW74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานานาชาติ ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อ กองวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศ สำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา โทร. 02-2549 9-10 ทุกวันจันทร์ - วันอาทิตย์ เวลากลางวัน

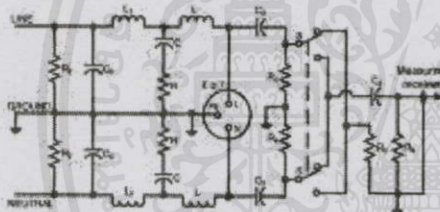
ตารางที่ 1 (ต่อ) ชนิดและค่าต่างๆ ภายในวงจรสมมูล

R_3	1,000 Ω
R_4	50 Ω
R_5	50 Ω (input impedance the measuring receiver)
C_1	8 μF
C_2	4 μF
C_3	0.25 μF
L_1	50 μH
L_2	250 μH

วงจรสมมูลนี้จะมีค่าต่างๆ กล่าวได้ คือ ค่าที่แน่นอน ซึ่งสามารถสร้างให้มีที่ผิดพลาดได้สูงถึง 100 A ยิ่งไปกว่านั้น CISPR ก็ได้แนะนำขนาดของตัวลวดไว้ที่ขนาด $60 \times 300 \times 150$ มม. [1]

3. วงจรสมมูลที่มีลักษณะองค์ประกอบต่างๆ ของอุปกรณ์

L_1, C_1, R_1, R_2 และ R_3 เป็นส่วนประกอบที่เชื่อมต่อทางด้านออกของ LISN ส่วน L_2, C_2 และ R_4 ทำหน้าที่แยกสัญญาณรบกวนและการเปลี่ยนแปลงอื่นเพื่อลดจำนวน และ C_3 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ระหว่างเครื่องวัดกับแหล่งจ่ายออกจากระบบ



รูปที่ 2 วงจรสมมูลที่มีลักษณะ

ตารางที่ 2 ชนิดและค่าพิกัดต่างๆ ภายในวงจรสมมูลที่มีลักษณะ

อุปกรณ์	ค่าของอุปกรณ์ที่มีลักษณะ
R_1	5 (1/5 W)
R_2	39 k Ω (1 W)
R_3, R_4	39 k Ω (1 W)
R_5	50 Ω (1/2 W)
R_6	1 k Ω (1/2 W)
C_1	8 μF (450 V)
C_2	3 μF (380 V)
C_3	0.47 μF (275 V)
L_1	50 μH
L_2	250 μH

4. ส่วนประกอบของโครงข่ายรักษาเสถียรภาพเพิ่มเติม

4.1 ตัวต้านทาน

ตัวต้านทานทั้งหมดที่ใช้ในวงจร เป็นตัวต้านทานชนิดคาร์บอน ซึ่งควรมีค่าผิดพลาดที่ต่ำที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ ในความเป็นจริงแล้วตัวต้านทานที่มาจากคาร์บอนจะมีผลต่อความถี่สูง

ไม่มากนัก [2] การปรับปรุงวิธีการทางวิศวกรรมให้ที่ ครั้งที่ 29 (ECON-29) 9-10 พฤศจิกายน 2549 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

4.2 ตัวเก็บประจุ

ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ควรใช้การทนแรงดันที่สูงที่สุด ความปลอดภัยในการใช้งาน โดย C_1 และ C_2 เป็นตัวเก็บประจุชนิด Metallized polypropylene ส่วน C_3 เป็นแบบ Metallized polyester การทดสอบวัดค่าองค์ประกอบภายในเพื่อหา Self-Resonance Frequency (SRF) ของ C_1, C_2 และ C_3 มีค่าเท่ากับ 119 kHz, 315 kHz และ 985 kHz ตามลำดับ [6]

4.3 ตัวลวด (Case of network)

ตัวลวดของ LISN นั้นคือทำจากวัสดุที่เป็นโลหะ ซึ่งลวดมีปริมาตรที่ต่ำกว่าโลหะตัวเช่นกัน โดยลวดที่เลือกได้ จะต้องสั้นกว่า ลวดที่มีระยะสั้นหรือระยะความถี่ของแหล่งกำเนิดลวดลวดที่เลือกมีขนาดเท่ากับ $280 \times 200 \times 130$ มม. และเป็นลวดซึ่งสามารถทนแรงร้อนได้ทั่วไป ซึ่งมีขนาดเล็กกว่าที่มาตรฐานได้แนะนำไว้

4.4 ลักษณะของตัวเหนี่ยวนำ

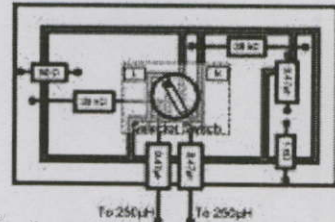
แกนของตัวเหนี่ยวนำนั้น เป็นส่วนที่มีความสำคัญอย่างยิ่งที่จะช่วยให้การออกแบบที่ลดค่าไว้ซึ่งมัน โดยทั่วไปแล้วการหันจุดต่อของตัวเหนี่ยวนำจะพันลวดบนแกน ซึ่งมีคุณสมบัติที่แรงจลน์เป็นตัวเหนี่ยวนำที่ส่งและสามารถทนอุณหภูมิที่สูง ซึ่งในบทความนี้ได้เลือกใช้ชนิด Unplasticized polyvinyl chloride (PVC) เป็นแกนของตัวเหนี่ยวนำ ดังรูปที่ 3 เนื่องจากราคาถูก หาได้ง่าย และมีความสามารถทนอุณหภูมิได้ถึง 60 $^{\circ}C$ [4]



รูปที่ 3 แกนของตัวเหนี่ยวนำ

4.5 ตัวลวดเลือก

LISN ชนิด V-network นั้นใช้วิธีการวัดแรงดันของสัญญาณรบกวนแบบสี่ขั้วไฟฟ้า ระหว่างสายสองสายในระบบแรงดัน 220 V สามสาย โหลด, นิวตริค และกราวด์ คือ ระหว่างสายหนึ่งและตัวปริมาตรที่เชื่อมกับกราวด์ ส่วนตัวลวดเลือกที่เชื่อมกับกราวด์ หรือ สาย โหลดที่เชื่อมกับกราวด์ ลอดโหลดบางตัว ดังรูปที่ 4 แสดงค่าของแรงของตัวลวดเลือกและค่าแรงกราวด์ตัวลวดเลือก



รูปที่ 4 ค่าของแรงของตัวลวดเลือก (อัตราส่วน โดยประมาณ 2:1)

PW74

5. การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในลักษณะอากาศ

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่ขดลวดที่ใช้ในวงจร L-match network เป็นแบบการออกแบบสายรับการแผ่กระจายในแนวอากาศ โดยใช้ท่อพีวีซีเป็นแกนซึ่งมีความยาว เส้นผ่าศูนย์กลางคง และความหนา เท่ากับ 100 mm, 48±0.15 mm และ 1.5±0.15 mm ตามลำดับ โดยจำนวนรอบและขนาดของขดลวดสามารถหาได้จากสมการ ดังต่อไปนี้ [5]

$$a_{\text{wire}} = \frac{l}{J} \quad (1)$$

- เมื่อ a_{wire} คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวด (mm²)
- l คือ นีลิกกระแส (A)
- J คือ ความหนาแน่นกระแส (A/mm²)

ขนาดของขดลวดสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (1) โดยกำหนด นีลิกกระแสเท่ากับ 10 A และค่าความหนาแน่นกระแสเท่ากับ 3 A/mm² ตามลำดับ จะได้ว่าขดลวดที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 3.33 mm ในบทความนี้ ทำการเลือกขนาดตาม American Wire Gauge (AWG) เบอร์ 14 [5]

$$N = \sqrt{\frac{Ll_m}{A_w \mu_0}} \quad (2)$$

- เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดลวด (รอบ)
- L คือ ค่าความเหนี่ยวนำ (H)
- l_m คือ ความยาวเฉลี่ยของขดลวด (m)
- A_w คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (m²)
- μ_0 คือ ค่าความซึมขุ่นในอากาศ (H/m)

สมการที่ (2) ใช้ในการคำนวณหาจำนวนรอบของ $L_c = 50 \mu\text{H}$ ผลลัพธ์ที่ได้คือจำนวนรอบประมาณ 42 รอบ โดยกำหนดใช้ขดลวดวงรีซ้อนขดแกน (l_m) คือ 80 mm ดังรูปที่ 5 แสดงการวางขดลวดวงรีของ L_c ซึ่งจำนวนรอบของขดลวดเท่ากับ 50 รอบ และเป็นตัวเหนี่ยวนำแบบชั้นเดียว (single layer)

ขดลวดของ L_c ทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำ $L_c = 250 \mu\text{H}$ โดยใช้ Wheeler's formula ดังสมการที่ (3-4) [17]

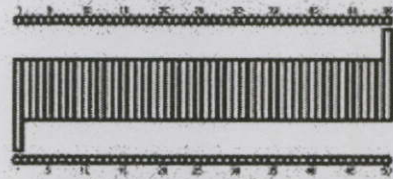
$$L(\mu\text{H}) = \frac{0.0315 \cdot N^2 \cdot \left(\frac{r_1 + r_2}{2}\right)^2}{6 \cdot \left(\frac{r_1 + r_2}{2}\right) + 9l_m + 10(r_2 - r_1)} \quad (3)$$

- เมื่อ r_1 คือ รัศมีด้านในของแกน (mm)
- r_2 คือ รัศมีด้านนอก (mm)

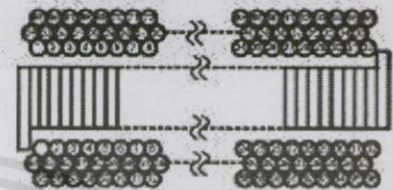
$$N = (N_1 - N_2) - (N_2 / 2) \quad (4)$$

- เมื่อ N_1 คือ จำนวนรอบลวดชั้น (รอบ)
- N_2 คือ จำนวนชั้น (ชั้น)

ในสมการที่ (3) ใช้ในการคำนวณจำนวนรอบของ L_c มีค่าประมาณ 32 รอบต่อชั้น และสอดคล้องกับสมการที่ (4) พบว่าจำนวนชั้นตั้งแต่ 2 ชั้นขึ้นไป สามารถใช้ได้ แต่จำนวนชั้นที่ถูกเลือกใช้ในบทความนี้คือ 3 ชั้น ดังแสดงการพันขดลวดของ L_c ในรูปที่ 6



รูปที่ 5 การพันขดลวดแบบชั้นเดียวของ L_c

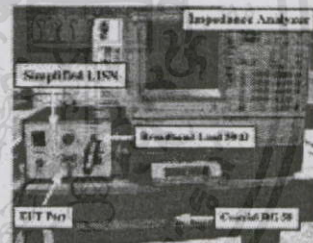


รูปที่ 6 การพันขดลวดแบบหลายชั้นของ L_c

6. การทดลอง

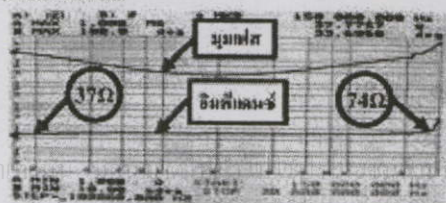
ในการทดลองแบ่งออกเป็น 3 หัวข้อ คือ การทดสอบวัดค่าสัมประสิทธิ์การแผ่กระจาย CISPR 16-1 ที่จำกัดของอุปกรณ์ทดสอบ (Equipment under test: EUT) การทดสอบคุณภาพของตัวเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำที่ความถี่ 60 MHz เมื่อส่งกำลังเข้าโพดคลื่นต่อเนื่องที่ 80% ของกำลัง และการทดสอบวัดสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่ทางสายตัวนำ (Conducted EMI emissions)

6.1 การทดสอบค่าสัมประสิทธิ์



รูปที่ 7 การตรวจวัดค่าสัมประสิทธิ์

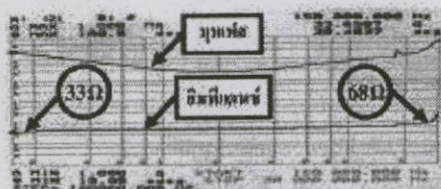
รูปที่ 7 แสดงลักษณะการตั้งค่าของรายการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์ของ LISN ซึ่งจากมาตรฐานการทดสอบ LISN ต้องใช้ทรานซ์ broadband load 50 Ohm ซึ่งที่วัดค่าคือขดลวดความถี่วิทยุ (RF terminal) ชนิด BNC ซึ่งโดยปกติแล้วเป็นขดลวดที่ใส่เข้ากับขดลวดวัด (EMI receiver) ค่าสัมประสิทธิ์ที่ทำการวัดเป็นค่าระหว่างอินพุตความถี่และนิวตริคัลเทอมิเนต โดยใช้ Impedance/return phase analyzer เป็นตัววัด ค่าสัมประสิทธิ์แสดงในรูปที่ 8-9 สามารถพิจารณาได้ว่า LISN ที่ทำการออกแบบนั้นสามารถให้ค่าสัมประสิทธิ์ 50 Ohm ทั้งทางสั้นไลน์เทอมิเนต และนิวตริคัลเทอมิเนต ตลอดจนความถี่ 150 kHz - 30 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่อาจระบุชื่อผู้จัดทำเอกสารฉบับนี้ได้ การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

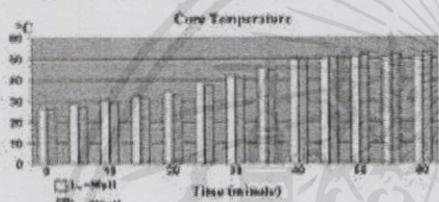
PW74



รูปที่ 9 ค่าอุณหภูมิขณะผ่านตัวกรองชนิดกรวยของ LISN ที่ออกแบบ

6.2 การทดสอบอุณหภูมิขณะใช้งาน

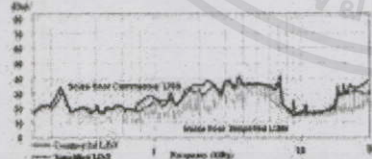
การทดสอบวัสดุพลาสติก ทำการวัดอุณหภูมิ ณ จุดที่กลางของแถบของตัวเหนียว โดยใช้ Infrared thermometer ระยะเวลาการทดสอบทั้งหมดคือ 60 นาที ทำการวัดทุกๆ 5 นาที โดยทำการอ่านโดยคนละระลอกเมื่อถึง 8 A (หลอดไฟชนิดแอลอีดี) ส่วนที่ชี้วัดของรูปกราฟทดสอบ ที่รูปที่ 10 แสดงอุณหภูมิขณะทำแรงดัน L₁ และ L₂ มีค่าใกล้เคียงกัน เมื่อระยะเวลาที่ใช้ทดสอบมีค่าอยู่ระหว่างประมาณ 30 °C ขึ้นเล็กน้อยหัดกำหนดของท่อ PVC อยู่ 10 °C



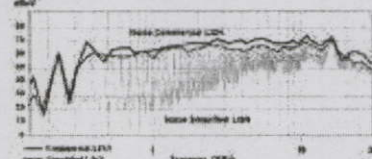
รูปที่ 10 การทดสอบอุณหภูมิขณะใช้งานเป็นระยะเวลา 60 นาที

6.3 การทดสอบวัสดุพลาสติกตามแผนหลักไฟฟ้า

เหล็กกล้า LISN เป็นอุปกรณ์ที่ดูจึ่งเกี่ยวข้องกันมากที่สุดไฟฟ้าที่มาจากแหล่งจ่ายนั้นไม่มีโหลด และที่การตรวจเช็คจุด ความรุนแรงเหล็กไฟฟ้า พยายามทำให้ไม่มี EMI radiate จากสายพ่วงแล้ว การทดสอบวัดด้วยอุปกรณ์ความแม่นยำให้ใช้ จึงเป็นสิ่งจำเป็นที่จะบอกค่าที่ได้อาจหาความถี่จากการเปรียบเทียบกับบริเวณ LISN ที่ออกแบบกับ LISN ที่จำหน่ายเพื่อการค้า เช่นหาจากการทดสอบค่าการลดทอนที่ตามมาตรฐาน CISPR 22 คือ 150 MHz - 30 MHz เมื่อจากอุปกรณ์ที่ทดสอบ คือ ระยะเวลาวัดแบบวัด (lower coverage) ผลของสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าที่วัดจะเป็นที่ค่อนข้างต่ำหรือ (noise floor coverage) และหลังจากช่วงวัดผล ผลลัพธ์ที่ได้มีแนวโน้มเปรียบเทียบกันนั้น ใกล้เคียงกันมาก ดังแสดงในรูปที่ 11-12



รูปที่ 11 เปรียบเทียบความรุนแรงเหล็กไฟฟ้าก่อนทำการจ่ายแรงดัน



7. สรุป

บทความการทดลองทั้งหมด 3 การทดสอบ ในหัวข้อที่ 6 ที่สรุปให้เห็นว่า LISN ที่ออกแบบตามวิธีที่กำหนดขึ้นก็มีความแม่นยำ 50%±20% ตามที่มาตรฐานกำหนดค่าความถี่ที่ทดสอบ ส่วนการทำงานในการเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ หรือ ไปยังเครื่องวัดที่ในสถานการณ์ทดสอบที่ความถี่ที่ต่อเนื่องกันได้จาก LISN ที่จำหน่ายทางการค้า และเมื่อทำการเปรียบเทียบค่าใช้จ่ายในการออกแบบนั้น LISN ที่ออกแบบจะดีกว่าที่จ่ายที่ต่อเนื่องกันได้ ที่ก็มีประสิทธิภาพใกล้เคียงกันการทำงานเมื่อจ่ายกระแสต่อหนึ่งถึง 8 A เป็นเวลา 60 นาทีได้ก็ด้วย

8. เอกสารอ้างอิง

- [1] C.I.P.S.I. Specification for Pulse Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 1999.
- [2] David Morgan, A handbook for EMC testing and measurement, Peter Perinquin Ltd., 1994.
- [3] Laszlo Fehervari, Electromagnetic compatibility of Power Electronics, IEEE Press, 1993.
- [4] Unpublished preliminary calibration report for shielding under normal IIS 17-2532, 1999.
- [5] วีระจรรย์ จันทน์วิมลกุล, วารสารวิศวกรรม, ปีที่ 4 ฉบับที่ 1, 2548
- [6] D. Subramani et al. "An Affordable Low Impedance Stabilization Network Design for Academic Laboratory Installation," ECTI Conf., May 2006, pp. 837-840.
- [7] The Magnetic Gun Club, (2002, June 16). Civil Servant [Online]. Available <http://mag334.home.comcast.net/gunclub/gen.htm>



ศาสตราจารย์ ดร. ชุลพรรณ พิษภัย อดีตรองอธิการบดี และ คณาจารย์คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



ดร. อรชณ พิษภัย อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



ดร. ชณลัทธน์ พิษภัย อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมชีวการแพทย์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



ดร. ชุลพรรณ พิษภัย อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



ดร. ชุลพรรณ พิษภัย อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เอกสารนี้เป็นการตีพิมพ์ในวารสารวิศวกรรมศาสตร์ ฉบับที่ 4 ปีที่ 19 (พฤษภาคม - 2019) 9-10 พฤศจิกายน 2549 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PW74

ECTI-CON 2006

THE 2006 ECTI INTERNATIONAL CONFERENCE

ECTI
Association

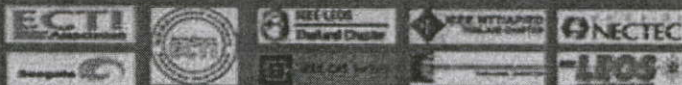
ECTI
2006



Proceedings of the 2006 Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference

May 10-13, 2006

Ubonbun Hotel, Ubon Ratchathani, THAILAND



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และ [6] อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Back to content

An Affordable Line Impedance Stabilization Network Design for Academic Laboratory Institution

D. Sakulhirak¹, C. Homkanjun¹, I. Mamat¹, S. Suwanset¹, C. Nuamkhoksung¹,
V. Tarateeraseth², W. Khan-ngern¹, N. Yoothanom³

¹King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL),
Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT),
Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand, E-mail: kkvceerac@kmitl.ac.th

²Srinakharinwirot University, Faculty of Engineering, Ongkharak, Thailand, E-mail: vuttipon@swu.ac.th

³Sripatant University, Faculty of Engineering, Bangkok, Thailand, E-mail: nyt@sri.ac.th

ABSTRACT

An effective simplified Line Impedance Stabilization Network (LISN) is presented. The details are described how to design and stabilize the impedance of LISN at frequency range 150 kHz to 30 MHz following CISPR 16-1 standard. The impedance response of passive components: resistor, inductor and capacitor are measured to identify the component parasitic. The comparison of simulated and measured result is done and analyzed. The low cost and good impedance of the response are achieved comparing to CISPR standard and also with commercial LISN.

Keywords: LISN, AMN, EMI, EMC

1. INTRODUCTION

It is well known that the Line Impedance Stabilization Network (LISN) or artificial mains network (AMN) is one of the measurement devices for measuring the conducted EMI. According to CISPR 16-1, LISN or AMN has to fulfill three functions: firstly, to maintain the impedance over the working frequency range to the equipment under test (EUT). Secondly, to filter incoming Radio Frequency (RF) noise from the mains supply and finally, to provide a matched 50 ohm RF connection to the EMI receiver [1-2].

This paper focuses on how to design the artificial mains 50 Ω /50 μ H + 5 Ω V-network following CISPR 16-1 step-by-step with the low cost consideration. Furthermore, to guarantee the performance of simplified LISN, the component characteristics at high frequency, impedance analysis by PSpice simulation program is compared with the measured results. The measured results of conducted EMI compared between the standard LISN and simplified LISN and the safety operating current of simplified LISN will be proved.

2. THE SCHEMATIC OF SIMPLIFIED LISN

According to CISPR 16-1, the example of artificial mains 50 Ω /50 μ H + 5 Ω V-network and component values are shown in Fig. 1 and Table 1, respectively [1].

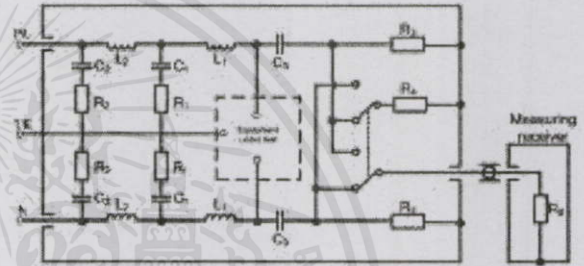


Fig. 1: An artificial mains 50 Ω / 50 μ H + 5 Ω V-network

Table 1: Components and values of 50 Ω / 50 μ H + 5 Ω V-network

Component	Value
R ₁	5 Ω
R ₂	10 Ω
R ₃	1,000 Ω
R ₄	50 Ω
R ₅	50 Ω (input impedance the measuring receiver)
C ₁	8 μ F
C ₂	4 μ F
C ₃	0.25 μ F
L ₁	50 μ H
L ₂	250 μ H

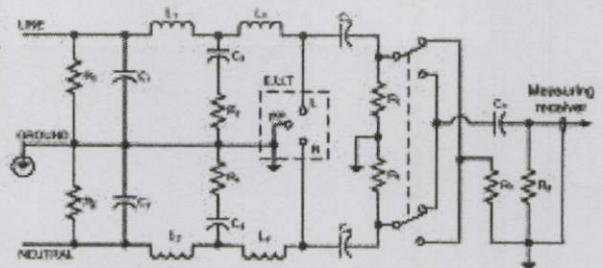


Fig. 2: The schematic of simplified LISN

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์งานวิจัยสำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปเผยแพร่ในที่สาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกหนึ่งห้ามมิให้คัดลอกเป็น ECTI-CON 2006 งานของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
The 2006 ECTI International Conference

Table 2: Simplified LISN component values

Component	Value
R_1, R_2	3,900 Ω (1 W)
R_3, R_4	5 Ω (5 W)
R_5, R_6	3,900 Ω (1 W)
R_7	50 Ω (1/2 W)
R_8	1,000 Ω (1/2 W)
C_1, C_2	3 μF
C_3, C_4	8 μF
C_5, C_6, C_7	0.47 μF
L_1, L_2	250 μH
L_3, L_4	50 μH

In Fig. 2 and Table 2 are presented the simplified LISN schematic and component values similar with the CISPR 16-1.

3. THE COMPONENT CHARACTERISTICS AT HIGH FREQUENCY

Normally, the LISN is composed of a passive devices: inductors, capacitors and resistors. This section shows the impedance characteristics of devices as a function of frequency range from 150 kHz to 30 MHz.

3.1 Inductors

The inductance of L_1 and L_2 are 250 μH measured by impedance analyzer. The equivalent circuit of inductor at high frequency is shown in Fig. 3 and Fig. 4 is the measured impedance characteristics of the inductors.

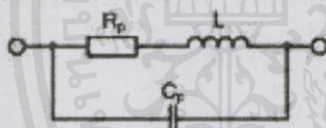
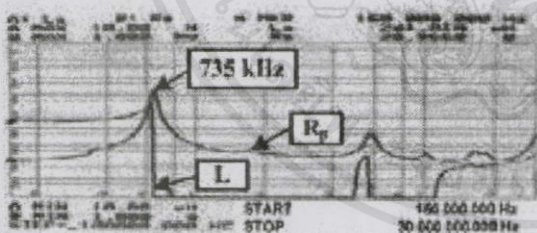
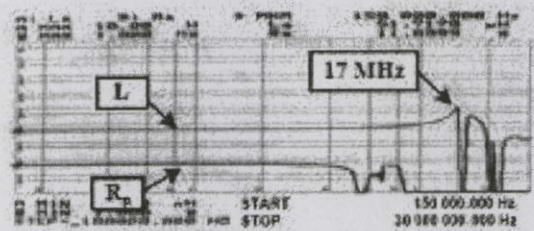


Fig.3: Equivalent circuit of an inductor at high frequency

Fig.4: Measured impedance characteristics of L_1 and L_2

Inductance of L_1 and L_2 are about 250 μH before 250 kHz approximately. Subsequently, the self resonant frequency (SRF) of L_1 and L_2 is around 735 kHz.

The inductance and parasitic resistance inside inductors $L_1 - L_2$ are shown in Fig. 4 - 5. Inductance of L_3 and L_4 are about 50 μH at frequency 6 MHz and the SRFs are 17 MHz by approximately as shown in Fig. 5.

Fig.5: Measured impedance characteristics of L_3 and L_4

3.2 Capacitors

There are two types of the capacitors that used in simplified LISN; the metallized polypropylene AC ($C_1 - C_2$) and the metallized polyester ($C_3 - C_7$). C_1 and C_2 are 3 μF , C_3 and C_4 are 8 μF and C_5, C_6 and C_7 are 0.47 μF . The equivalent circuit of a capacitor at high frequency as shown in Fig. 6 is composed of capacitance (C), parasitic resistance (R_p) and parasitic inductance (L_p). Figs. 7 - 9 show the characteristics of C_1 to C_7 , respectively.

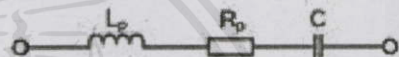
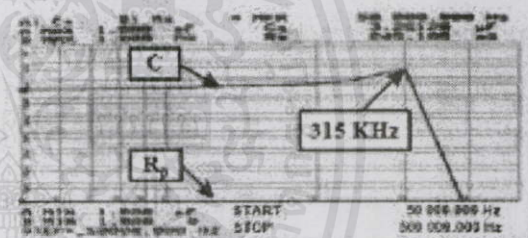
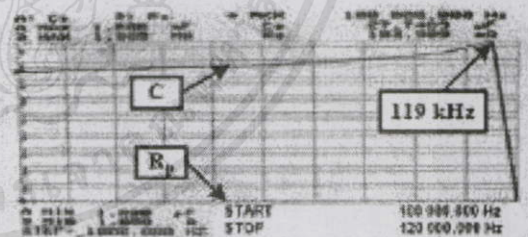
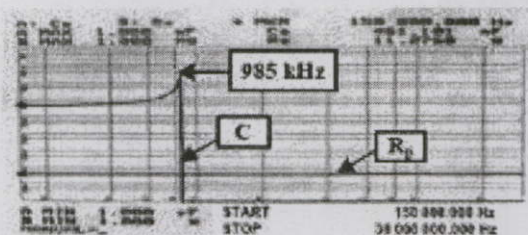


Fig.6: Equivalent circuit of a capacitor at high frequency

Fig.7: Measured impedance characteristics of C_1 and C_2 Fig.8: Measured impedance characteristics of C_3 and C_4 Fig.9: Measured impedance characteristics of C_5 to C_7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

ECTI-CON 2006

The 2006 ECTI International Conference

The capacitances of C_1 and C_2 are 3 μF in frequency range 150 kHz to 315 kHz. C_3 and C_4 are 8 μF in frequency range 50 Hz to 115 kHz and $C_5 - C_7$ are 0.47 μF in frequency range 150 kHz to 985 kHz.

3.3 Resistors

From the measured results, it can be concluded that the impedance characteristics of carbon resistor, used in simplified LISN, are not a function of frequency range from 150 kHz to 30 MHz.

4. IMPEDANCE SIMULATION

The simulated circuit of simplified LISN, neglected the effect of parasitic elements, is shown in Fig. 10. The AC sweep function of PSpice program is used to simulate the impedance at EUT port.

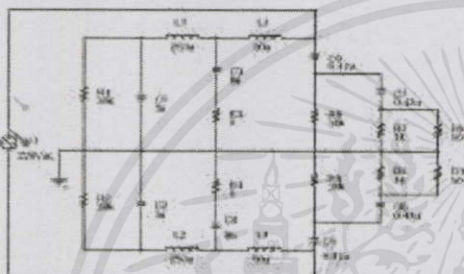


Fig. 10: Simulated circuit by PSpice program

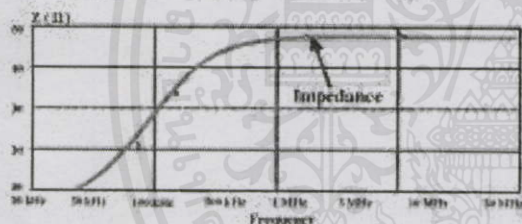


Fig. 11: The impedance at EUT connector

The simulated result is shown in Fig. 11. The curve increases rapidly in frequency range 30 kHz to 300 kHz and after that the curve provides the stabilized impedance about 48 Ω until 30 MHz. The simulated result of simplified LISN shows stabilized impedance following standard in frequency range of 150 kHz to 30 MHz.

5. INDUCTOR DESIGN

This section is mentioned to particularly design inductors. Two subsections are described; the air core inductor design and winding techniques.

5.1 Air Core Inductor Design

The inductors, used in simplified LISN, are an air core with solenoidal winding. The unplasticized polyvinyl chloride (PVC) pipe is chosen to be a coil former. The length, diameter and thickness are 100 mm, 48 \pm 0.15 mm and 1.5 \pm 0.15 mm, respectively. The maximum operating temperature of PVC pipe is 60 $^{\circ}\text{C}$

[4]. The numbers of turn and wire size can evaluate by using the equations below [5]:

$$N = \sqrt{\frac{L \mu_0}{A_c \mu_0}} \quad (1)$$

where N is the numbers of turn (turns)
 L is the inductance (H)
 l_m is the mean magnetic length (m)
 A_c is the cross section of the core (m^2)
 μ_0 is the permeability of air

Equation (1) shows the numbers of turn of $L_1 - L_4$. The calculated result following equation (1) is about 90 turns for L_1 and L_2 and 50 turns for L_3 and L_4 . The wire size can be evaluated following equation (2)

$$a_{\text{wire}} = \frac{I}{J} \quad (2)$$

where a_{wire} is the wire area (m^2)
 I is the current (A)
 J is the current density (A/m^2)

The current and current density are defined to be equal to 10 A and 3 A/mm^2 , respectively. The wire diameter is 3.333 mm² and SWG 14 is chosen.

5.2 Winding Techniques

The L_1 and L_2 are wound on a coil former in three layers with 32 turns per layer as shown in Fig. 12 while L_3 and L_4 are also wound on a coil same size of former with 50 turns of a single layer as shown in Fig. 13.

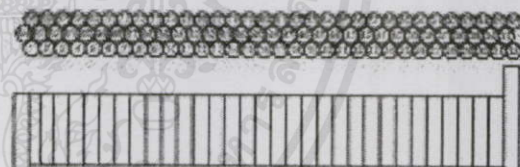


Fig. 12: Inductors L_1 and L_2 winding technique

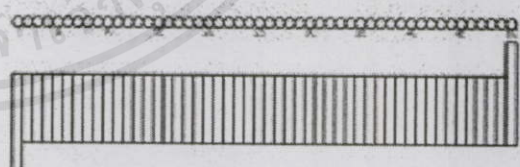


Fig. 13: Inductors L_3 and L_4 winding technique

6. EXPERIMENTAL RESULTS

In this topic, the experiment has divided to two subtopics. The first experiment is to confirm the CISPR 16-1 requirement by measured impedance at EUT port of LISN. The conducted EMI measurement by using the simplified LISN comparing with standard LISN is investigated in the last experiment.

6.1 Impedance testing method

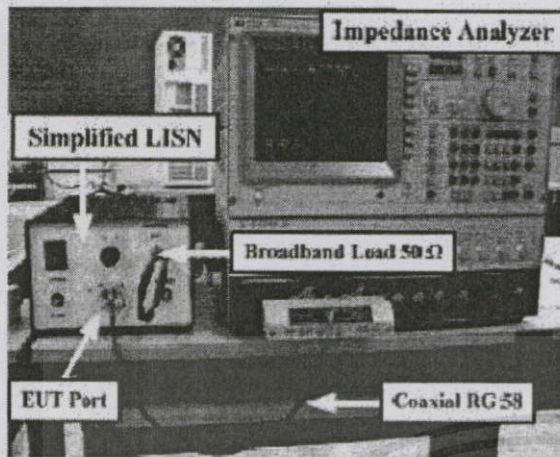


Fig. 14: Impedance testing setup

Fig. 14 shows the impedance testing setup based on CISPR 16-1 [2]. Broadband load 50Ω has to connect to BNC connector, normally connected to EMI receiver, of simplified LISN. The impedance of simplified LISN is measured at EUT port between line to ground and neutral to ground. The measured impedance from impedance / gain-phase analyzer, as shown in Fig. 15, guarantees that the simplified LISN can be provided the impedance about 50Ω at frequency range $150 \text{ kHz} - 30 \text{ MHz}$ for both L-G and N-G.

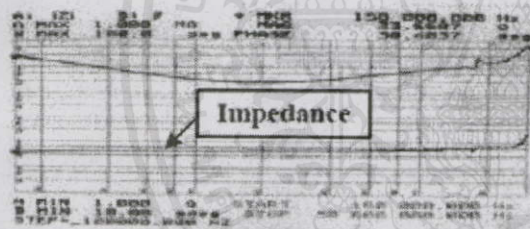


Fig. 15: The measured impedance of simplified LISN at EUT port

6.2 Conducted EMI testing method

In fact, LISN is a device used to transfer energy to load and to detect the conducted EMI to EMI receiver. From this reason, the simplified LISN has to test the conducted by comparing between the simplified LISN and the standard LISN. The conditions are the frequency range $150 \text{ kHz} - 30 \text{ MHz}$ following CISPR 22 standard [3] and boost converter is used as an EUT. The conducted EMI measured by simplified LISN is nearly close to standard LISN as shown in Figs. 16-17. Furthermore, the measured temperature at inductors of simplified LISN when connecting the continuous 8 A load (incandescent lamp) at EUT connector for 30 minutes is about 40°C .

7. CONCLUSION

From the experimental results, it can be concluded that the simplified LISN can be provided the functions

as a standard LISN with a cheapest cost. However, the measured impedance at EUT port of a simplified LISN has an error at beginning and end of frequency range ($150 \text{ kHz} - 30 \text{ MHz}$). Finally, the simplified LISN has tested with continuous 8 A load at EUT connector for 30 minutes. The measured temperature at all devices is less than the temperature limit of devices.

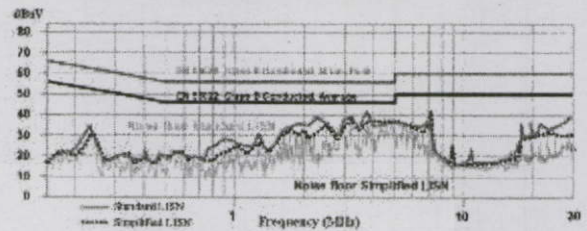


Fig. 16: The measured Noise floor

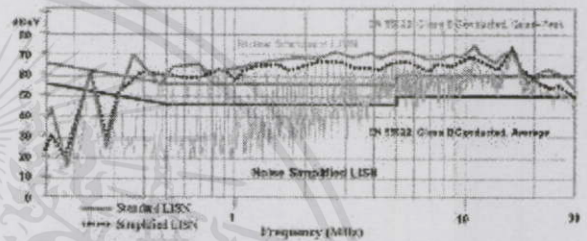


Fig. 17: The measured conducted EMI

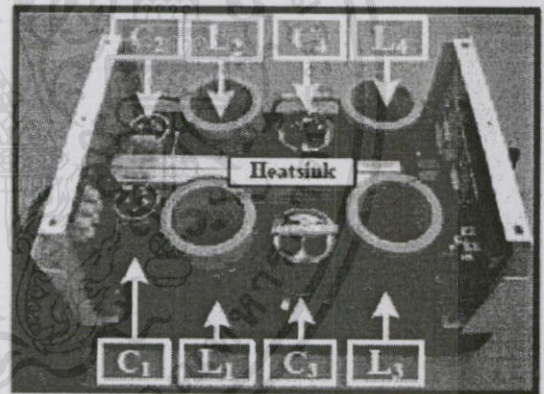


Fig. 18: Top view of the simplified LISN

8. REFERENCES

- [1] C.I.S.P.R. Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods, International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 1999.
- [2] David Morgan, *A handbook for EMC testing and measurement*. Peter Peregrinus Ltd., 1994.
- [3] Laszlo Tihanyi, *Electromagnetic compatibility in Power Electronics*, IEEE Press, 1995.
- [4] *Unplasticized polyvinyl chloride pipes for drinking water services*, TIS 17-2532, 1989.
- [5] W. Khan-ngern and V. Taratceerasth, *Power Electronics (in Thai)*, V. J. Printing, 3rd edition, 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ECTI-CON 2006

The 2006 ECTI International Conference

ประวัติผู้เขียน



นายดำรง สกุดหิรัญย์ เกิดเมื่อวันพุธที่ 27 พฤษภาคม พ.ศ. 2524 จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จ การศึกษาระดับประถมที่โรงเรียนวัดนางนอง(พิพัฒน์) ระดับมัธยมศึกษาชั้นปีที่สามที่โรงเรียน วัดสระเกษ ระดับ ปวช. และ ปวส. ที่โรงเรียนอาชีวะดอนบอสโกกรุงเทพฯ สาขาไฟฟ้ากำลัง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี การศึกษา 2546

ในปี พ.ศ. 2547 ได้บวชเรียนเพื่อศึกษาหลักธรรมคำสอนทางพระพุทธศาสนา ณ วัดเขาสุกิม จังหวัดจันทบุรี เป็นระยะเวลา 4 เดือน ได้ช่วยงานในฐานะเลขานุการท่านเจ้าอาวาส ภายหลังจากลาสิกขาได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขา วิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า คุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2548

ในปี พ.ศ. 2547-2548 ได้เข้าร่วมเป็นคณะกรรมการทำงานในตำแหน่งผู้ช่วยนักวิจัย โครงการศึกษาภาพรวมและจัดทำเส้นทางเทคโนโลยีของชาติ ชุดโครงการวิจัยแห่งชาติ ด้านพลังงานทดแทนและการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ โดยมี รศ. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน เป็นหัวหน้าโครงการฯ และได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยเพื่อพัฒนาเศรษฐกิจและสังคม ด้านวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี จากสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ (วช.)

ในปี พ.ศ. 2548-2549 ได้เข้าทำงานในตำแหน่งผู้ช่วยนักวิจัย ประจำสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (Research Center for Communications and Information Technology: ReCCIT) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ในเดือนมีนาคม – พฤษภาคม พ.ศ. 2549 ได้เข้าฝึกงาน ณ สถาบันไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ฝ่ายงานการให้บริการทดสอบทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า

ในวันที่ 14 – 19 พฤศจิกายน พ.ศ. 2549 ได้ร่วมนำเสนอผลงานวิจัยของห้องปฏิบัติการวิจัยความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้าในงาน ถาดกระบังนิทรรศ 49 และได้ถวายรายงานต่อหน้าพระพักตร์สมเด็จพระเทพรัตนราชสุดาฯ สยามบรมราชกุมารี

ในปี พ.ศ. 2549-2550 ได้เข้าร่วมเป็นคณะที่ปรึกษา โครงการพัฒนาบุคลากรของการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคให้เป็นผู้เชี่ยวชาญด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า ระยะที่ 1 โดยมี รศ. ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน เป็นหัวหน้าโครงการฯ และได้ร่วมเป็นคณะทำงานวิจัยร่วมกับการไฟฟ้าส่วนภูมิภาคจำนวน 3 หัวข้องานวิจัย ได้แก่

1. การศึกษาผลการแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทางสายตัวนำและทางอากาศจากอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งความถี่สูง (THE STUDY OF CONDUCTED AND RADIATED ELECTROMAGNETIC INTERFERENCES FROM HIGH FREQUENCY SWITCHING DEVICES)
2. การศึกษาค้นแม่เหล็กความถี่ต่ำต่อจอภาพคอมพิวเตอร์ (THE STUDY OF LOW FREQUENCY MAGNETIC FIELD EFFECTS TO COMPUTER CATHODE RAY TUBE MONITORS)
3. การศึกษาผลการแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กของสายเคเบิลใต้ดินในระบบจำหน่ายและระบบส่งที่ติดตั้งในสถานีไฟฟ้าของ กฟภ. (THE STUDY OF MAGNETIC FIELD PROPAGATION IN UNDERGROUND SYSTEMS FOR PEA's SUBSTATIONS)

เอกสารนี้ ได้ร่วมจัดทำรูปแบบการให้บริการทางด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า และกำหนดตัวอย่างแผนปฏิบัติการ (Action Plan) รวมทั้งแผนการดำเนินธุรกิจ (Business Plan) ให้กับการไฟฟ้าส่วนภูมิภาค (กฟภ.)