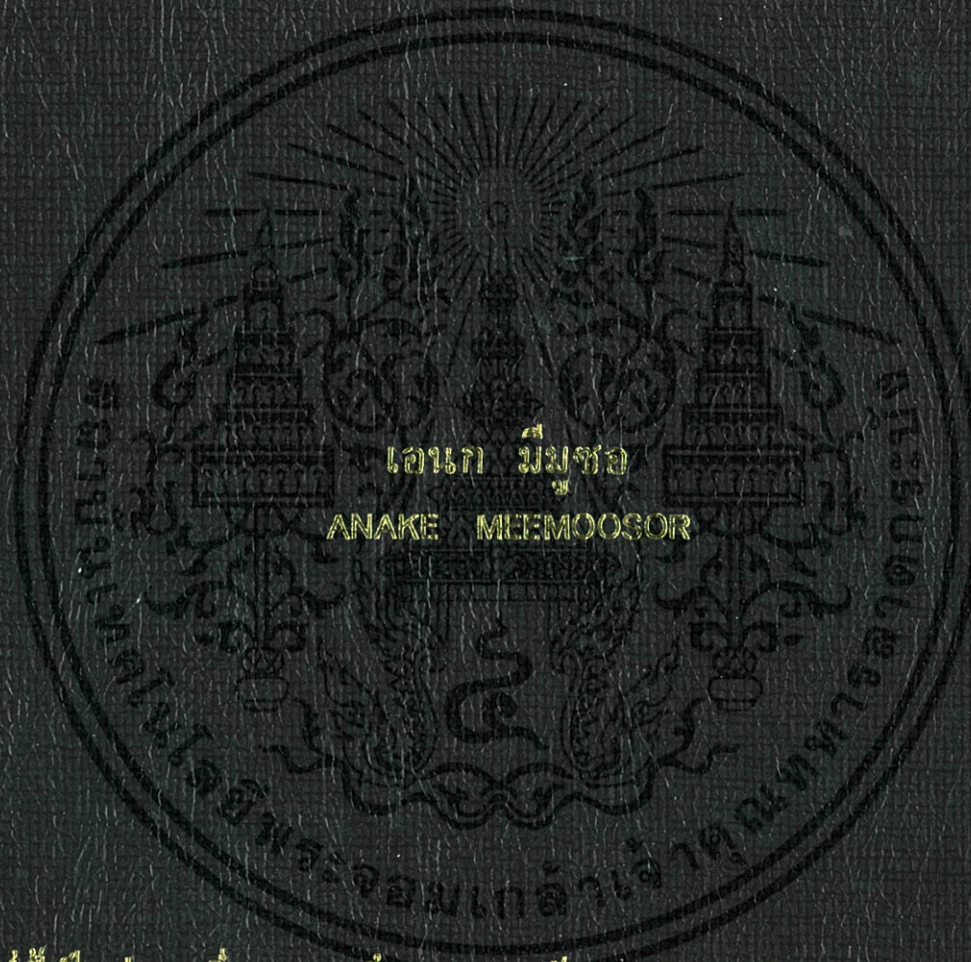


การศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแส  
คอมมอนโหมดและการแผ่กระจายทางอากาศของ  
วงจรสวิตซ์ซึ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย

STUDY OF RELATIONSHIP BETWEEN COMMON MODE CURRENT AND  
RADIATED EMISSION OF SWITCHING MODE POWER SUPPLY



เอานะก มีมซอ

ANAKE MEEMOOSOR

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2003-EN-M-080-103

การศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแส  
คอมมอนโหมดและการแพร่กระจายทางอากาศของ  
วงจรสวิตซ์ซิ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย

STUDY OF RELATIONSHIP BETWEEN COMMON MODE CURRENT AND  
RADIATED EMISSION OF SWITCHING MODE POWER SUPPLY



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 82838  
วัน,เดือน,ปี 25 ก.ค. 2551

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

บัณฑิตวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
พ.ศ. 2551

**STUDY OF RELATIONSHIP BETWEEN SIGNAL NOISE FROM CURRENTS  
AND RADIATED FIELD OF SWITCHING MODE POWER SUPPLY**



ANAKE MEEMOOSOR

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE  
MASTER OF ENGINEERING IN CONTROL ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

2008

**KMITL-2008-EN-M-080-193**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

**COPYRIGHT 2008**

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสคอมมอนโหมด และการแพร่กระจายทางอากาศของวงจรสวิตซ์ซิ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย  
Study of Relationship Between Common Mode Current and Radiated Emission of Switching Mode Power Supply

นักศึกษา นายเอนก มีมุขอ  
รหัสประจำตัว 46067013  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมระบบควบคุม  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร. โยชิน เปรมปราณีรัชต์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.นนทวัฒน์	จุลเดชะ	
รศ.ดร.ชนินทร์	บุญดิษณานุสรณ์	
ดร.ไกรสร	อัญชสิรพันธุ์	
รศ.ดร.จงกล	งามวิวิทย์	
รศ.ดร. โยชิน	เปรมปราณีรัชต์	

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

สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 1 ชั้น 3 อาคาร A

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.รวีวรรณ ชินะตระกูล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น | คณะบดีบัณฑิตวิทยาลัย โยชน์ดำเนินการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาวันที่...๒๖...วงถึงเดือน...พฤษภาคม...พ.ศ.๒๕๕๑

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสคอมมอนโหมดและการแพร่กระจายทางอากาศของวงจรสวิตซ์ซิ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย
นักศึกษา	นาย เอนก มีมุขอ
รหัสประจำตัว	46067013
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมระบบควบคุม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. โยธิน เปรมปราณีรัชต์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอถึงการศึกษาเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสคอมมอนโหมดและการแพร่กระจายทางอากาศของวงจรสวิตซ์ซิ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลายแบบวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์ การศึกษากระทำได้โดยอาศัยเทคนิคการจัดสมมูลย์ของกระแสคอมมอนโหมดภายในวงจรบวสคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้กระแสคอมมอนโหมดสามารถหักล้างกันได้อย่างลงตัวในเฟรมกราวด์ด้วยการบาลานซ์ (จัดดุลย์) (1) ดีซีชอส (2) ทางสายนำส่งสัญญาณและ (3) ขั้วของโหลดพร้อมทั้ง (4) ชดเชยสัญญาณความถี่สูงด้วยคาปาซิเตอร์ ด้วยเทคนิคดังกล่าวนี้ทำให้สามารถลดกระแสคอมมอนโหมดลงได้เป็นค่าที่แตกต่างกันถึง 4 ระดับ เมื่อเทียบกับค่ากระแสคอมมอนโหมดเดิมที่มีค่าสูงสุด ค่ากระแสคอมมอนโหมดแต่ละค่าทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (EMI) ที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงได้ทำการวัดทั้งสัญญาณรบกวนในสายตัวนำและการแพร่กระจายทางอากาศที่ค่ากระแสคอมมอนโหมดแต่ละค่า จากนั้นจึงนำค่าทั้ง 3 ชนิดมาพล็อตหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอมมอนโหมดเทียบกับสัญญาณรบกวนในสายตัวนำและการแพร่กระจายทางอากาศซึ่งจะให้ความสัมพันธ์ออกมาเป็นลิเนียร์คือกระแสคอมมอนโหมดต่อสัญญาณรบกวนในสายตัวนำมีสโลปเป็น 11 dB/octave และต่อการแพร่กระจายทางอากาศมีสโลปเป็น 5 dB/octave ความสัมพันธ์ดังกล่าวยืนยันได้ด้วยผลการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	<b>Study of relationship between common mode current and radiated emission of switching mode power supply</b>
<b>Student</b>	Mr. Anake Meemoosor
<b>Student ID.</b>	46067013
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Control Engineering
<b>Year</b>	2008
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Yothin Prempraneerach

### ABSTRACT

This thesis presents the study at relationship between signal noise from common mode current and radiated emission of the switching mode power supply (boost converter). The studying is conducted by using circuit balancing technique to make the common-mode current cancellation in the frame ground. This is achieved by balancing (1) dc source (2) Transmission path and (3) load terminal including (4) compensation the high frequency signal path by capacitors. By using this technique, the common mode current can be reduced in 4 steps difference when comparing with the highest value of the former common-mode current. An each common-mode current will generate the difference electromagnetic interference emission. Therefore, the conducted emission and radiated emission are measured with respect to each value of the common-mode noise. From measurement results, the relationship between common-mode current and both of the conducted emission and the radiated emission can be plotted. The relationship results are linear, the slop of common-mode current to conducted emission is 11 dB/octave and to radiated emission is 5 dB/octave, respectively. Their relationship are confirmed by experimental results

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสร็จสมบูรณ์ได้ เนื่องจากผู้วิจัยได้รับความกรุณาจากอาจารย์ที่  
ปรีชา รองศาสตราจารย์ ดร. โยธิน เปรมปราชญ์รัตน์ ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้และคำแนะนำในการ  
ทำงานวิจัยตลอดมา เป็นผลทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้ง  
และขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณคณาจารย์ที่ได้อบรม และให้ความรู้ทั้งในอดีต และปัจจุบัน ที่เคยสอนผู้วิจัย จน  
สามารถเรียนรู้และสร้างสมประสบการณ์เพื่อนำมาทำเป็นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้

ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่ได้ให้การสนับสนุนอบรมสั่งสอนในทุกเรื่อง และยังให้โอกาส  
แก่ผู้วิจัยได้ศึกษาเล่าเรียนจนถึงปัจจุบัน

และสุดท้ายนี้ขอขอบคุณเพื่อนๆ และ ผู้ร่วมงานในศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและ  
อิเล็กทรอนิกส์ (PTEC) ที่คอยสนับสนุนและเป็นกำลังใจให้กับผู้วิจัยเสมอมา

เอนก มีมุขอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษาและการดำเนินงานวิจัย.....	3
บทที่ 2 สัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	5
2.1 ปัญหาของการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	5
2.2 ความเข้าใจพื้นฐานของการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	6
2.3 หน่วยที่ใช้กับความเข้ากันได้ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	8
2.4 มาตรฐานความเข้ากันได้ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC Standard).....	11
2.4.1 กลุ่มสหภาพยุโรป.....	11
2.4.2 กลุ่มอเมริกาเหนือ.....	11
2.4.3 กลุ่มประเทศในทวีปออสเตรเลีย.....	12
2.4.4 กลุ่มประเทศเอเชีย.....	12
2.4.5 มาตรฐานอื่นๆ.....	13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
<b>บทที่ 3 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดจากวงจรพื้นฐาน .....</b>	<b>15</b>
3.1 บทนำ.....	15
3.2 สมการแพร่กระจายในรูปแบบวงจรปิด .....	16
3.3 ค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายโดยใช้สายนำสัญญาณแบบปลายเปิด .....	20
3.4 การนำสมการไปใช้กับวงจรที่ใช้งานจริง.....	23
3.5 การแพร่กระจายสัญญาณรบกวนในวงจรแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด .....	29
3.6 การแพร่กระจายทางอากาศจากสายนำสัญญาณที่เชื่อมต่อกับภายนอกในรูปแบบของ คอมมอน โหมด.....	35
3.6.1 โมเดลการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนสำหรับกระแสคอมมอน โหมด ที่อยู่ภายในกราวด์ลูป.....	40
3.6.2 โมเดลการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนสำหรับกระแสคอมมอน โหมด ที่อยู่ภายในสายนำสัญญาณแบบเปิด.....	43
3.6.3 การแพร่กระจายของสายนำสัญญาณที่มีขนาดยาว.....	47
<b>บทที่ 4 การควบคุมการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรสวิตซ์ชิงโหมดเพาเวอร์         ซัพพลาย.....</b>	<b>49</b>
4.1 บทนำ.....	49
4.2 แหล่งกำเนิดสัญญาณการแพร่กระจายเบื้องต้น .....	50
4.3 การคำนวณหาค่าความแรงและความถี่การแพร่กระจายสัญญาณรบกวนในวงจร สวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบ 1 สวิตซ์ .....	51
4.4 ผลกระทบของลักษณะคลื่นกระแสที่เกิดขึ้นจริง.....	54
4.5 การจัดวางและการประกอบลงกล่อง.....	56
4.5.1 การรั่วไหลของสนามแม่เหล็กจากทรานฟอเมอร์และไอซี .....	59
4.5.2 แหล่งจ่ายไฟ.....	61
4.5.3 ลูปการทำงานทุติยภูมิ.....	61
4.5.4 กลไกการเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในต่อการจัดวางวงจร.....	63

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 4.6 การซึ่ด้วงจรสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย..... 65 การค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 การทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสและ	
การแพร่กระจายทางอากาศ .....	68
5.1 เป้าหมายวัตถุประสงค์.....	68
5.2 การทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	68
5.2.1 การทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ	
(Conducted Emission).....	68
5.2.2 การทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านทางอากาศ	
(Radiated Emission).....	69
5.3 การทดสอบวงจรสวิตซ์ซึ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย .....	70
5.3.1 ผลการทดสอบวงจรที่ยังไม่ได้ทำการแก้ไขปรับปรุง.....	71
5.3.2 ผลการทดสอบวงจรที่ทำการสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณ .....	78
5.3.3 ผลการทดสอบวงจรที่ทำการสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณ	
และแหล่งจ่ายไฟ.....	83
5.3.4 ผลการทดสอบวงจรที่ทำการสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณ,	
แหล่งจ่ายไฟและโหลด.....	88
5.3.5 ผลการทดสอบวงจรที่ทำการสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณ,	
แหล่งจ่ายไฟ, โหลดและขดลวดตัวนำ.....	93
5.4 วิเคราะห์ผลการทดลอง .....	98
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	101
เอกสารอ้างอิง.....	103
ภาคผนวก.....	105
ภาคผนวก ก คุณสมบัติเฟอร์ไรท์และการใช้งาน.....	105
ภาคผนวก ข ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์.....	121
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า	
ไม่ว่ากรณีใดๆ ผู้เขียนทั้งห้ามิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้	
ประวัติผู้เขียน .....	127

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 สัดส่วนการแปลงหน่วย dB .....	10
2.2 แสดงมาตรฐานระดับสากล ระดับภูมิภาค และระดับประเทศ.....	12
2.3 แสดงการเปรียบเทียบมาตรฐานสากลและของไทย .....	13
5.1 ระดับความแรงของสัญญาณเฉลี่ย CE และ RE ที่สัมพันธ์กับกระแสคอมมอน โหมด....	98
5.2 ระดับความแรงของสัญญาณสูงสุด CE และ RE ที่สัมพันธ์กับกระแสคอมมอน โหมด ..	99



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.1 แสดงทิศทางการแพร่กระจายสัญญาณสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแบบรูป	16
3.2 แสดงขอบเขตการแพร่กระจายสัญญาณในระยะสนามใกล้และไกล	19
3.3 ลักษณะการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในสายนำสัญญาณขนาดเล็ก	20
3.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะความยาวคลื่นกับอิมพีแดนซ์ของคลื่น	24
3.5 โมเดลของวงจรเบื้องต้นที่มีการเดินสายนำสัญญาณเดี่ยว	25
3.6 ความแรงค่าสนามไฟฟ้า E จากแรงดันไฟฟ้า 1V, พื้นที่รูป 1 cm <sup>2</sup> ที่ระยะ 3 และ 1 เมตร	30
3.7 ค่าสนามแม่เหล็ก H จากกระแส 1A, พื้นที่รูป 1 cm <sup>2</sup>	32
3.8 รูปแบบของวงจรที่ทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด	33
3.9 แนวคิดการเกิดสัญญาณกระแสดคอมมอน โหมดโดยสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลโหมด	36
3.10 การเกิดสัญญาณรบกวนความถี่สูงที่เกิดจากวงจรบนเบื่อนไปกับสายเพาเวอร์ไลน์	38
3.11 การคับปลิงจากสัญญาณนาฬิกาไปยังเส้น I/O	39
3.12 รูปอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน	40
3.13 ตัวอย่างวงจรสมบรูณ์สายอากาศสำหรับสายสัญญาณที่ไม่ต่อกราวด์ (Dipole)	45
4.1 ส่วนประกอบของวงจรสวิตซ์ซิ่ง โหมดเพาเวอร์ซัพพลายที่เกิดการแพร่กระจายสัญญาณ	50
4.2 วงจรสวิตซ์ซิ่ง โหมดเพาเวอร์ซัพพลายแบบสวิตซ์เดี่ยวที่ใช้ในการคำนวณ	52
4.3 กระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ที่ผิดเพี้ยนทำให้เกิดสัญญาณฮาร์โมนิกส์ตามมา	55
4.4 รูปในวงจรที่มีกระแสไหลผ่านแล้วทำให้เกิดการเคลื่อนตัวของสนามคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	57
4.5 การเดินสายของอุปกรณ์ภายในวงจรเพื่อลดพื้นที่รูปการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน	57
4.6 การลดสัญญาณรบกวน โดยการเดินสายวงจรและพันขดลวดฟิวเตอร์กลับทิศทาง	58
4.7 วิธีการลดการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้า	60
4.8 แสดงวงจรเรคตีไฟเออร์ที่มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ	62
4.9 ตัวอย่างเปรียบเทียบแสดงการจัดวางอุปกรณ์ของวงจรสวิตซ์ซิ่ง โหมดเพาเวอร์ซัพพลาย	63
4.10 วงจรสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ไม่มีกล่องชิลด์หุ้ม	65
4.11 แสดงการเกิดกระแสดคอมมอน โหมดของวงจรที่มีกล่องชิลด์หุ้ม	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1 การจัดวางผลิตภัณฑ์เพื่อทำการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ..	69
5.2 การจัดวางผลิตภัณฑ์เพื่อทำการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านทางอากาศ	69
5.3 วงจรบูสคอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิม.....	71
5.4 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS}$ และ $V_{GS}$ .....	71
5.5 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS}$ และ $V_D$ .....	72
5.6 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS}$ และ $V_L$ .....	72
5.7 เปรียบเทียบแรงดัน $V_O$ และ $V_D$ .....	73
5.8 เปรียบเทียบแรงดัน $V_O$ และ $V_L$ .....	73
5.9 เปรียบเทียบแรงดัน $V_i$ และ $V_{is}$ .....	74
5.10 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{is}$ และ $V_s$ .....	74
5.11 แรงดันเอาต์พุตที่มีการแกว่ง.....	75
5.12 กระแสคอมมอนโหมดในแกนเวลา.....	75
5.13 กระแสคอมมอนโหมดในแกนความถี่.....	76
5.14 ผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ.....	76
5.15 ผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านทางอากาศ.....	77
5.16 วงจรบูสคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณ.....	78
5.17 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS}$ และ $V_{GS}$ .....	78
5.18 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS} - V_D$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS} - V_L$ .....	79
5.19 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_O - V_D$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_O - V_L$ .....	79
5.20 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{is} - V_i$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{is} - V_s$ .....	79
5.21 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_L - V_L'$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_D - V_D'$ .....	79
5.22 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{Cbd1}$ และ $V_{Cbd2}$ .....	80
5.23 กระแสคอมมอนโหมดในแกนเวลา.....	80
5.24 กระแสคอมมอนโหมดในแกนความถี่.....	81
5.25 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ.....	81
5.26 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ.....	82
5.27 วงจรบูสคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณและแหล่งจ่ายไฟ.....	83
5.28 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS}$ และ $V_{GS}$ .....	83
5.29 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS} - V_D$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS} - V_L$ .....	84

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.30 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_o - V_D$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_o - V_L$ .....	84
5.31 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{is} - V_i$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{is} - V_s$ .....	84
5.32 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_L - V_L'$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_D - V_D'$ .....	84
5.33 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{Cs1}$ และ $V_{Cs2}$ .....	85
5.34 กระแสคอมมอน โหมดในแกนเวลา .....	85
5.35 กระแสคอมมอน โหมดในแกนความถี่ .....	86
5.36 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ .....	86
5.37 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ.....	87
5.38 วงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการสมดุลกระแสทางสายนำสัญญาณ, แหล่งจ่ายไฟ และ โหลด.....	88
5.39 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS}$ และ $V_{GS}$ .....	88
5.40 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS} - V_D$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS} - V_L$ .....	89
5.41 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_o - V_D$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_o - V_L$ .....	89
5.42 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{is} - V_i$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{is} - V_s$ .....	89
5.43 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_L - V_L'$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_D - V_D'$ .....	89
5.44 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{C11}$ และ $V_{C12}$ .....	90
5.45 กระแสคอมมอน โหมดในแกนเวลา .....	90
5.46 กระแสคอมมอน โหมดในแกนความถี่ .....	91
5.47 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ .....	91
5.48 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ.....	92
5.49 วงจรบรูสคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการสมดุลกระแสทางสายนำสัญญาณ, แหล่งจ่ายไฟ, โหลด และขดลวดตัวนำ .....	93
5.50 เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS}$ และ $V_{GS}$ .....	93
5.51 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS} - V_D$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{DS} - V_L$ .....	94
5.52 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_o - V_D$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_o - V_L$ .....	94
5.53 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{is} - V_i$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_{is} - V_s$ .....	94
5.54 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน $V_L - V_L'$ และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน $V_D - V_D'$ .....	94
5.55 กระแสคอมมอน โหมดในแกนเวลา .....	95
5.56 กระแสคอมมอน โหมดในแกนความถี่ .....	95

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.57 ผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายค้วนำ.....	96
5.58 ผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ .....	96
5.59 ผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศที่ใส่เฟอร์ไรท์.....	97
5.60 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระดับความแรงของสัญญาณเฉลี่ย CE และ RE กับ กระแสมอนโหมด.....	98
5.61 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระดับความแรงของสัญญาณสูงสุด CE และ RE กับ กระแสมอนโหมด.....	99
5.62 กราฟค่าระดับความแรงของสัญญาณสูงสุด RE เทียบกับขั้นตอนในการจัดสมดุลย์ กระแส.....	100



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในอดีตการใช้งานแหล่งจ่ายไฟในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในยุคแรกๆ ได้มีการใช้แหล่งจ่ายไฟแบบลิเธียมที่มีขนาดใหญ่ ซึ่งเป็นอุปสรรคต่อการใช้งานที่ไม่สะดวกในการพกพา ปัจจุบันในแหล่งจ่ายไฟของวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ส่วนใหญ่ต้องการให้มีขนาดเล็กกระทัดรัดน้ำหนักเบาทั้งที่ใช้ภายในอุปกรณ์เอง เช่น ในเครื่องรับวิทยุ เครื่องรับโทรทัศน์ หรือที่ออกแบบให้ใช้แยกออกมาจากตัวอุปกรณ์เอง ดังเช่นในอุตสาหกรรมคอมพิวเตอร์แบบพกพา ที่จำเป็นต้องการใช้แหล่งจ่ายไฟมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาที่สุด ทำให้ความต้องการใช้แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งโหมคเพาเวอร์ซัพพลายเพิ่มมากขึ้นซึ่งมีข้อดีกว่าวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบลิเธียมที่มีหม้อแปลงขนาดใหญ่กว่าทำให้มีน้ำหนักมากและประสิทธิภาพในการทำงานน้อยกว่า ในการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์นั้นวิศวกรที่ออกแบบจะมุ่งเน้นในเรื่องของการลดขนาดและน้ำหนักเป็นหลัก เพื่อให้อุปกรณ์มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และมุ่งเน้นในด้านประสิทธิภาพให้สูงขึ้น

ทุกวันนี้วิศวกรที่ทำการออกแบบประสบปัญหาอย่างมากในด้านการลดขนาดของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งลงให้มีขนาดเล็ก แบน บาง และมีน้ำหนักเบา เนื่องจากหลักการหรือแนวทางลดขนาดแหล่งจ่ายไฟมีขนาดเล็กลงก็คือต้องเพิ่มความถี่ในการสวิตซ์ที่สูงขึ้นเพื่อพยายามลดขนาดของหม้อแปลงและตัวเก็บประจุลง ส่งผลให้เพิ่มความจุของกำลังงานต่อพื้นที่สูงมากขึ้น โดยในการเพิ่มขึ้นของความถี่ในการสวิตซ์ เป็นผลทำให้เกิดการเพิ่มของอัตราการเปลี่ยนแปลงกระแสและแรงดันให้มีความชันมากขึ้น จากการเพิ่มความถี่ในการสวิตซ์ ผลที่ได้ตามมาคือทำให้เกิดปัญหาจากสัญญาณรบกวนทางคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งมีผลทำให้เกิดการรบกวนต่ออุปกรณ์ข้างเคียงที่ใช้งานร่วมกันภายในอาคารหรือสถานที่ใกล้เคียง โดยกลไกของการเกิดปัญหานี้ทั้งที่เกิดจากการรบกวนกันจากกระแสที่ไหลวนผ่านสายตัวนำและที่เกิดจากการรบกวนทางการแผ่กระจายทางอากาศ ดังนั้นจึงควรที่จะคำนึงถึงปัญหานี้ด้วย ซึ่งผู้ออกแบบไม่สามารถละเลยไปได้เพราะในการค้าขายผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ระหว่างประเทศนั้น ได้มีข้อกำหนดที่ผลิตภัณฑ์จะต้องผ่านเส้นขีดจำกัดของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามมาตรฐานการทดสอบความเข้ากันได้ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเสียก่อน จึงจะสามารถนำไปจำหน่ายในประเทศนั้นๆ ได้ ถ้าผู้ผลิตหรือผู้ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นไม่คำนึงถึงการแก้ปัญหาสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเลยในการออกแบบจะทำให้ไม่ว่ากรณีใดสูญเสียด้านทุนในการผลิตมากกว่าเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากปัญหาที่ได้กล่าวมาข้างต้น วิธีที่ถูกต้องมากที่สุดก็น่าจะเป็นการออกแบบโดยคำนึงถึงสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าควบคู่กับการออกแบบวงจรส่วนอื่นตั้งแต่ต้นพร้อมๆกันไปและอาศัยเทคนิคต่างๆ ตลอดจนคาดคะเนแนวโน้มการเกิดสัญญาณรบกวนอันเป็นแนวทางไปสู่การออกแบบที่สามารถประหยัดค่าใช้จ่ายในการแก้ไขดัดแปลงและลดระยะเวลาที่อาจสูญเสียโดยไม่จำเป็นได้

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการวิจัย

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีสัญญาณนาฬิกาหรือการสวิตช์ของวงจร ดังเช่นในวงจรสวิตช์ซึ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลายนั้น จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสภายในวงจรอย่างรวดเร็ว ซึ่งเป็นสาเหตุหลักของปัญหาที่เกี่ยวกับการรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งในรูปแบบของกระแสไหลวนผ่านสายตัวนำและการรบกวนทางการแพร่กระจายในอากาศ ดังนั้นวงจรสวิตช์ซึ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลายที่ดีจึงต้องมีศักยภาพในการป้องกันการเกิดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการลดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยใช้เทคนิคการสมมูลย์กระแสและทำการศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสภายในวงจรสวิตช์ซึ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลายกับสัญญาณรบกวนในรูปการแพร่กระจายคลื่นทางอากาศ เมื่อทำการลดทอนสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสแล้วสามารถลดทอนสัญญาณรบกวนทางอากาศได้หรือไม่ ซึ่งเป็นการหาสาเหตุของการเกิดสัญญาณรบกวนเริ่มต้นในวงจร เพื่อเป็นการแก้ปัญหาและจำกัดสัญญาณที่จุดเกิดเหตุของการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นผลทำให้เกิดการแก้ไขปัญหาที่ต้นเหตุอย่างแท้จริง ดังนั้นจึงส่งผลให้สามารถลดเวลาในและค่าใช้จ่ายในการผลิตลงได้

## 1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

การเกิดปัญหาสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในวงจรสวิตช์ซึ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลายจะประกอบไปด้วยสัญญาณรบกวนในรูปแบบของกระแสไหลวนผ่านสายตัวนำสัญญาณและสัญญาณรบกวนที่มาจากการแพร่กระจายทางอากาศ โดยจะมีความสัมพันธ์ระหว่างกันเมื่อในวงจรอิเล็กทรอนิกส์มีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าและเกิดการไหลของกระแสในสายนำสัญญาณของวงจร ก็จะมีการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามทฤษฎีเบื้องต้น ซึ่งเราสามารถเปรียบเทียบสายนำสัญญาณของวงจรได้ดังสายอากาศที่คอยส่งสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปในรูปการแพร่กระจายทางอากาศ ซึ่งค่าความแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จะมีความสัมพันธ์กันระหว่างกระแส, ความยาวของสายนำสัญญาณและความถี่ที่แพร่กระจายออกมา

ในวงจรสวิตซ์ซึ่งโหมคพาเวอรัชฟพลายโดยทั่วไป จะเกิดการไหลของกระแสที่ไม่สมดุลระหว่างสายสัญญาณด้านไปกับด้านกลับเสมอ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันอย่างรวดเร็วของตัวสวิตซ์ซึ่ง จึงเกิดการไหลของกระแสคอมมอน โหมคจากการประจุและคลายประจุแรงดันของตัวเก็บประจุแฝงขึ้น และสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสดิฟเฟอเรนเชียล โหมคที่ไหลผ่านสายนำสัญญาณที่เป็นวงจรการทำงานปกติทำให้เกิดการแพร่กระจายทางอากาศ การแก้ปัญหาโดยทั่วไป การชิลด์ตัวกล่อง ซึ่งเป็นแก้ปัญหาที่ปลายเหตุทั้งยังทำให้เพิ่มค่าใช้จ่ายมากขึ้นด้วย

ดังนั้นในการทำวิทยานิพนธ์ จึงนำเสนอการออกแบบวงจรสวิตซ์ซึ่งโหมคพาเวอรัชฟพลาย ให้สามารถหักล้างสัญญาณรบกวนของกระแสสัญญาณภายในได้โดยการเพิ่มอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟเข้าไปและทำการเปรียบเทียบกับค่าความแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่วัดได้จากการแพร่กระจายทางอากาศ

#### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

ในการศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสไหลวนภายในสายสัญญาณตัวนำและสัญญาณรบกวนทางอากาศของวงจรสวิตซ์ซึ่งโหมคพาเวอรัชฟพลายนั้น จะต้องศึกษาข้อมูลต่างๆดังต่อไปนี้

1. ศึกษาโครงสร้างของสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในวงจรสวิตซ์ซึ่งโหมคพาเวอรัชฟพลาย เพื่อให้เกิดความเข้าใจถึงกลไกที่เกี่ยวข้องของต้นเหตุในการเกิดปัญหาสัญญาณรบกวน
2. ศึกษาแนวทางในการออกแบบและเทคนิคการจัดสมดุลย์กระแส ในการลดระดับสัญญาณรบกวนของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งโหมคพาเวอรัชฟพลาย
3. ศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการไหลของกระแสภายในสายนำสัญญาณทั้งในรูปแบบของกระแสคอมมอน โหมคและดิฟเฟอเรนเชียล โหมคเปรียบเทียบกับผลการทดสอบสัญญาณรบกวนภายในสายนำสัญญาณและผลของสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายทางอากาศ

#### 1.5 ขั้นตอนของการศึกษาและการดำเนินงานวิจัย

ในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะประยุกต์แนวคิดในการใช้เทคนิคการจัดสมดุลย์กระแสคอมมอน โหมค โดยทดลองเปรียบเทียบกับวงจรสวิตซ์ซึ่งแบบเดิมที่ไม่ได้ออกแบบเพื่อลดสัญญาณรบกวนกับวงจรที่ได้ทำการใช้เทคนิคการลดสัญญาณรบกวน จากการตั้งสมมติฐานและทดลองปฏิบัติเพื่อชี้ให้เห็นว่าแนวทางในการทำวิจัยสามารถนำไปใช้งานได้จริง โดยได้ทำการศึกษาอย่างเป็นลำดับขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. ศึกษาปัญหาของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าการกำเนิดของสัญญาณรบกวน พร้อมทั้งทำความเข้าใจถึงพื้นฐานของสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า หน่วยที่ใช้ในการทดสอบและมาตรฐานความเข้ากันได้ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้อยู่ภายในแต่ละภูมิภาคของโลก
2. ศึกษาสมการสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดจากวงจรพื้นฐาน รวมไปถึงโมเดลการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนในรูปแบบต่างๆที่เกิดขึ้นจริง เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในการคำนวณหาค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในวงจรสวิตซ์ซิ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย
3. ศึกษาโครงสร้างและการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย รวมถึงคุณลักษณะการทำงานของสัญญาณทางไฟฟ้า โดยเปรียบเทียบกับโมเดลในการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทางอากาศ
4. ศึกษาวิธีการควบคุมการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของวงจรสวิตซ์ซิ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย ตลอดจนแนวทางการแก้ปัญหาเพื่อขจัดสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยการลดค่ากระแสคอมมอน โหมดที่เกิดขึ้นในวงจร
5. ศึกษาและทดลองแก้ไขปัญหาสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้วิธีจัดสมดุลกระแสในวงจรเพื่อทำการลดค่ากระแสคอมมอน โหมดเป็นลำดับขั้นตอน พร้อมทั้งทำการวัดสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจร เพื่อเปรียบเทียบกับผลการทดลองของวงจรที่ยังไม่ได้ทำการจัดสมดุลกระแส พร้อมทั้งบันทึกผลการทดสอบที่ได้
6. ศึกษาและทดลองวัดสัญญาณรบกวนที่ผ่านสายตัวนำและการแพร่กระจายทางอากาศตามลำดับขั้นของค่ากระแสคอมมอน โหมดที่ลดลงโดยใช้วิธีจัดสมดุลกระแส พร้อมทั้งบันทึกผลการทดสอบที่ได้
7. วิเคราะห์ผลการทดลอง หาความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นระหว่างการลดค่ากระแสคอมมอน โหมดกับผลการทดลองสัญญาณรบกวนที่ผ่านสายตัวนำและผลการทดลองของสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายทางอากาศ
8. สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# สัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

### 2.1 ปัญหาของการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

ในช่วงแรกของศตวรรษที่ 20 การแทรกแซงของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า(EMI) ส่วนใหญ่เกิดจากสัญญาณการสื่อสารและโทรคมนาคมที่ใช้ความถี่วิทยุโดยส่งผ่านจากสายนำสัญญาณต่างๆ กลุ่มองค์กรวิศวกรที่มีประสบการณ์ในการวิเคราะห์ปัญหา เพื่อการคะเนระดับที่สัญญาณการแทรกสอด จะพิจารณาถึงปัจจัยการแหล่งกำเนิดส่วนมากจากการแพร่กระจายสัญญาณสื่อสารมวลชนและระดับความเข้มของสัญญาณ โทรศัพท์และเครื่องรับวิทยุ จนกระทั่งปี 1960 รูปแบบการแพร่กระจาย EMI เปลี่ยนไปจากเดิมโดยเกิดสัญญาณรบกวนในรูปแบบต่างๆ มากยิ่งขึ้น ดังเช่น สัญญาณจากคอมมูเตเตอร์ของมอเตอร์, หลอดแสงสว่างฟลูออเรสเซนต์, การจู่ระเบิดในระบบเครื่องยนต์และสายส่งไฟฟ้าความถี่ 50/60 Hz เป็นผลทำให้เกิดแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนโดยไม่ได้ตั้งใจ ซึ่งส่งสัญญาณคลื่นไปรบกวนกับระบบอื่นๆ

ผลการแทรกสอดในช่วงความถี่ต่างๆ ทำให้เกิดความน่ารำคาญใจ ดังเช่นการรับโทรศัพท์, การรับฟังที่ไม่ดีของเครื่องรับวิทยุและการรับสัญญาณ TV แต่สิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง ถ้าเกิดการรบกวนกันทางระบบนำร่องของเครื่องบินระบบจะแข็งเดือนฉุกเฉินต่างๆ จะส่งผลที่ร้ายแรงได้

อย่างไรก็ดีเราอาจจะกล่าวได้ว่า การจัดการความถี่พื้นฐานและบังคับใช้โดยประเทศและระหว่างประเทศ การควบคุมโดยการยอมรับระดับสัญญาณก็จะแก้ปัญหาได้ โดยเป็นภาระหน้าที่ที่จะต้องออกนโยบายควบคุมบริหารจัดการระดับความแรงของสัญญาณความถี่ในอากาศ

ในอนาคตเป็นไปได้ที่จะเกิดแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางอากาศ จะพัฒนาเพิ่มรูปแบบออกไปเรื่อยๆ ดังรวมไปถึงอุปกรณ์คอมพิวเตอร์และดิจิทัล ซึ่งในปัจจุบันเป็นไปได้ยากที่จะหาเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านที่ไม่มีการควบคุมด้วยระบบไมโคร โปรเซสเซอร์น้อยกว่า 8 บิต อุปกรณ์เครื่องมือที่มีระบบอิเล็กทรอนิกส์ในการควบคุมโดยส่วนใหญ่จะผลิตสัญญาณออกมาในรูปแบบสัญญาณที่แยกออกตามมาโดยเรียงตามแนวแกนความถี่อย่างคงที่ ทำให้ไปรบกวนต่อระบบการสื่อสารทางวิทยุ ตัวอย่างอุปกรณ์ดังเช่น เครื่องมือแพทย์ที่มีอิเล็กทรอนิกส์, เพาเวอร์สวิทช์ซิ่ง, เครื่องมือไฟฟ้า, ระบบควบคุมทางไกล, ระบบเครือข่าย (LANS) เป็นต้น

ในเวลาเดียวกับผู้ที่ได้รับอนุญาตให้ใช้สเปกตรัมความถี่ได้เติบโตและมีรูปแบบจำนวนการบริการเพิ่มมากขึ้นซึ่งประกอบไปด้วยการส่งสัญญาณข้อมูลผ่านดาวเทียม, การสื่อสารทางไกลโดยสัญญาณวิทยุ, การใช้เครื่องรับ-ส่งวิทยุภายในอาคาร โทรศัพท์มือถือระบบเซลลูลาร์, ระบบกำหนดตำแหน่งของรถยนต์ผ่านดาวเทียม GPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานโดยไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนและความหลากหลายทางความถี่ใช้งานเพิ่มมากขึ้น ก็จะทำให้มีศักยภาพและความหลากหลายที่จะทำให้อุปกรณ์ได้เพิ่มมากยิ่งขึ้นเช่นกัน โดยมีแนวโน้มการเติบโตประมาณการเป็นรูปแบบเอ็กโปเนนเชียล ในระบบการศึกษาทางดาราศาสตร์ การแทรกสอดของสัญญาณก็จะมีมากยิ่งขึ้นจึงต้องมีระบบการจัดการแยกแยะเพื่อกำหนดช่วงความถี่อย่างเข้มงวดและเที่ยงตรง เพื่อบรรเทาปัญหาและผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณรบกวนภายในช่วงความถี่ที่ใช้งาน

ปัญหาที่นักวิศวกรต้องเผชิญคือ ภายในระบบตัวเครื่องมือหรืออุปกรณ์ในการออกแบบได้ทำการละเอียดหรือขาดความสนใจในการพิจารณาปัญหาทางวิชาการ ก็จะทวีความรุนแรงของปัญหาการกำเนิดแหล่งสัญญาณรบกวนและจำนวนการถูกรบกวนเพิ่มมากยิ่งขึ้น

ในการควบคุมการแทรกสอดสัญญาณ และเพิ่มข้อกำหนดสำหรับการรบกวนทางการแพร่กระจาย เป็นหัวข้อหลักที่สำคัญในการกำหนดความสามารถของเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ดี ตัวมันเองต้องมีการแพร่กระจายออกมาน้อยที่สุดจนสามารถยอมรับได้ตามเงื่อนไขตามมาตรฐานทางทหารหรือพลเรือนโลก ในขั้นตอนการออกแบบอุปกรณ์จะต้องมีการทดลองวัดหรือตรวจสอบผลที่ยอมรับได้และผ่านตามมาตรฐานที่กำหนดจึงสามารถดำเนินในขั้นตอนต่อไปได้ โดยถ้าไม่ได้มีการคำนึงถึงหากนำสิ่งของหรืออุปกรณ์ที่ไปขายแล้วจะต้องถูกหยุดจำหน่าย ถ้าผลการทดสอบไม่ผ่านเป็นการสิ้นเปลืองและเสียเวลาโดยใช่เหตุ ดังนั้นผู้ผลิตจึงต้องให้ความสำคัญต่อผลการทดสอบสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วย โดยให้เป็นขั้นตอนหนึ่งในการออกแบบผลิตภัณฑ์

## 2.2 ความเข้าใจพื้นฐานของการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนทางการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีองค์ประกอบหลักอยู่ 3 ส่วน คือ

1. แหล่งกำเนิดหรือตัวแพร่กระจายสัญญาณรบกวน
2. ตัวถูกรบกวนหรือตัวรับสัญญาณรบกวน
3. ส่วนการส่งสัญญาณระหว่างแหล่งกำเนิดและตัวถูกรบกวน

การส่งผ่านหรือตัวกลางจะได้ 2 ส่วนคือ ทางสายนำสัญญาณหรือการแพร่กระจายทางอากาศ โดยที่ไม่สามารถแยกออกจากกันได้ คือ ถ้าไม่มีการรับส่งสัญญาณทางสายตัวนำก็จะปราศจากแพร่กระจายทางอากาศ อย่างไรก็ตามสิ่งที่ควรสนใจ คือ การคับปลิงภายในสายสัญญาณจะเป็นตัวบ่งบอกถึงการรบกวนกันที่แท้จริงรวมไปถึงสายเพาเวอร์และสายกราวด์ ซึ่งปัญหาจากการส่งสัญญาณผ่านตามสายตัวนำส่วนใหญ่จะทำให้มีการแพร่กระจายทางอากาศตามมา

ในการออกแบบวงจรควรคำนึงถึงค่าอิมพีแดนซ์ภายในวงจร โดยสามารถประมาณค่าสนามไฟฟ้าได้ (หน่วยเป็น V/m) หรือ ค่าสนามแม่เหล็ก (A/m) ที่ระยะห่างจากแหล่งกำเนิดมากกว่า  $\lambda/2$  ค่าสนามจะอยู่ในรูปแบบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่มีค่าอิมพีแดนซ์หลักสูงหรือต่ำ โดยจะมีค่าเท่าๆ กัน

ในส่วนของการแทรกสอดทางความถี่วิทยุ ค่าสนามไฟฟ้า 1V/m จะถือว่ามีความถี่วิทยุสูงมาก เป็นที่รู้กันว่าในระบบความถี่วิทยุในการรับสัญญาณวิทยุหรือโทรทัศน์จะมีความถี่วิทยุที่ต่ำกว่าประมาณ 1 $\mu$ V/m ดังนั้นจึงเป็นสิ่งที่คาดคะเนได้ล่วงหน้าว่า ถ้าระบบที่ใช้ความถี่สูงๆ ก็จะมีการใช้ระดับสัญญาณที่ต่ำแต่มีการแพร่กระจายสัญญาณที่ขึ้นอยู่กับระยะทางของแหล่งกำเนิด

ตัวอย่างในการคำนวณถึงปัญหาที่อาจจะเกิดขึ้น โดยการกำหนดให้มีคอมพิวเตอร์ขนาดเล็กที่ประกอบไปด้วย CPU และ เมมโมรี่บอร์ด คอมพิวเตอร์ตัวนี้มีวงจรที่เป็น IC อยู่ 60 ชิป โดยที่แต่ละตัวใช้พลังงานประมาณ 250 mw

กำหนดให้ 1 ใน 4 ของวงจรที่เป็นชิปเซตเป็นส่วนที่ซึ่งโคโรไนต์อยู่กับสัญญาณนาฬิกาภายในความถี่ 50 MHz

เราสามารถกล่าวได้ว่าพลังงานทั้งหมดที่มีการสวิตช์เปลี่ยนแปลงการทำงาน เท่ากับ  
 $(1/4) \times (60 \times 0.250) = 3.75 \text{ W}$

พลังงานที่ได้จะกำหนดเท่ากับองค์ประกอบตัวหนึ่งในการแพร่กระจายออกไปในชิปเซต, สายส่งสัญญาณ, ความต้านทานหรือจอแสดงผล ในตัวอย่างประมาณการในแง่ที่ว่า มีการแพร่กระจายพลังงานรวมทั้ง 50 MHz เพียงอย่างเดียว คือ มีค่าระดับแรงดันเท่ากับ 3.75  $\mu$ V เราสามารถหาค่าความเข้มสนามไฟฟ้าได้ดังสูตร

$$E(V/m) = \frac{1}{D} \sqrt{30P_r} \quad (2.1)$$

เมื่อ  $D$  = ระยะทางจากแหล่งกำเนิด มีหน่วยเป็น เมตร (m)  
 $P_r$  = พลังงานการแพร่กระจาย (รวมไปถึงอัตราขยายสายอากาศ) มีหน่วยเป็น วัตต์ (w)

ที่ระยะ 3 เมตร จะได้ความเข้มสนามไฟฟ้าจากบอร์ดคอมพิวเตอร์เท่ากับ

$$E = \frac{1}{3} \sqrt{30 \times 3.75 \times 10^{-6}} = 3.5 \text{ mV/m}$$

ระดับความแรงอย่างน้อยที่สุดความเข้มของความเป็นสนามไฟฟ้าของเครื่องรับวิทยุและโทรทัศน์ที่จะทำให้สัญญาณภาพและเสียงมีคุณภาพที่ดี อยู่ในช่วง 50-60 dB $\mu$ V/m ดังนั้นในกรณีนี้ จะเห็นได้ว่าสัญญาณนาฬิกาของคอมพิวเตอร์จะมีความถี่ที่ตรงกับความถี่ TV ซึ่งจะมีผลกระทบต่อ การรับชมในบริเวณที่ใกล้เคียงกับระยะ 3 เมตร สนามสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีความแรง

กว่าสัญญาณภาพและเสียงอยู่ 3 ถึง 10 เท่า ในกรณีนี้การแก้ปัญหาสามารถทำได้โดยนำแหล่งกำเนิดไปอยู่ห่างออกไปมากกว่า 30 เมตร หรือ ในทางที่ดีกว่าโดยใช้วัสดุโครงสร้างที่เป็นเหล็กเพื่อป้องกันการแพร่กระจายออกมา

วิธีพื้นฐานในการออกแบบคือ

1. เข้าใจถึงลักษณะขั้นตอนการทำงาน, วิธีการคำนวณ, การส่งผ่านข้อมูลภายในวงจร ตลอดจนไปถึงกำลังงานที่ปลายสายก่อนจะส่งออกเป็นสัญญาณวิทยุ
2. มีความสามารถในการประมาณการเกิดในรูปแบบทางตัวเลข เพื่อที่จะสามารถทำการลดหรือทำให้เกิดความเป็นกลางในการทำงาน
3. มีผลการทดสอบที่สามารถยอมรับได้ในอุปกรณ์ต้นแบบ

ในการทำงานจริงของการออกแบบคือ จะไม่มีการแพร่กระจายสัญญาณถ้าไม่มีแรงดันหรือกระแส การวิเคราะห์รูปแบบสัญญาณและการเลย์เอาต์เพื่อจัดการกับส่วนประกอบหลักที่มีจำนวนมากของวงจร ควรทำอย่างมีคุณภาพและเป็นสิ่งที่ควรคำนึงถึงเป็นอย่างยิ่ง

### 2.3 หน่วยที่ใช้กับความเข้ากันได้ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC Units)

ช่วงการเปลี่ยนแปลงที่กว้างของการรบกวนใน EMI/RFI/EMC จึงจำเป็นที่จะต้องใช้สเกลตามลอการิทึม ดังนั้นสัดส่วนระหว่างความแรงของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะอยู่ในรูปของเดซิเบล (dB) สัมการสัดส่วนของกำลังงานในรูปแบบของเดซิเบล

$$dB = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad (2.2)$$

บ่อยครั้งที่ข้อมูลในการวัดหรือทดสอบจะมีความแรงของสัญญาณเป็น โวลต์เตจ, กระแส หรือ ความเข้มสนามไฟฟ้า สามารถเปลี่ยนไปในรูปแบบกำลังงานได้จากสูตร

$$dB = 10 \log \frac{(V_2)^2 / R_2}{(V_1)^2 / R_1}$$

$$dB = 20 \log \frac{(V_2)}{(V_1)} + 10 \log \frac{(R_1)}{(R_2)}$$

ถ้า  $R_1 = R_2$  จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และเผยแพร่เอกสารทุกครั้งที่มีให้นำไปใช้

$$dB = 20 \log \frac{(V_2)}{(V_1)} = 20 \log \frac{(I_2)}{(I_1)} \quad (2.3)$$

จากสมการที่ (2.2) และ  $R = 50 \Omega$  สามารถคำนวณความสัมพันธ์ดังในตารางที่ 2.1 ซึ่งเป็นสัดส่วนสมการที่มีหน่วยเป็น dB ในรูปแบบโวลต์เตจหรือกระแสสามารถแทนที่ด้วย 1 V หรือ 1 A ในสมการที่ (2.3)

$$\text{dBV} = 20 \log V, \text{or}$$

$$\text{dBA} = 20 \log I$$

การหาค่าโวลต์เตจ, กระแสหรือ ค่าความเข้มสนามไฟฟ้าจากจำนวนในหน่วย dB ได้จากการใช้ เอนต์ล็อก ( $\log^{-1}$ )

$$V_{\text{volt}} = \log^{-1} (\text{dBV}/20) = 10^{\frac{\text{dBV}}{20}}$$

ถ้าตัวการหาโวลต์เตจจากค่าพลังงานในหน่วย dBm ( dB ที่มากกว่า 1 mv), จะนำมาหาได้จาก

$$\begin{aligned} V_{\text{dB}\mu\text{V}} &= 90 + 10 \log(Z) + P_{\text{dBm}} \\ &= 107 + \text{dBm}, \text{ for } Z = 50 \Omega \end{aligned}$$

สำหรับแถบคลื่นสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เป็นแบบคลื่นเดี่ยว (Narrow band : NB) เช่น สัญญาณซายด์เวฟ ซึ่งในการทดสอบในปัจจุบันโดยใช้เครื่องสเปกตรัมอนาล็อก เซอร์ สัญญาณที่วัดได้จะแสดงอยู่ในรูปของ 1 เส้นสเปกตรัม, โดยรูปแบบสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะแสดงอยู่ในรูปแบบดังต่อไปนี้

1. โวลต์เตจ : V, dB ที่มากกว่า 1 V (dBV) หรือ dB ที่มากกว่า 1  $\mu\text{V}$  (dB $\mu\text{V}$ )
2. กระแส : A, dB ที่มากกว่า 1A (dBA) หรือ dB ที่มากกว่า 1  $\mu\text{A}$  (dB $\mu\text{A}$ )
3. กำลังงาน : W, mw หรือ dB ที่มากกว่า 1 mw (dBm)
4. สนามไฟฟ้า : V/m,  $\mu\text{V}/\text{m}$  หรือ dB $\mu\text{V}/\text{m}$
5. สนามแม่เหล็ก : V/m,  $\mu\text{A}/\text{m}$  หรือ dB $\mu\text{A}/\text{m}$  (เทสลา หรือ เกาส์ : 1 W = 80 A/m, 1T =  $10^4$  w)
6. ความเข้มกำลังงานของการแพร่กระจายต่อพื้นที่ :  $\text{W}/\text{m}^2$ ,  $\text{mw}/\text{cm}^2$  หรือ  $\text{dBm}/\text{cm}^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับแถบคลื่นสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เป็นแบบคลื่นกว้าง (Broadband: BB) คือจะมีเส้นสเปกตรัมที่มากกว่า 1 รวมกันในช่วงของแบนด์วิธ จะมีหน่วยอยู่ในรูปแบบต่อไปนี้

1. โวลต์เตจ :  $\mu\text{V}/\text{KHz}$  ,  $\mu\text{V}/\text{MHz}$  หรือ  $\text{dB}\mu\text{V}/\text{MHz}$
2. กระแส :  $\mu\text{A}/\text{KHz}$  ,  $\mu\text{A}/\text{MHz}$  หรือ  $\text{dB}\mu\text{A}/\text{MHz}$
3. สนามไฟฟ้า :  $\mu\text{V}/\text{m} / \text{KHz}$  ,  $\mu\text{V}/\text{m} / \text{MHz}$  หรือ  $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m} / \text{MHz}$
4. สนามแม่เหล็ก:  $\mu\text{A}/\text{m} / \text{KHz}$  ,  $\mu\text{A}/\text{m} / \text{MHz}$  หรือ  $\text{dB}\mu\text{A}/\text{m} / \text{MHz}$

สถานะที่กำเนิดสัญญาณรบกวนว่าจะเป็นแบบ NB หรือ BB สามารถทำได้ดังนี้

ในช่วงพาสแบนด์ มีค่าเท่ากับ 3 dB แบนด์วิธ (BW) สำหรับเครื่องรับ ( หรือการขยายกำลังงานขาเข้าของเครื่องรับที่ถูกกวน) และ ความถี่เริ่มต้นของแหล่งกำเนิด (Fo) สัญญาณรบกวนมีค่าดังนี้

$$\text{BB ถ้า } BW > F_o$$

$$\text{NB ถ้า } BW < F_o$$

ตารางที่ 2.1 สัดส่วนการแปลงหน่วย dB

โวลต์เตจ, กระแสหรืออัตราส่วนความแรงของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า	อัตราส่วนกำลังงาน	เดซิเบล
X 1.12	X 1.25	+ 1
X 1.25	X 1.6	+ 2
X 1.4	X 2	+ 3
X 2	X 4	+ 6
X 3.16	X 10	+ 10
X 5	X 25	+ 14
X 10	X 100	+ 20
X 1,000	X $10^6$	+ 60

ดังนั้น :  $1 \mu\text{V} = 6 \text{ dB}\mu\text{V}$

$$1 \mu\text{V} = 60 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ  $50 \Omega$  ชั้นความถี่  $34 \text{ dB}\Omega$  เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้  $1 \text{ mW}$  เป็น  $0 \text{ dBm}$  อย่างอ้อมถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1 \text{ mW}, \text{ ใน } 50 \Omega = 0.22 \text{ V} = 107 \text{ dB}\mu\text{V}$$

## 2.4 มาตรฐานความเข้ากันได้ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMC Standard)

เนื่องจากในแต่ละภูมิภาคของโลกมีการใช้งานระบบไฟฟ้าที่แตกต่างกันทั้งแรงดันและความถี่ เช่น 100 โวลต์, 110 โวลต์, 130 โวลต์, 220 โวลต์, 230 โวลต์ หรือ 240 โวลต์ และใช้ระดับความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ หรือ 60 เฮิร์ตซ์ นอกจากนี้ปัจจัยต่างๆในแต่ละภูมิภาคที่แตกต่างกัน เช่น อุณหภูมิ ความชื้น ความดันบรรยากาศ ซึ่งมีผลการออกข้อกำหนดของมาตรฐาน EMC แตกต่างกัน หากจำแนกมาตรฐานทาง EMC ออกตามภูมิภาค จะสามารถแบ่งเป็นกลุ่มใหญ่ๆ

### 2.4.1 กลุ่มสหภาพยุโรป

มี Comité Européen de Normalisation Electrotechnique (CENELEC) เป็นผู้รับผิดชอบ ซึ่งมาตรฐานของ CENELEC ยกตัวอย่างเช่น EN 55022, EN 55011, และ EN61000-4-2 โดยคำว่า EN หมายถึง European Norm

โดยในบางประเทศ เช่น สหราชอาณาจักรได้อ้างอิงมาตรฐานกลุ่มสหภาพยุโรป โดยเพิ่มอักษรนำหน้ามาตรฐานของ CENELEC เช่น BS EN 55022 คำว่า BS หมายถึง British Standard โดยที่เนื้อหาของในมาตรฐานดังกล่าวจะเหมือนกับมาตรฐาน CENELEC หรือของเยอรมันจะขึ้นต้นด้วย VDE แล้วตามด้วยหมายเลข ดังเช่นมาตรฐานทางอุปกรณ์สารสนเทศทาง ทางเยอรมันจะเป็น VDE 0871 จะสังเกตได้ว่ามาตรฐานในแต่ละประเทศจะมีอักษรนำหน้าต่างกันและหมายเลขต่างกัน แต่ละรายละเอียดของมาตรฐานจะคล้ายคลึงตามมาตรฐานที่ออกโดย CENELEC

### 2.4.2 กลุ่มอเมริกาเหนือ

จะมีหน่วยงานที่ส่วนใหญ่ยอมรับ คือ The Federal Communications Commission (FCC) เป็นผู้รับผิดชอบดูแลเกี่ยวกับมาตรฐานทาง EMC โดยผู้ผลิตจะต้องขอหมายเลขขึ้นทะเบียนผลิตภัณฑ์อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จากองค์กรนี้ ส่วน The American National Standards Institute (ANSI) เป็นองค์กรที่รับผิดชอบเกี่ยวกับมาตรฐานของประเทศสหรัฐอเมริกา มาตรฐานทาง EMC ของประเทศสหรัฐอเมริกาในเชิงพาณิชย์มีดังนี้

#### 2.4.2.1 FCC part 15

เป็นมาตรฐานเกี่ยวกับอุปกรณ์ที่มีความถี่วิทยุเกิดขึ้นจากการใช้งาน เช่น คอมพิวเตอร์, โทรศัพท์ไร้สาย, ของเล่นที่ใช้คลื่นความถี่วิทยุควบคุม เป็นต้น โดยจะแบ่งได้เป็น 2 คลาส คือ คลาส A จะเป็นอุปกรณ์ดิจิทัลที่ใช้งานตามโรงงานอุตสาหกรรมและสถานที่ทำธุรกิจ โดยผู้ผลิตสามารถทดสอบและออกใบรับรองตัวผลิตภัณฑ์ได้เอง ส่วนคลาส B จะเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ภายในสถานที่ควบคุมสัญญาณรบกวนหรือตามที่พักอาศัย โดยขีดจำกัดจะต่ำกว่าคลาส A อยู่ 10 dB ผู้ผลิตจำเป็นต้องทดสอบและได้ใบรับรองอย่างเป็นทางการจาก FCC

#### 2.4.2.2 FCC part 18

เป็นมาตรฐานเกี่ยวกับอุปกรณ์อุตสาหกรรม เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเครื่องมือแพทย์ ที่มีจุดประสงค์เพื่อกำเนิดกำลังงานทางความถี่วิทยุ โดยนำไปใช้ในรูปแบบต่างๆ เช่น ความร้อน, อุลตราโซนิค, ไอโอไอเนชัน, การรักษาโดยส่งผ่านตัวยาโดยใช้ความถี่ไปกระตุ้น เป็นต้น โดยในช่วงความถี่ที่กำหนดให้ใช้งานอาจยอมให้มีค่าระดับความแรงสูงขึ้นกว่ามาตรฐานปกติ

#### 2.4.3 กลุ่มประเทศในทวีปออสเตรเลีย

เมืองค์กรที่รับผิดชอบมาตรฐาน EMC ชื่อว่า AS/NZS คือ Australian Standard และ New Zealand Standard ตัวอย่างเช่น AS/NZS 1044 เกี่ยวกับอุปกรณ์ที่ใช้ในบ้าน โดยมีมอเตอร์ไฟฟ้าเป็นส่วนประกอบ, AS/NZS 1053 เกี่ยวกับเครื่องรับวิทยุและโทรทัศน์ เป็นต้น

#### 2.4.4 กลุ่มประเทศเอเชีย

ก็นำมาตรฐานสากลมาใช้งานโดยอักษรนำและเลขที่เปลี่ยนไป เช่น ญี่ปุ่น ใช้อักษรนำด้วย VCCI, ซาอุดีอาระเบีย ใช้อักษรนำ SASO เป็นต้น

เราสามารถทำการเปรียบเทียบระหว่างมาตรฐานระดับสากล กับทวีปได้ตามชนิดของผลิตภัณฑ์ดังแสดงในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 แสดงมาตรฐานระดับสากล ระดับภูมิภาค และระดับประเทศ

หัวข้อ/รายการ	International	European	USA
อุปกรณ์อุตสาหกรรมวิทยาศาสตร์ การแพทย์	CISPR11	EN55011	FCC Part 18
เครื่องรับวิทยุ, สัญญาณดาวเทียม และ โทรทัศน์	CISPR 13	EN55013	FCC Part 15
เครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้าน	CISPR 14	EN55014	-
บริษัทส่งสว่าง	CISPR 15	EN55015	-
อุปกรณ์เทคโนโลยีสารสนเทศ	CISPR 22	EN55022	FCC Part 15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับในประเทศไทยทางกระทรวงอุตสาหกรรมได้ตั้งคณะกรรมการขึ้นทำงานพิจารณา ร่างมาตรฐานด้านความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยอ้างอิงกับมาตรฐานสากล คือ CISPR และ IEC โดยเรียกชื่อว่า มาตรฐานอุตสาหกรรม หรือ มอก. สำหรับความสัมพันธ์ของมาตรฐาน มอก. และ มาตรฐานสากลถูกแสดงในตารางที่ 2.3

**ตารางที่ 2.3** แสดงการเปรียบเทียบมาตรฐานสากลและของไทย

หัวข้อ/รายการ	มาตรฐานสากล	มาตรฐาน มอก.
บริษัทส่งสว่าง	CISPR 15	1955
อุปกรณ์เทคโนโลยีสารสนเทศ	CISPR 22	1956
การแพร่สัญญาณจากสายส่งแรงสูง	CISPR 18-3	1520
ขีดจำกัดการแพร่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของ อุปกรณ์วิทยาศาสตร์และการแพทย์	CISPR 23	144

#### 2.4.5 มาตรฐานอื่นๆ

จะเป็นมาตรฐานที่กำหนดโดยองค์กรภายในประเทศที่มีบทบาททางการค้าของโลกเช่น สหรัฐอเมริกา หรือหน่วยงานและองค์กรที่มีการรวมตัวกันเพื่อกำหนดมาตรฐานการค้าระหว่าง องค์กรที่อยู่ภายในและภายนอกประเทศ

##### 2.4.5.1 มาตรฐานขององค์กร Food and Drug Administration (FDA)

สำหรับเครื่องมือทางการแพทย์ ที่กำหนดให้อุปกรณ์ทางการแพทย์ต้องมีการควบคุมการ แพร่กระจายและมีความคงทนต่อสภาวะแวดล้อมทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า มีความสำคัญมากเมื่อต้อง นำเครื่องมือไปใช้ในโรงพยาบาล

##### 2.4.5.2 มาตรฐานขององค์กร Society of Automotive Engineers (SAE)

สำหรับรถยนต์และอุปกรณ์ที่ใช้งานเป็นส่วนประกอบภายในรถยนต์ โดยโรงงานผู้ผลิต รถยนต์และผู้ผลิตชิ้นส่วนภายในรถยนต์ที่มีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จะต้องทดสอบให้ผ่านตาม มาตรฐานนี้ ตัวอย่างมาตรฐาน SAE เช่น SAE J 551 เป็นมาตรฐานควบคุมการแพร่กระจายสัญญาณ ครอบคลุมทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า SAE J 1816 เป็นขั้นตอนและวิธีการทดสอบ

##### 2.4.5.3 มาตรฐานขององค์กร Radio Technical Commission for Aeronautics (RTCA)

เป็นมาตรฐานที่กำหนดเพื่อควบคุมระดับการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของอุปกรณ์ที่ ใช้ในเครื่องบินเชิงพาณิชย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.4.5.4 มาตรฐานของกองทัพสหรัฐอเมริกา Military Emission Standards (MIL-STD)

เป็นมาตรฐานที่ใช้ควบคุมอาวุธยุทธโปกรณ์ทางทหารที่มีการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยประเทศสหรัฐอเมริกาเป็นผู้ผลิตอาวุธรายใหญ่อันดับหนึ่งของโลกเป็นผู้กำหนดมาตรฐานออกมาเป็นประเทศแรก โดยจะใช้อักษรนำหน้าขึ้นต้นด้วย MIL-STD แล้วตามด้วยหมายเลข ดังเช่น มาตรฐาน MIL-STD-461 ส่วนในประเทศสหราชอาณาจักรจะนำหน้าด้วย Def-Stan, เยอรมันจะนำหน้าด้วย VG, ฝรั่งเศสจะนำหน้าด้วย GAM และในองค์กรทหารระหว่างประเทศ เช่น NATO จะนำหน้ามาตรฐานด้วย STANAG โดยเนื้อหาของมาตรฐานที่ใช้งานจะนำมาจากมาตรฐานของประเทศสหรัฐอเมริกาเกือบทั้งหมด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

# สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดจากวงจรพื้นฐาน

### 3.1 บทนำ

สิ่งหนึ่งที่เราต้องการและหาวิธีการหลีกเลี่ยงปัญหาทาง EMI เราจำเป็นต้องคำนวณสนามไฟฟ้าที่เกิดการแพร่กระจายออกมาจากวงจรเกี่ยวข้อโดยตรงกับสายสัญญาณและเป็นส่วนที่มีความสำคัญสูงสุดในการควบคุมพฤติกรรมของ EMI เป็นไปได้ยากที่เราจะสามารถคำนวณสมการการแพร่กระจายจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ได้อย่างเที่ยงตรง ในเครื่องมือส่งสัญญาณความถี่ที่ต่อเนื่องจะมีองค์ประกอบต่างๆ ที่บ่งชี้ได้ชัดเจน เช่น กำลังงานส่ง, อัตราขยายสายอากาศ, ความถี่ฮาร์โมนิกส์, การสูญเสียจากการส่งผ่านกำลังงาน เป็นต้น ในการประกอบชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ของวงจรดิจิทัล จะมีสัญญาณขาเข้าและออกมากมายที่รวมไปถึงเส้นลายปรีนท์สายสัญญาณแต่ก็อาจเป็นไปได้ที่การใช้คณิตศาสตร์สมัยใหม่ช่วยในการคำนวณ ทำให้เวลาในการคำนวณน้อยลงและความแม่นยำเพิ่มมากขึ้น ซึ่งปัจจุบันการคำนวณให้ใกล้เคียงกับความเป็นจริงเปรียบเสมือนศาสตร์ทางศิลปะ ที่ต้องหาค่าตัวแปรต่างๆมาใช้ในการคำนวณค่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ ตัวอย่างเช่นการใช้สายสัญญาณสองเส้นวางขนานกันและทำการป้อนสัญญาณพัลส์ซึ่งเราสามารถใช้กระบวนการทางคณิตศาสตร์มาคำนวณได้

อย่างไรก็ตามถ้าเราทำความเข้าใจกับสมการพื้นฐานเพื่อหาค่าความแรงของสัญญาณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งสามารถยอมรับได้โดยมีลำดับขั้นตอนและอธิบายได้อย่างเข้าใจง่ายดังนี้

1. ทิศทางในภาวะที่ดีที่สุดที่จะบ่งบอกถึงจำนวนค่าสนามไฟฟ้า
2. โพลาริเซชันที่ทำให้สายอากาศรับสัญญาณได้ความแรงมากที่สุด
3. ประมาณรูปแบบค่ากระแสที่เกิดขึ้นภายในความยาวของสาย, โดยใช้การประมาณการจากวงจรที่เทียบเท่ายอมรับได้เพื่อหาค่าความแรงของสัญญาณสูงสุด
4. ค่าไดโพลทริกและค่าการสูญเสียทางความต้านทานในสายหรือลายวงจรไม่ต้องสนใจ

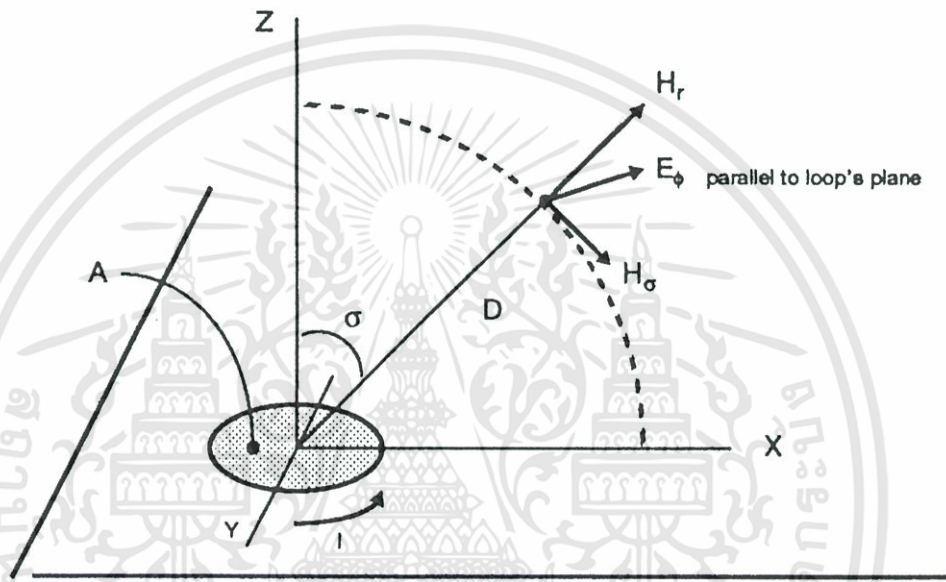
สมการและการอธิบายค่าต่างๆ จะอยู่ในรูปสมการคอมพิวเตอร์ที่พบได้ตามหนังสือเกี่ยวกับสายอากาศ สมการทั้งหมดได้มีการทดลองพิสูจน์ตรวจสอบมาแล้ว ซึ่งสามารถแบ่งเงื่อนไขจากสมการพื้นฐานมาใช้ 2 ส่วนด้วยกัน ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 1. ส่งงาน รูปแบบวงจรปิด งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น 2. กิ่งก้าน รูปแบบวงจรเปิด เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 สมการแพร่กระจายในรูปแบบวงจรรปิด

สนามคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเกิดขึ้น โดยวงจรที่เป็นลูปจากการเดินของกระแส I สมมุติได้ว่า

- I เกิดขึ้นในลูปของวงจรรปิด
- ไม่มีอิมพีแดนซ์ในลูปอื่นๆ นอกเหนือจากค่ารีแอกแตนซ์ที่เกิดขึ้นในวงจรรปิด
- ลูปมีขนาด  $\ll \lambda$



รูปที่ 3.1 แสดงทิศทางและการแพร่กระจายสัญญาณสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแบบลูป

สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ใช้ในการคำนวณ นักคณิตศาสตร์ได้ทำการพิสูจน์มาจากสมการของแมกเวลล์ โดยการแทนที่บางเทอมจากสมการที่ได้ดังนี้

$$H_r \text{ A/m} = \frac{IA}{\lambda} \left[ \frac{j}{D^2} + \frac{\lambda}{2\pi D^3} \right] \cos \sigma \quad (3.1)$$

$$H_\sigma \text{ A/m} = \frac{\pi IA}{\lambda^2 D} \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{2\pi D} \right)^2 + \left( \frac{\lambda}{2\pi D} \right)^4} \sin \sigma \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต่ออ้างอิงสิ่งๆของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\phi \text{ V/m} = \frac{Z_0 \pi IA}{\lambda^2 D} \sqrt{1 + \left( \frac{\lambda}{2\pi D} \right)^2} \sin \sigma \quad (3.3)$$

- เมื่อ
- $I$  = กระแสในลูป (แอมแปร์)
  - $A$  = พื้นที่ลูป (เมตร<sup>2</sup>)
  - $\lambda$  = ความยาวคลื่นในเมตร =  $300 / \text{ความถี่ (MHz)}$
  - $D$  = จุกระยะทางที่สังเกต (เมตร)
  - $Z_0$  = อิมพีแดนซ์ในฟรีสเปซ =  $120 \pi$  หรือ  $377 \Omega$

เปรียบเทียบกับรูปที่ 3.1 เราจะเห็นได้ว่าเมื่อ  $\sigma = 0$ ,  $E_\phi$  และ  $H_\sigma$  จะเป็นศูนย์ ( $\sin \sigma = 0$ ), ขณะที่  $H_r$  มีค่าสูงสุด ( $\cos \sigma = 1$ ) เว้นแต่จุดที่ใกล้กับศูนย์กลางของสายอากาศส่งแบบลูป, เทอม  $H_r$  ในแกน  $Z$  ไม่จำเป็นต้องสนใจเพราะจะมีค่าน้อยลงเป็นสัดส่วนทวิคูณตามระยะทาง  $1/D^2$  และ  $1/D^3$  อย่างรวดเร็ว

จะมีผลที่ต่างกันในระยะนาบที่ใกล้ศูนย์, สำหรับ  $\sigma = \pi/2$ ,  $H_r$  จะเป็นศูนย์, และ  $E_\phi$  และ  $H_\sigma$  จะมีค่ามากที่สุด ขณะเกิดการแพร่กระจาย เราควรพิจารณาถึงมุมที่ทำให้ระบบเกิดการหักเหที่ดีที่สุด

มองจากสมการที่ (3.2) และ (3.3) เราต้องคำนึงถึงสภาวะขอบเขตของระยะสนามไกลและระยะสนามใกล้รวมไปถึงช่วงระยะเวลาที่จะเกิดการเปลี่ยนแปลงของสภาวะสนาม

ระยะสนามใกล้: สำหรับ  $\lambda/2\pi D > 1$  (ดังเช่น  $D < 2 \pi D$  หรือ  $D < 48/F_{\text{MHz}}$ )

สมการที่อยู่ภายในรูป (3.2) และ (3.3), จะเป็นเทอมที่มีความสำคัญสูง ดังนั้นจึงควรมองข้ามเทอมที่ต่ำกว่าสองหรือต่ำกว่าสามจะมีค่าเป็น 1 ดังนั้น

$$H_{A/M} = \frac{IA}{4\pi D^3} \tag{3.4}$$

$$E_{V/M} = \frac{Z_0 IA}{2\lambda D^2} \tag{3.5}$$

เราสามารถกำหนดได้ว่าค่า  $H$  จะเป็นอิสระต่อ  $\lambda$  ดังเช่นเมื่อความถี่ลดต่ำลงจนเป็นไฟ DC ค่า  $H$  จะมีค่าน้อยลงตามระยะห่าง  $1/D^3$  และค่า  $E$  จะเพิ่มขึ้นจาก  $F$  และน้อยลงตามตามระยะห่าง  $1/D^2$

ในระยะเวลาที่เรียกว่าสนามใกล้หรืออินคักชัน โชนค่าสนามจะมีผลโดยตรงกับระยะห่าง เมื่อเราเลื่อนแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนให้เข้าใกล้ 10 เท่าจากเดิม จะทำให้มีค่าสนาม  $H$  เพิ่มขึ้นถึง 1,000 เท่า

อัตราส่วนระหว่าง E/H อาจเรียกได้ว่าเป็นค่าอิมพีแดนซ์ของสนาม อันเนื่องมาจากค่าสนาม E มีหน่วยเป็น V/m ส่วนค่าสนาม H มีหน่วยเป็น A/m ทำให้ได้ค่าโอห์มของสนามดังสมการ

$$Z_w (\text{nearloop}) = Z_o \frac{2\pi D}{\lambda} \quad (3.6)$$

เมื่อระยะ D มีค่าน้อยลงและ  $\lambda$  มีขนาดมากขึ้นหรือความถี่น้อยลง ค่าอิมพีแดนซ์ของสนามจะมีค่าน้อยลง เราเรียกได้ว่าอยู่ในระยะสนามไกล  $Z_w$  จะสัมพันธ์กับค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรที่จะทำให้เกิดสนาม เช่น เมื่อ D หรือ F เพิ่มขึ้นค่า  $Z_w$  ก็จะเพิ่มตามด้วย

ระยะสนามไกล : ที่  $\lambda/2\pi D < 1$  (ดังเช่น  $D > \lambda/2\pi$ , หรือ  $D > 48/F$  MHz)

จากสมการที่ 3.2 และ 3.3 เราสามารถทำให้มีขนาดน้อยลงได้โดยไม่ใส่ใจต่อระยะห่างยกกำลัง 2 และกำลัง 4 เหลือเพียงเทอมที่ยกกำลัง 1 จะได้สมการ

$$H_{A/M} = \frac{\pi I A}{\lambda^2 D} \quad (3.7)$$

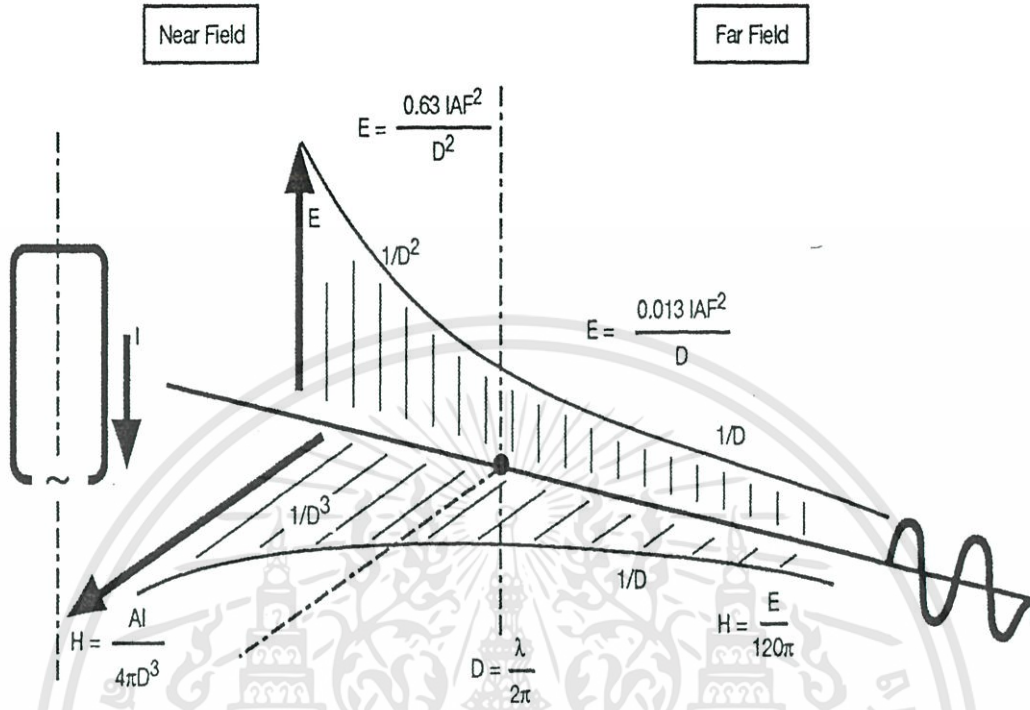
$$E_{V/M} = \frac{Z_o \pi I A}{\lambda^2 D} \quad (3.8)$$

ในขอบเขตที่เรียกระยะสนามไกลหรือระยะการแพร่กระจายสนามหรือขอบเขตแนวระนาบของคลื่นทั้งสนามไฟฟ้า (E) และสนามแม่เหล็ก (H) จะน้อยลงตามระยะ 1/D ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งมีอัตราส่วนคงที่โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ของคลื่นเท่ากับ

$$E/H = 120 \pi \text{ หรือ } 377 \Omega$$

ค่าอิมพีแดนซ์เป็นค่าจริงที่เราควรจะสนใจเป็นอย่างยิ่งเพราะเป็นตัวบ่งบอกถึงทิศทางของ E และ H ที่อยู่ในระนาบเดียวกันที่ทำให้เราสามารถบ่งบอกถึงความหนาแน่นของพลังงานโดยการแพร่กระจายความหนาแน่นเป็น  $W/m^2$  โดยที่ E และ H จะมีค่าเพิ่มขึ้นตาม  $F^2$  เป็นส่วนที่สำคัญอย่างยิ่งที่ควรจะศึกษาให้เข้าใจและสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 แสดงขอบเขตการแพร่กระจายสัญญาณในระยะสนามใกล้และไกล

ช่วงที่เปลี่ยนแปลงขอบเขต:  $\lambda/2 \pi D \approx 1$ , หรือ  $D \approx 48/F_{\text{MHz}}$

เป็นช่วงขอบเขตที่เกิดได้ในขณะที่สมการสนามมีค่าเท่ากับ โดยที่ทั้งหมดของเทอม  $1/D, 1/D^2, 1/D^3$  จะยังอยู่ในสมการ ในโซนนี้เป็นช่วงที่เป็นระยะที่วิกฤติเพราะ

การทดสอบตามมาตรฐานทางทหาร MIL-461 จะทดสอบในระยะ 1 เมตร ในสภาวะระยะสนามใกล้จะตรวจสอบช่วงความถี่ 48 MHz ซึ่งยากที่จะทำการคำนวณและคาดคะเนให้ใกล้เคียงกับผลการทดสอบ ในการตัดสินใจเกี่ยวกับค่าของอิมพีแดนซ์ของคลื่นจะขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วฉับพลันซึ่งเกิดจากผลรวมจากเทอมค่าจริงและอิมเมจินนารีของ E และ H

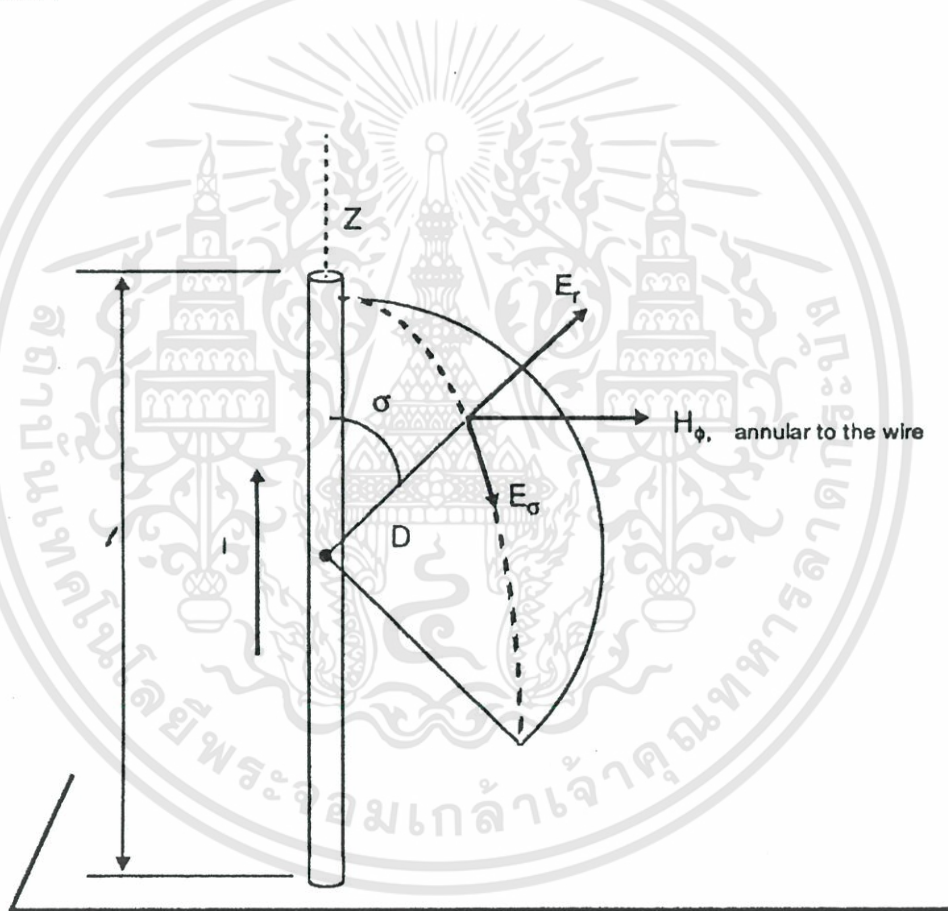
อย่างไรก็ตาม เพลนเวฟไม่สามารถมีค่าที่แม่นยำเสียทีเดียว โดยจะขึ้นอยู่กับสถานะที่เกิดระยะสนามใกล้หรือไกลโดยมีความสัมพันธ์กับคุณสมบัติทางกายภาพของสายอากาศ ถ้ามีความยาว (l) ที่มากที่สุดในแต่ละส่วนประกอบของสายอากาศมีขนาดที่มากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระยะที่สังเกต D จะทำให้ระยะสนามใกล้ยังคงอยู่โดยขึ้นอยู่กับส่วนโค้งของรูปคลื่นช่วงที่เป็นเมนลูบ

ถ้ามีน้อยกว่า 1 dB จะมีค่าคลาดเคลื่อนของสนามตามสมการที่ 3.7 และ 3.8 อยู่ 11% ไม่ว่าจะกรณีใดก็ตาม อีกหนึ่งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารตลอดทั้งการนำไปใช้สถานะอื่นๆ ที่ต้องการคือ  $D > l^2/2\lambda$  อย่างไรก็ตามถ้าเราสามารถทำให้มีค่าองค์ประกอบ II

สายอากาศมีค่าน้อยกว่า  $\lambda/2$  เราจะเห็นได้ว่าระยะความยาวของสายอากาศและสภาวะระบบสนามไกลนั้นต้องรักษาให้ได้  $D$  (ระยะสนามไกล)  $> \lambda/2\pi$

### 3.3 ค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายโดยใช้สายนำสัญญาณแบบปลายเปิด

ในการเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้านั้นไม่จำเป็นที่จะต้องเกิดจากลูปปิดเสมอไป อาจจะขึ้นอยู่กับสายสัญญาณที่มีกระแสวิ่งอยู่ก็สามารถสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ (ตัวอย่างที่ใช้อยู่ในปัจจุบันคือการสื่อสารทางคลื่นวิทยุที่ใช้สายอากาศเป็นตัวรับสัญญาณคลื่นออกมา) ในทางปฏิบัติซึ่งเปรียบเทียบได้ยากกับระยะลูปปิด และเป็นไปไม่ได้ที่จะแสดงถึงค่าที่แท้จริงกับไดโพลที่มีกระแสตรง



รูปที่ 3.3 ลักษณะการแพร่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในสายนำสัญญาณขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ามีกระแสไฟสลับภายในสายนำสัญญาณแบบเปิดที่มีค่าคาปาซิแตนซ์ในตัวมันเอง จะทำให้เกิดสนามขนาดเล็กจากสายสัญญาณดังแสดงในรูป 3.2

E และ H สามารถอธิบายได้จากสมการแมกซ์เวลล์ในรูปแบบเดียวกับต้นกำเนิดรูป คือ

- มีกระแส
- สายสัญญาณที่อยู่ในความยาว  $\ll \lambda$
- สายสัญญาณมีความยาว  $< D$  ที่ระยะสังเกต
- สายสัญญาณอยู่ในฟรีสเปซ, ไม่อยู่ติดกับระนาบกราวด์

สำหรับสายอากาศไดโพลขนาดเล็ก สามารถอธิบายด้วยสมการได้ดังนี้

$$E_r = 60Il \left( \frac{1}{D^2} - \frac{j\lambda}{2\pi D^3} \right) \cos \sigma \quad (3.9)$$

$$E_\sigma = \frac{Z_0 Il}{2\lambda D} \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda}{2\pi D} \right)^2 + \left( \frac{\lambda}{2\pi D} \right)^4} \sin \sigma \quad (3.10)$$

$$H_\phi = \frac{Il}{2\lambda D} \sqrt{1 + \left( \frac{\lambda}{2\pi D} \right)^2} \sin \sigma \quad (3.11)$$

เมื่อ  $I$  = กระแสในสายสัญญาณ (แอมแปร์)

$l$  = ความยาวของไดโพล (เมตร)

$\lambda$  = ความยาวคลื่น =  $300 / f$  (เมตร)

$D$  = ระยะทางถึงจุดสังเกต (เมตร)

$Z_0$  = ค่าอิมพีแดนซ์ในฟรีสเปซ =  $120 \pi$  หรือ  $377 \Omega$

สำหรับรูปเราอาจจะพบได้ว่า เมื่อ  $\sigma = 0$ , ค่า E และ  $H_\phi$  จะเท่ากับ 0 ( $\sin \sigma = 0$ ) ขณะที่  $E_r$  มีค่าสูงสุด ( $\cos \sigma = 1$ ) ในทำนองเดียวกันคือ ถ้า  $E_r$  อยู่ใกล้กับแนวแกนของสายสัญญาณจะทำให้ค่า  $E_r$  ลดลงอย่างรวดเร็วตาม  $1/D^2$ ,  $1/D^3$  ซึ่งอาจจะตัดออกไปไม่สนใจก็ได้

ในแนวระนาบที่  $\sigma = \pi/2$ , E และ H จะมีค่ามากที่สุด โดยขณะที่เราพิจารณาถึงมุมอะซิมุทที่ทำให้เกิดระนาบสนามที่มีความแรงสูงสุด ในความเป็นจริงที่  $\sigma = 90^\circ \pm 25^\circ$  จะมีความคลาดเคลื่อนน้อยกว่า 10% สำหรับรูปเราจะเห็นถึงสององค์ประกอบที่เพิ่มขึ้นในช่วงขอบเขตของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต การเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระยะสนามใกล้: สำหรับ  $\lambda/2 \pi D > 1$  (ดังนั้น  $D < \lambda/2 \pi$ )

สำหรับรูปในเทอมที่มีความสำคัญมากกว่าภายใต้สแควร์รูทของส่วนที่มีเลขยกกำลังสามารถตัดเทอมอื่นๆ ที่เป็นเลขยกกำลังสองหรือสามได้

$$H_{A/m} = \frac{Il}{4\pi D^2} \quad (3.12)$$

$$E_{V/m} = \frac{Z_0 Il \lambda}{8\pi^2 D^3} \quad (3.13)$$

เมื่อเราทำการกำหนดจุดที่เป็นสนามแม่เหล็ก H จะแพร่กระจายอย่างอิสระรอบๆ ไดโพลที่เป็นอิสระต่อความถี่ ดังที่ได้มีการกล่าวถึงทางไฟฟ้ากระแสตรงเมื่อมีกระแสไหลผ่านส่วนประกอบที่เหนี่ยวนำไฟฟ้าขึ้นเล็กๆ แล้วจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบตัวนำ

จากสมการจะเห็นได้ว่ามีระยะใกล้ขึ้นจาก  $1/D^2$  จะทำให้ค่าสนามแม่เหล็กตกลง ในขนาดที่ความสนามไฟฟ้าจะตกลงจากระยะทางที่สัมพันธ์ในสมการ  $1/D^3$  โดยที่ทั้งสองสนามจะมีความสัมพันธ์ที่ขึ้นอยู่กักระยะทางโดยจะพอสรุปได้ว่า เมื่อความถี่ F เพิ่มขึ้น จะทำให้สนามไฟฟ้า E ลดลง และเมื่อระยะทาง D หรือความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้อิมพีแดนซ์ของความถี่ลดลง

$$Z_w = \frac{E}{H} = Z_0 \frac{\lambda}{2\pi D} \quad (3.14)$$

ดังในวงจรรูป  $Z_w$  ที่ใกล้กับแหล่งกำเนิดจะมีความสัมพันธ์กับค่าอิมพีแดนซ์ที่เกิดขึ้นกับแหล่งกำเนิด เมื่อความถี่ F เข้าใกล้หรือเป็นกระแสตรง DC จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์

ระยะสนามไกล: สำหรับ  $\lambda/2 \pi D < 1$  ( $D > \lambda/2\pi$  หรือ  $> 48 / \text{FMHz}$ )

จากเทอมที่มีการยกกำลังภายใต้สแควร์รูทสามารถตัดออกไปได้ดังนี้

$$H_{A/m} = \frac{Il}{2\lambda D} \quad (3.15)$$

$$E_{V/m} = \frac{Z_0 Il}{2\lambda D} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่สนามไฟฟ้า  $E$  และสนามแม่เหล็ก  $H$  จะลดลงตามอัตราส่วนต่อระยะทาง  $1/D$  เมื่ออยู่ในระยะสนามไกลค่าอิมพีแดนซ์จะได้เท่ากับ

$$E/H = 120\pi \text{ หรือ } 377 \Omega$$

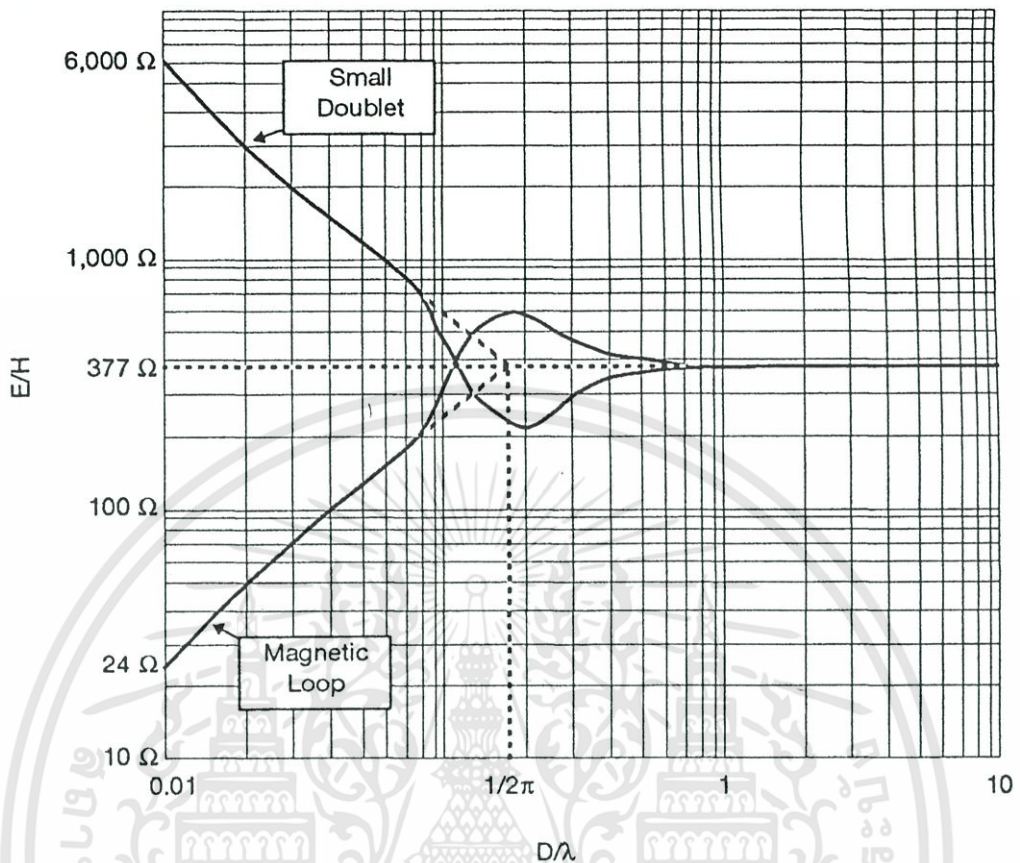
สำหรับสายเส้นเดียว ค่าสนามไฟฟ้า  $E$  และสนามแม่เหล็ก  $H$  จะเพิ่มขึ้นตามความถี่  $F$  (ในวงจรรูปแปรผันตามความถี่ยกกำลังสอง  $F^2$ )

### 3.4 การนำสมการไปใช้กับวงจรที่ใช้งานจริง

จากสมการรูปหรือไดโพลในอุดมคติที่ได้แสดงมาแล้วนั้น สามารถนำไปใช้งานกับวงจรจริง โดยจะมีข้อจำกัดที่ขึ้นอยู่กับส่วนประกอบของสมการ

- ระยะ  $D$  ควรจะมีขนาดที่ใหญ่กว่าเมื่อเปรียบเทียบกับมิติของวงจรที่ใช้งาน
- ความยาวของวงจรควรมีขนาดน้อยกว่า  $\lambda/2$  หรือน้อยกว่า  $\lambda/10$  ที่จะทำให้อสมมติฐานของรูปแบบกระแสในวงจรเป็นที่ยอมรับได้
- ในทางปฏิบัติการทำสายนำสัญญาณเดี่ยวในอุดมคติโดยมีลักษณะการวางอยู่ในอากาศ และมีแรงที่เกิดจากกระแสมากระตุ้น โดยปราศจากการเชื่อมต่อใดๆ นั้นเกิดขึ้นได้น้อยมากในการทำงานหรือใช้งานของวงจรปกติใดๆ
- สมมติฐานที่เกิดจากสายนำสัญญาณเดี่ยวนั้นจะเกี่ยวข้องกับอิมพีแดนซ์ของวงจร จะมีค่าเป็นอนันต์เมื่ออยู่ใกล้แหล่งกำเนิดสนาม หรือมีคาร์เรียเอคเตชในสายสัญญาณโตมากๆ ในสภาวะนี้จะไม่เกิดบ่อขเว้นแต่ในกรณีของสายอากาศไดโพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



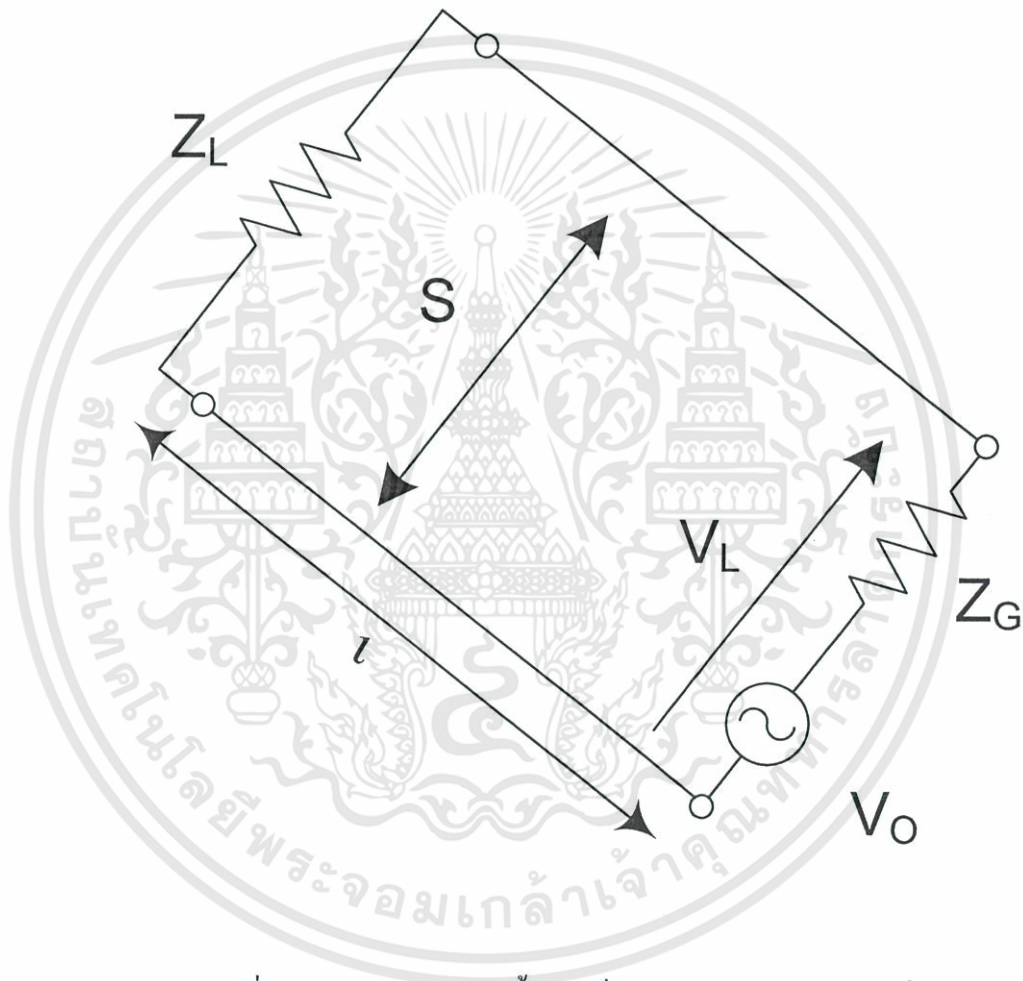
รูปที่ 3.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะความยาวคลื่นกับอิมพีแดนซ์ของคลื่น

ในทางกลับกัน ถ้าสมมติให้เป็นโมเดลของลูป เราสามารถที่จะพิจารณาการทำงานของโมเดลในทางปฏิบัติได้แน่นอนกว่า ในการใช้งานหรือสภาวะแวดล้อมทางคลื่นเราไม่สามารถหาหลักฐานหรือทิศทางที่แน่นอนว่ามาจากที่ไหนและคลื่นจะเดินทางไปทางไหน หรือแพร่กระจายมาจากการเดินสายสัญญาณเส้นใด จะเป็นการยากที่เราจะบังคับมัน ในวงจรรูปปกติจะมีการเชื่อมต่อวงจรและจะเกิดอิมพีแดนซ์ของคลื่นพร้อมทั้งสนามไฟฟ้า  $E$  เป็นรูปแบบเดียวที่เป็นตัวบ่งบอกโดยจะสามารถหาค่าได้ตามสมการของแมกซ์เวลล์ ถ้าสภาวะนอกเหนือจากนี้ที่เป็นสนามแม่เหล็ก  $H$  ตามสมการที่ (3.4) และ (3.7) จะถูกต้องแต่ค่าสนามไฟฟ้า  $E$  ที่เกี่ยวข้องจะเป็นจริงและดีกว่าการคำนวณหาค่าความแรง (ในกรณีที่พบได้น้อยและยกเว้นคือ คอยล์ที่มีรอบวงนั้นเพียงน้อยนิดและไม่มีค่าอิมพีแดนซ์อื่น ๆ เกี่ยวข้อง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ในความเป็นจริงเราจะไม่พิจารณาอย่างใดอย่างหนึ่งจากสายสัญญาณเดี่ยวหรือลูปโมเดล  
 ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา จะต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 แต่ในการประกอบวงจร เราจะพิจารณาทั้งสองส่วน คือ จะคาดคะเนระยะสนามใกล้จากเงื่อนไข  
 ดังนี้

- ระยะเวลาไฟฟ้า E จะสูงขึ้นและเป็นจริงโดยขึ้นอยู่กับโมเดลของสายสัญญาณเดี่ยว
- ระยะเวลาไฟฟ้า E จะต่ำลงและเป็นจริงโดยขึ้นอยู่กับโมเดลของรูป

ระบบการวัดและประมาณการตามทฤษฎีสามารถนำข้อพิสูจน์ได้ค่าที่โตกว่า ดังนั้นเราจึงต้องหาวิธีการสร้างจากการปฏิบัติจริงโดยการนำสมการและในโมเดลไปประยุกต์ใช้ให้เป็นประโยชน์ จากรูปแบบการจควางวงจรและสายสัญญาณที่ใช้งานทั้งหมด



รูปที่ 3.5 โมเดลของวงจรเบื้องต้นที่มีการเดินสายนำสัญญาณเดี่ยว

ในรูปที่ 3.5 เป็นการนำโมเดลของสายนำสัญญาณเดี่ยวมาประยุกต์ใช้ ซึ่งสามารถนำสมการมาประยุกต์ใช้ได้ทั้งโมเดลไดโพลและวงจรรูป เราจะมีความเข้าใจมากยิ่งขึ้นจากการใช้สมการมาพิจารณาเปรียบเทียบกับกรณีปฏิบัติจากวงจร เมื่อเราพิจารณาถึงขนาดพื้นที่  $\propto x S$  จะเกี่ยวข้องกับสมการของรูปและพิจารณาถึงผลกระทบของสายนำสัญญาณสองเส้นตามสมการไดโพลกับการแพร่กระจายที่มีการชิปเฟส ตามค่า  $\sin(2\pi S/\lambda)$

เมื่อพิจารณาถึงอิมพีแดนซ์ของสมการ เราจะใช้อธิบายถึงเงื่อนไขเบื้องต้นที่แสดงให้เห็นว่าเป็นระยะสนามใกล้หรือระยะสนามไกล (อิมพีแดนซ์ทางความถี่)  $Z_w = E/H$  จะเกิดขึ้นระหว่างค่าอิมพีแดนซ์ในอุดมคติของไดโพล  $Z_w$  (สูง) และอิมพีแดนซ์อุดมคติของลูป  $Z_w$  (ต่ำ) โดยจะเกี่ยวข้องกับค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร  $Z_c$  ที่เกิดขึ้นตลอดเวลา ที่ระยะสนามใกล้ เราจะให้ผลรวมของอิมพีแดนซ์ในวงจรเท่ากับ

$$Z_c = Z_g + Z_l$$

ค่า  $Z_c \geq 7.9 \times D_m \times F_{\text{MHz}}$ , เราจะประยุกต์ใช้ได้กับโมเดลของสายสัญญาณ

$$E_{(V/m)} = \frac{VA}{4\pi D^3} \quad (3.17)$$

เมื่อ  $V =$  แหล่งกำเนิดแรงดัน มีหน่วยเป็น  $V$   
 $A =$  พื้นที่ของวงจร /  $\times S$  มีหน่วยเป็น  $m^2$   
 $D =$  ระยะที่ทำการสังเกต มีหน่วยเป็น  $m$

เมื่อพิจารณาเป็นหน่วยที่ใช้งานบ่อยครั้งเป็น  $\mu V/m$  จะได้

$$E_{(\mu V/m)} = \frac{7.96 VA}{D^3} \quad (3.18)$$

โดยที่มีหน่วยของ  $V, A$  และ  $D$  เหมือนกับสมการที่ 3.17

ถ้า  $Z_c < 7.9 \times D_m \times F_{\text{MHz}}$ , เราจะใช้สมการของลูปในอุดมคติพิจารณา ในวงจรที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำพอสำหรับการใช้งานโมเดลลูป

$$E_{(V/m)} = \frac{0.63 I A F_{\text{MHz}}}{D^2} \quad (3.19)$$

สำหรับกระแส (I) หน่วยเป็นแอมแปร์, พื้นที่ (A) มีหน่วยเป็น  $m^2$  และ D มีหน่วยเป็น m เมื่อแปลงให้อยู่ในรูปของหน่วยที่ใช้งานปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงแก้ไขเอกสาร (3.20) ใดๆทั้งสิ้น

สำหรับกระแส (I) หน่วยเป็นแอมแปร์, พื้นที่ (A) มีหน่วยเป็น  $cm^2$  และ D มีหน่วยเป็น m

ในกรณีที่ค่าอิมพีแดนซ์ในการแพร่กระจายของวงจรมีค่าต่ำ จะทำให้ต้องพิจารณาถึงค่าสนามแม่เหล็ก H จึงเราสามารถนำสมการที่ 3.4 มาประยุกต์ใช้งานได้

$$H_{(A/m)} = \frac{IA}{4\pi D^3} \quad (3.21)$$

สำหรับ A มีหน่วยเป็น  $m^2$  และ D มีหน่วยเป็น m จะเป็นที่ยกให้เห็นได้ว่าระยะสนามใกล้ที่ถูกต้องอย่างชัดเจน โดยเป็นไปในทางเดียวกันกับค่าอิมพีแดนซ์ที่สูงขึ้นในรูปจากค่าของสนามไฟฟ้า E ในสมการที่ 3.17

เมื่อเวลาทำการหาค่าพื้นที่ A บ่อยครั้งที่อาจถึงการเคลื่อนที่ของส่วนที่เป็นแม่เหล็กเมื่อแปลงให้อยู่ในรูปของหน่วยที่ใช้งานปกติ

$$H_{(\mu A/m)} = \frac{7.96 \times I \times A}{D^3} \quad (3.22)$$

สำหรับกระแส (I) มีหน่วยเป็น แอมแปร์, A มีหน่วยเป็น  $m^2$  และ D มีหน่วยเป็น m

สิ่งที่น่าสนใจและคำนึงถึงในระยะสนามไกล (ดังนั้น ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร) จะมีผลต่อค่าสนามไฟฟ้า E และสนามแม่เหล็ก H ตามสมการที่ (3.7) และ (3.8) จะบ่งบอกในเทอมของความถี่และความยาวคลื่น อย่างชัดเจน

$$E_{(V/m)} = \frac{0.013 V A F_{MHz}^2}{D \times Z_c} \quad (3.23)$$

เมื่อ V มีหน่วยเป็น โวลต์, I มีหน่วยเป็น แอมแปร์, A มีหน่วยเป็น  $m^2$  และ D มีหน่วยเป็น m

$$H_{(A/m)} = \frac{E}{120\pi} = \frac{35.10^{-6} \times I \times A \times F_{MHz}^2}{D} \quad (3.24)$$

จากสมการที่กล่าวมาจะได้สมการที่สะดวกต่อการนำไปใช้อ้างอิงในการทดสอบ EMI ดังนี้

$$E_{(\mu V/m)} = \frac{1.3}{D} \times \frac{V}{Z_c} \times A \times F_{MHz}^2 \quad (3.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V มีหน่วยเป็น โวลต์, I มีหน่วยเป็น แอมแปร์, A มีหน่วยเป็น  $cm^2$  และ D มีหน่วยเป็น m

ในการศึกษาค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเราควรพิจารณาองค์ประกอบต่างๆ ดังต่อไปนี้

- เราจะทราบถึงค่าสนามไฟฟ้า E อย่างชัดเจนจากการคำนวณโดยใช้ค่าแรงดันไฟฟ้าในวงจรบ่อยครั้งที่ผู้ออกแบบวงจรจะทราบถึงแรงดันไฟฟ้าที่ใช้มากกว่ากระแสที่เกิดขึ้นในวงจร

- จะยกเว้นในกรณีที่เกิดค่าอิมพีแดนซ์ต่ำในรูป(น้อยกว่า  $7.9 \Omega$  ที่  $1 \text{ MHz}$  และน้อยกว่า  $7.9 \text{ m}\Omega$  ที่  $1 \text{ KHz}$ ) ดังเช่น วงจรที่มีแรงดันไฟฟ้าต่ำแต่มีขนาดของลูปคลื่นขนาดหรือพัลส์ในวงจรระแสโต ที่จะสามารถประยุกต์ใช้งานตามสมการที่ 3.17 และ 3.25 ในรูปแบบของโมเดลสายนำสัญญาณคู่

- ที่ระยะสนามใกล้รวมทุกวงจรจะยกเว้นแต่วงจรที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำในรูปจะมีค่าสนามไฟฟ้า E ที่ขึ้นอยู่กับค่าของ ความถี่และแรงดันไฟฟ้าที่สม่ำเสมอของวงจร ในภาวะสูงสุดค่า  $Z_c$  โทมากที่สุดจะได้ I มีค่าน้อยที่สุด แต่  $Z_c$  จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นสัดส่วนกัน ถ้าเราต้องการให้ค่าสนามไฟฟ้าอยู่คงที่อย่างสม่ำเสมอเพื่อลดความถี่ F จนเข้าใกล้ระบบไฟฟ้ากระแสตรง DC

- ที่ระยะสนามไกลสามารถคำนวณการแพร่กระจายจากวงจรสายนำสัญญาณคู่ได้ ในสูตรของไดโพลเดี่ยวจะสามารถตัดองค์ประกอบของ  $\sin 2\pi s/\lambda$  โดยขึ้นอยู่กับสายสัญญาณอื่นๆ ที่มีทางเดินกระแสตรงข้ามกัน ถ้าเราใช้สมการของการแพร่กระจายแบบวงลูปก็สามารถให้ค่าที่ใกล้เคียงกันได้ อย่างไรก็ตามก็ยังคงคำนึงถึงรูปร่างของวงจรที่แท้จริงจะต้อง  $\ll \lambda$  และไม่มีผลกระทบทิศทางการแพร่กระจายของสนาม

- สำหรับ  $l \geq \lambda/4$  , นั้นในวงจรเบื้องต้นที่มีการทำงานคล้ายกับการส่งสัญญาณหรือโพลเดคไดโพล รูปแบบ ของกระแสจะต้องไม่ยาวกว่ายูนิฟอร์มของคลื่นความถี่ จากสมการความยาวของ  $l$  จะต้องอยู่ที่  $\lambda/4$  , ตัวอย่างค่า  $l/m$  ถูกแทนโดย  $75/F_{\text{MHz}}$  ในทางอื่นส่วนที่ทำงานคล้ายกับสายอากาศโดยบังเอิญจะเป็นสัดส่วนที่ลดลงถึงความถี่ F ที่เพิ่มขึ้น ถ้าวางไม่ได้ถูกเทอร์มินेटด้วยค่าอิมพีแดนซ์ที่เหมาะสม ก็จะทำให้เกิดคลื่นสะท้อนกลับและเป็นผลกระทบกับค่าอิมพีแดนซ์ในวงจรตามกฎของทราเนสมิทชันไลน์ ทำให้เกิดปรากฏการณ์ที่แพทเทิร์นการแพร่กระจายในทิศทางที่เป็นโลป

- เมื่อ S มีค่าไม่  $\ll l$  , ตัวอย่างเช่น เมื่อลูปวงจรไม่เป็นรูปแบบผืนผ้าแต่ใกล้เคียงกับจัตูรัสและขอบเขตสูงสุดเท่ากับ  $(l + S) = \lambda/4$  ดังเช่น  $F_{\text{max}} = 7,500 / (l + S)$  , สำหรับ F มีหน่วยเป็น เมกกะเฮิร์ตและ  $l$  กับ S มีหน่วยเป็นเซนติเมตร โดยมีตัวนำอยู่ภายในจนวนตัวหุ้ม อัตราความเร็วในการส่งสัญญาณจะลดลงโดยแฟคเตอร์ของ

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (\epsilon_r / 2)}} \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ออก  $\frac{1}{\sqrt{1 + (\epsilon_r / 2)}}$  ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สำหรับ PVC หรือ ไมเลอ์เคเบิ้ล ที่ให้  $F_{\max} \approx 5,300 / \text{cm}$  สำหรับลายวงจร  $F_{\max} \approx 4,400 / \text{cm}$  ดังนั้นค่าเฉลี่ย  $F_{\max} \approx 5,000 / \text{cm}$  ควรที่จะจดจำเอาไว้ว่าในลักษณะความยาวทางกายภาพของวงจรอาจถูกแทนที่โดย  $5,000 / F_{\text{MHz}}$
- ในระยะสนามไกล ควรจะมีค่า  $Z_c > 377 \Omega$  ดังที่มีค่า  $Z_c$  ใส่ไว้ในสมการที่ (3.20) เป็นเหตุผลที่เป็นจริงสำหรับ วงจรที่มีปลายเปิด ก็ยังคงมีการแพร่กระจายสัญญาณต่อไป โดยขึ้นอยู่กับกระแสในวงจร
- ในระยะสนามไกล E จะเพิ่มขึ้นตาม  $F^2$  สำหรับลูปหรือสายแพร่ เป็นผลกระทบที่สำคัญที่เราจะนำไปใช้งานตามสมการที่ (3.17) และ (3.25) เราสามารถพล็อตกราฟได้ดังรูปที่ 3.6 (ก), 3.6 (ข) และ 3.7 ที่ถูกกำหนดค่าทางไฟฟ้าจาก  $1V \times 1 \text{ cm}^2$  โดยแสดงค่า E และ H ที่ระยะการทดสอบ 1 m. และ 3 m.

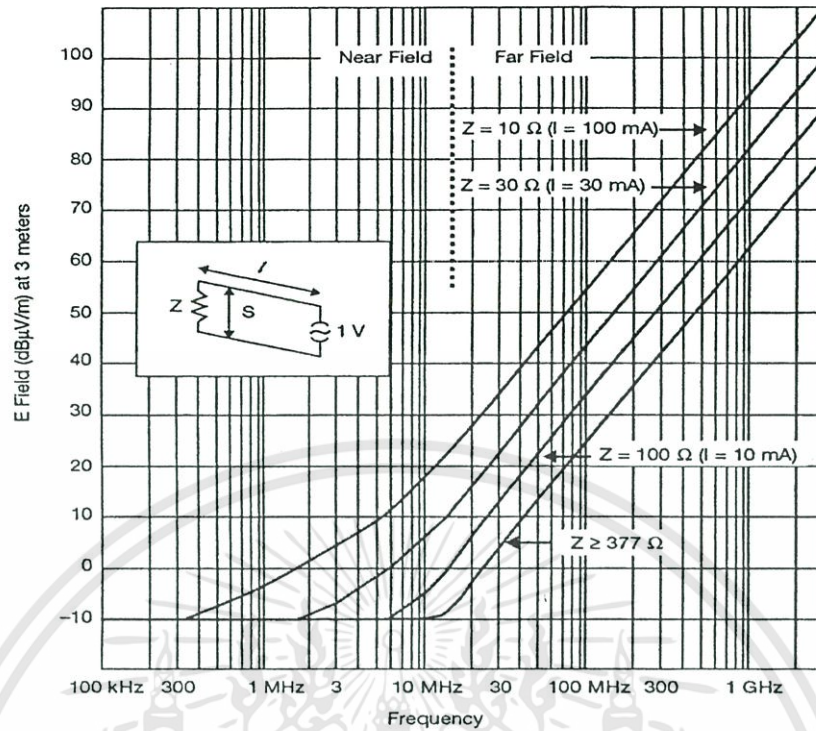
### 3.5 การแพร่กระจายสัญญาณรบกวนในวงจรแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

ระบบการแพร่กระจายสัญญาณที่พบโดยทั่วไปในรูปแบบของดิฟเฟอเรนเชียลโหมดนั้นจะมีเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ในขณะที่มิติใหญ่ที่สุดของวงจร  $l$  มีขนาดเล็กกว่าระยะที่จุดสังเกตค่าสนาม D และความสูงเหนือระนาบกราวด์ในการทดสอบ ดังในวงจรรูปที่ 3.8 เราจะพบรูปแบบการแพร่กระจายของดิฟเฟอเรนเชียลโหมดได้จาก

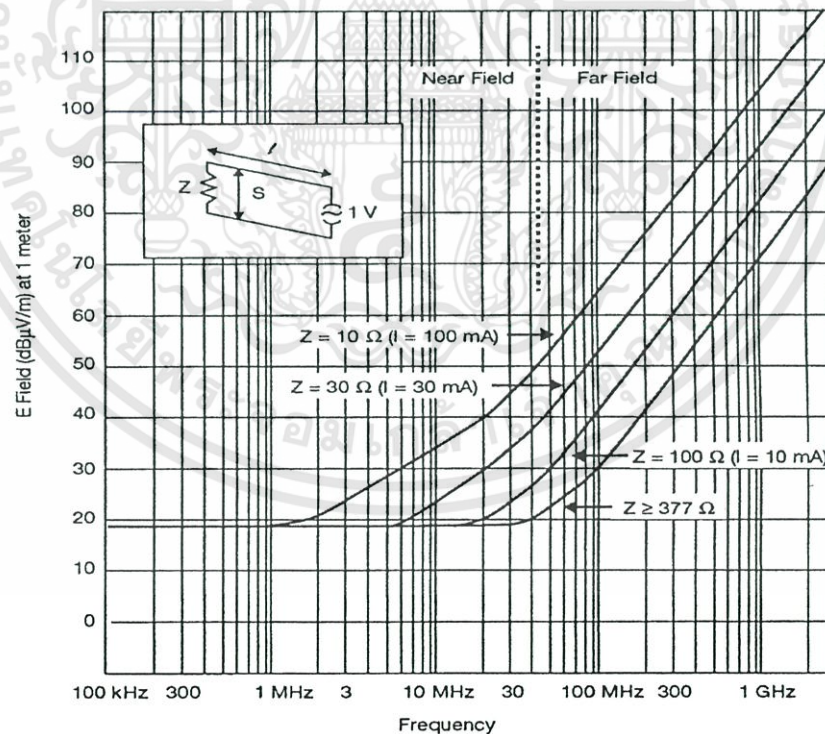
- เส้นสายพรีนัท์ในวงจร
- การเดินสายภายในวงจรที่ต่อกับตัวอุปกรณ์หรือฮาร์ดแวร์
- สายสัญญาณที่เป็นลักษณะคู่ขนานหลายเส้น
- สายสัญญาณคู่ที่ไม่ต่อเนื่องกัน (สำหรับ  $l \ll D$ )

แหล่งกำเนิดที่เป็นต้นตอของสัญญาณรบกวนจากวงจรจำพวกสัญญาณดิจิทัลหรืออนาล็อก การสวิตซ์ของทรานซิสเตอร์, รีเลย์, การเกิดกระแสกระชากชั่วขณะในมอเตอร์ เป็นต้น ทั้งหมดนี้เป็นไปได้ที่จะทำให้เกิดความแตกต่างของกระแสในสายสัญญาณที่เป็นคู่เป็นผลทำให้เกิดสัญญาณพาหะการแพร่กระจาย EMI และการคับปลิง นำพาไปยังการแพร่กระจายกำลังงานหรือคล้ายกับการเกิดครอสทอล์ค ไปยังอุปกรณ์ที่มีความอ่อนไหวกับสัญญาณ EMI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) ความแรงค่าสนามไฟฟ้า E จากแรงดันไฟฟ้า 1V, พื้นที่ลูป  $1 \text{ cm}^2$  ที่ระยะ 3 เมตร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษามานาน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 (ข) ความแรงค่าสนามไฟฟ้า E จากแรงดันไฟฟ้า 1V, พื้นที่ลูป  $1 \text{ cm}^2$  ที่ระยะ 1 เมตร  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

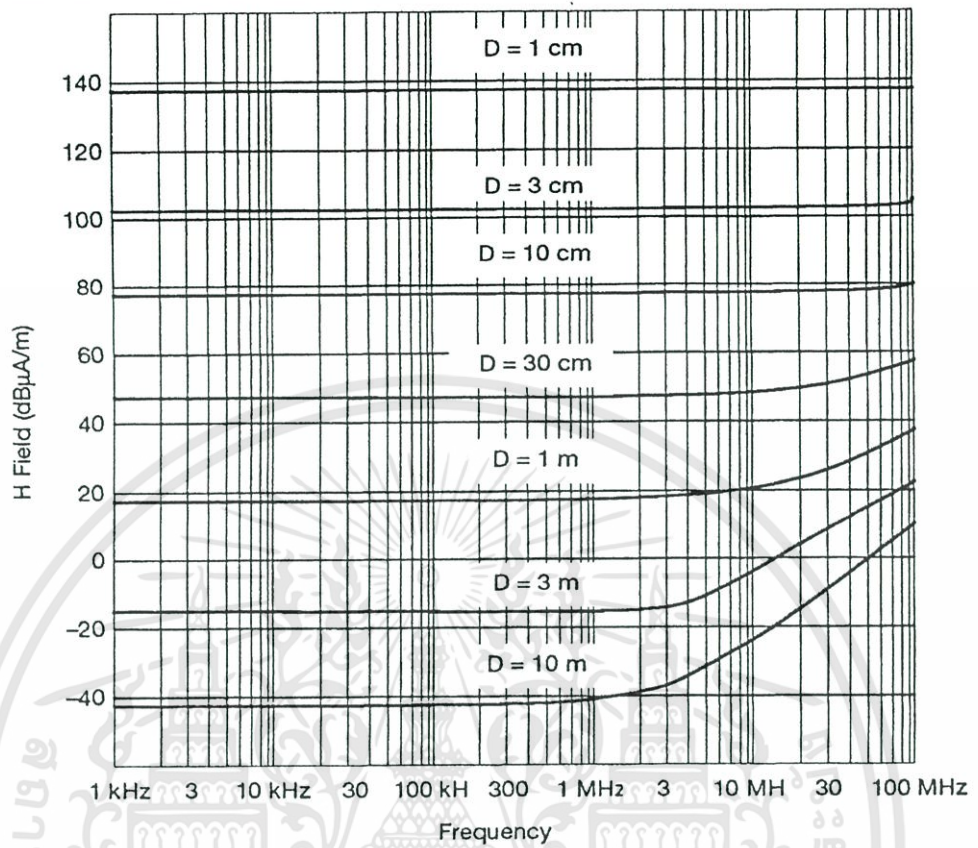
รูปที่ 3.6 ความแรงค่าสนามไฟฟ้า E จากแรงดันไฟฟ้า 1V, พื้นที่ลูป  $1 \text{ cm}^2$  ที่ระยะ 3 และ 1 เมตร

จากรูปที่ 3.6 เราสามารถคำนวณขนาดแรงดันไฟฟ้าในพื้นที่อื่นๆ ( $\ell \times S$ ) ได้โดยคิดค่าแก้ไขได้เท่ากับ  $20 \log V + 20 \log (\ell \times S)$

เราสามารถหารูปแบบการรบกวนแบบคิฟเฟอเรนเชียลโหมคได้โดย

- กำหนดหาแรงดันที่แตกต่าง  $V_{diff}$  หรือ กระแสที่แตกต่าง  $I_{diff}$  ที่ความถี่ที่น่าสนใจโดยอาจจะมากกว่าความถี่เดียว รวมไปถึงพิจารณาเกี่ยวกับอิมพีแดนซ์ของวงจร
- ตรวจสอบระยะที่จุดสังเกต  $D_m \geq 48 / F_{MHz}$  (สถานะที่เป็นระยะสนามไกล)
- ถ้าระยะสนามไกล ใช้เส้นกราฟในรูปที่ 3.6 หรือ ดังสมการที่ 3.20
- ถ้าระยะสนามไกล กำหนดได้จากวงจรที่มีค่าของอิมพีแดนซ์ต่ำในโมเดลรูป (สำหรับ  $Z_c < 7.9 \times F \times D$ ) หรือ กำหนดจากโมเดลของสายสัญญาณ ( $Z \geq 7.9 \times F \times D$ )
- ตรวจสอบระยะของ  $\ell_{cm} > \lambda/4$ , หรือ  $5000/F$  ถ้า  $\ell$  มีค่ามากกว่าจะสามารถแทน  $\ell$  ด้วยค่า  $5000/F$  ได้ทันทีถ้าเราหาพื้นที่ได้อย่างถูกต้อง
- จากขั้นตอนที่ผ่านมาเราสามารถนำไปใช้กับสายสัญญาณหรือเส้นสายวงจรแยกจากกันได้ตามระยะห่าง  $S$
- กำหนดหาขนาดพื้นที่  $A_{cm}^2 = \ell \times S$ , โดยต้องประมาณพื้นที่อย่างถูกต้องและทำให้เป็นหน่วย dB  $20 \log A$  ขนาดพื้นที่จะปรับเปลี่ยนได้
- หาค่าสนามไฟฟ้า  $E$  จาก 
$$E_{dB\mu V/m} = E_o(\text{จากกราฟ}) + 20 \log A + 20 \log V$$
 (หรือ  $\log I$  ถ้ามีค่า  $Z$  ในรูปโมเดลที่ใช้ค่า)
- ถ้าสนามแม่เหล็ก  $H$  ที่คำนวณสามารถหาได้จากการใช้เส้นกราฟในรูป 3.7 และบวกกับค่าแก้ไข  $20 \log A (I_{amp} \times A_{cm}^2)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 ค่าสนามแม่เหล็ก H จากกระแส 1A, พื้นที่ลูป 1 cm<sup>2</sup>

จากรูปที่ 3.7 เราสามารถคำนวณขนาดค่าสนามแม่เหล็กในพื้นที่อื่นๆ (/ x S) ได้โดยคิดค่าแก้ไขได้เท่ากับ  $20 \log A (I_{amp} \times A_{cm}^2)$

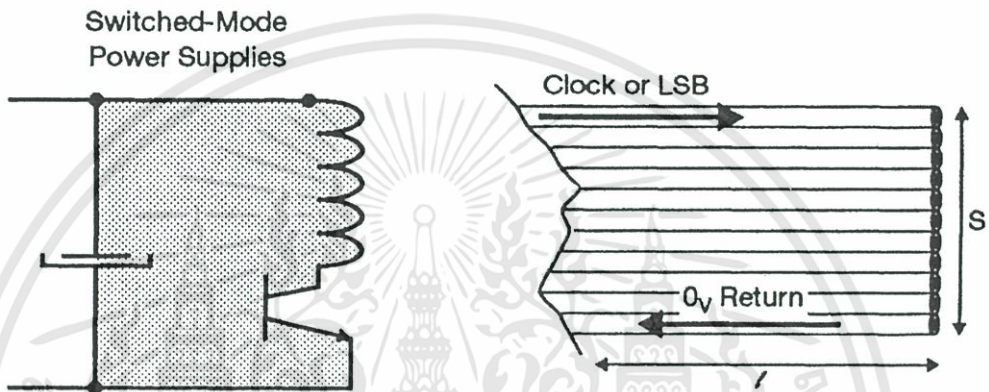
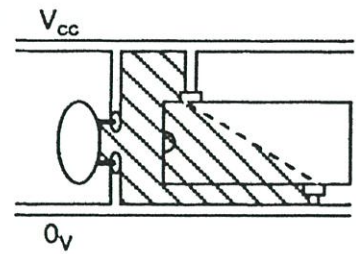
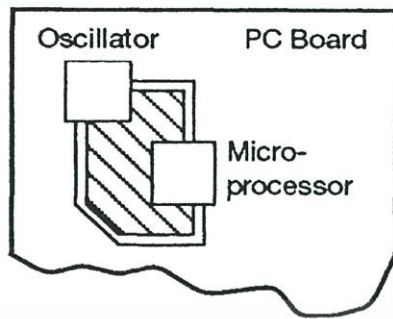
ตัวอย่างที่ 1 การคำนวณหาค่าความแรงของสัญญาณวีดีโอที่เดินทางภายในพีซีบอร์ดที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่หน้าจอ จะมีสัญญาณพาหนะเท่ากับ 100 MHz กับค่าความแรงที่ 10 Vrms โดยที่ PCB มีลักษณะดังต่อไปนี้

- เป็นแผ่นวงจรพิมพ์หน้าเดียว ( ไม่มีแรงดันระหว่างระนาบ)
- ความยาวเฉลี่ยของเส้นในลายวงจรที่สัญญาณวีดีโอเดินทาง,  $l = 6 \text{ cm}$
- ระยะห่างระหว่างลายวงจรทางเดินสัญญาณกับเส้นกราวด์,  $S = 2.5 \text{ cm}$

คำนวณหาค่าสนามไฟฟ้า E ที่ระยะ 1 เมตร เปรียบเทียบกับเส้นขีดจำกัด RE02 ของมาตรฐาน MTL-STD-46, เมื่อ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. วงจรมีโหลดเท่ากับ  $75 \Omega$
2. เมื่อเราประมาณว่าสถานะที่เริ่มต้น ไม่มีการใช้กล่องชิลล์



รูปที่ 3.8 รูปแบบของวงจรที่ทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

$V_{diff} = 20 \text{ dBv}$  (ปกติ) หรือ  $26 \text{ dBv}$  (เมื่อปลายเปิด, แรงดันจะเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า)

ที่  $100 \text{ MHz}$ , ระยะที่เกิดการเปลี่ยนแปลงจากระยะสนามไกลเป็นระยะสนามไกลเท่ากับ

$$D_{N-F} = 48 / 100 = 0.48 \text{ m}$$

ที่ 1 เมตร, เราจะอยู่ในสภาวะระยะสนามไกล จึงสามารถใช้รูปที่ 3.6 หรือ สมการที่ 3.25 ได้

พื้นที่ผิวหน้าเมื่ออยู่ในรูป dB :  $20 \log(6 \times 2.5) = 24 \text{ dB}$  จะเห็นได้ว่าที่ความยาว 6 เมตรนั้นจะ

น้อยกว่า  $\lambda / 4$  ของความถี่  $100 \text{ MHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับโหลด  $75 \Omega$  , เราจะทำการประมาณค่าหาจากเส้นกราฟระหว่าง  $30$  และ  $100 \Omega$  ที่ วงจรเปิดมีค่า ( $Z = \infty$ ) เราจะใช้เส้นกราฟที่มีค่า  $Z \geq 377 \Omega$  จำนวนได้ดังต่อไปนี้

F =	100 MHz	100 MHz
	(สำหรับ $Z = 75 \Omega$ )	(สำหรับวงจรเปิด)
$E_0$ (1V, 1 cm <sup>2</sup> )	44 dB $\mu$ v/m	30 dB $\mu$ v/m
ค่าแอมป์ลิจูดแก้ไข	20 dBV	26 dBV
ค่าพื้นที่แก้ไข (cm <sup>2</sup> )	24 dB	24 dB $\mu$ v/m
E (ขีดจำกัดตามมาตรฐาน)	26 dB $\mu$ v/m	29 dB $\mu$ v/m
$\Delta$ dB	59	51

จะเห็นได้ว่า ผลการคำนวณจะมากกว่าขีดจำกัดตามมาตรฐานถึง 50-60 dB เราจึงต้องมีความใส่ใจในการสร้างวงจรเกี่ยวกับเส้นสายวงจรและกราวด์ ถ้ามีอยู่ในแผ่นเดียวกันและหน้าเดียวกันจะเกิดรูปการแพร่กระจายที่กว้างกว่า การใช้วงจรที่มีหลายชั้นหรือวงจรที่แยกชั้นระหว่างสายกราวด์กับส่วนของอุปกรณ์ โดยจะสามารถลดความกว้างของรูปการแพร่กระจายลงได้ประมาณ 32 dB หรืออีกวิธีคือ การใช้วัสดุที่ทำกล่องที่เป็นโลหะที่ห่อหุ้มและลดการแพร่กระจายที่ความถี่ 100 MHz ลงได้ประมาณ 30 dB

ตัวอย่างที่ 2 วงจรสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีความถี่พื้นฐานในการทำงานเท่ากับ 50 KHz ในรูปที่ 2 (รูปแรกเริ่มจากส่วนหม้อแปลงด้านขาออก, วงจรเรกติไฟเออร์และตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์) วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มขดคลื่น จะมีกระแสกระชากโดยมีแอมป์ลิจูดสูงสุดเท่ากับ 60 A ที่ความถี่ 100 MHz โดยที่วงจรมีขนาดรูปเท่ากับ  $3 \times 10$  cm ค่าอิมพีแดนซ์รวมของรูปที่ความถี่ 100 KHz เท่ากับ  $0.2 \Omega$

ถ้าเราต้องการคำนวณหา E และ H ที่ 100 MHz สำหรับระยะ 1 m

1. 60 A แอมป์ลิจูด ในรูปแบบ dB ได้เท่ากับ 36 dBA
2. ที่ 100 kHz จะอยู่ในระยะสนามใกล้  $D_{NF} = 48 / 0.1 = 480$  m เพราะระยะสังเกต 1 m
3. ค่าอิมพีแดนซ์  $Z = 0.2 \Omega$  จะอยู่ในช่วงดังสมการ  $Z_c < 7.9 \times F \times 1$  m
4. ค่าแก้ไขของพื้นที่เท่ากับ  $20 \log 30 \text{ cm}^2 = 30$  dB

เราจะใช้โมเดลรูปในอุดมคติดังรูป 3.7 สำหรับสนามแม่เหล็ก H หรือสมการ (3.20) และ

เอกสารนี้ (3.22) ค่าสนามที่คำนวณทำได้ดังนี้ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

F =	0.1	MHz		
Ho (1A, 1 cm <sup>2</sup> )	17	dB $\mu$ A/m		
Eo (1A, 1 cm <sup>2</sup> )			15	dB $\mu$ v/m
ค่าแอมพลิจูดของกระแส (A)	36	dB	36	dB
ค่าแก้ไขของพื้นที่ (cm <sup>2</sup> )	30	dB	30	dB
H สนามแม่เหล็ก	83	dB $\mu$ A/m		
E สนามไฟฟ้า			81	dB $\mu$ v/m

### 3.6 การแพร่กระจายทางอากาศจากสายนำสัญญาณที่เชื่อมต่อภายนอกในรูปแบบของคอมมอนโหมด

สายนำสัญญาณที่เชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกโดยมากจะยาวกว่าขนาดกล่องของอุปกรณ์ มันจะเกิดผลกระทบอย่างมากและเป็นสาเหตุหลักที่ทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ ในส่วนของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบดิฟเฟอเรนเชียลโหมดกำหนดได้โดยค่ากระแสที่ไหลในวงจรและส่วนที่ไม่ต้องการให้มีกระแสแต่เกิดในกราวด์ลูปก็เป็นอีกลักษณะหนึ่งที่สามารถทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในรูปแบบของคอมมอนโหมด

กราวด์ลูปที่มีกระแสคอมมอนโหมดจะขึ้นอยู่กับ การไม่สมดุลตามธรรมชาติที่เกิดขึ้นกับการรับและการส่งของวงจร โดยปกติที่ส่วนมากการไหลของกระแสในวงจรจะอยู่ในรูปของดิฟเฟอเรนเชียลโหมดที่ไม่สมบูรณ์เต็มที่ จะมีอยู่ 1 ใน 4 ส่วนที่จะถูกแยกออกมาและไหลวนอยู่กับกราวด์อ้างอิงที่ระหว่างเซลล์ซิสหรือกับกราวด์พื้นดิน ปรากฏการณ์ที่จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในรูปแบบคอมมอนโหมดโดยส่วนใหญ่จะสังเกตได้จากอุปกรณ์จำพวกคอมพิวเตอร์และความถี่สูง

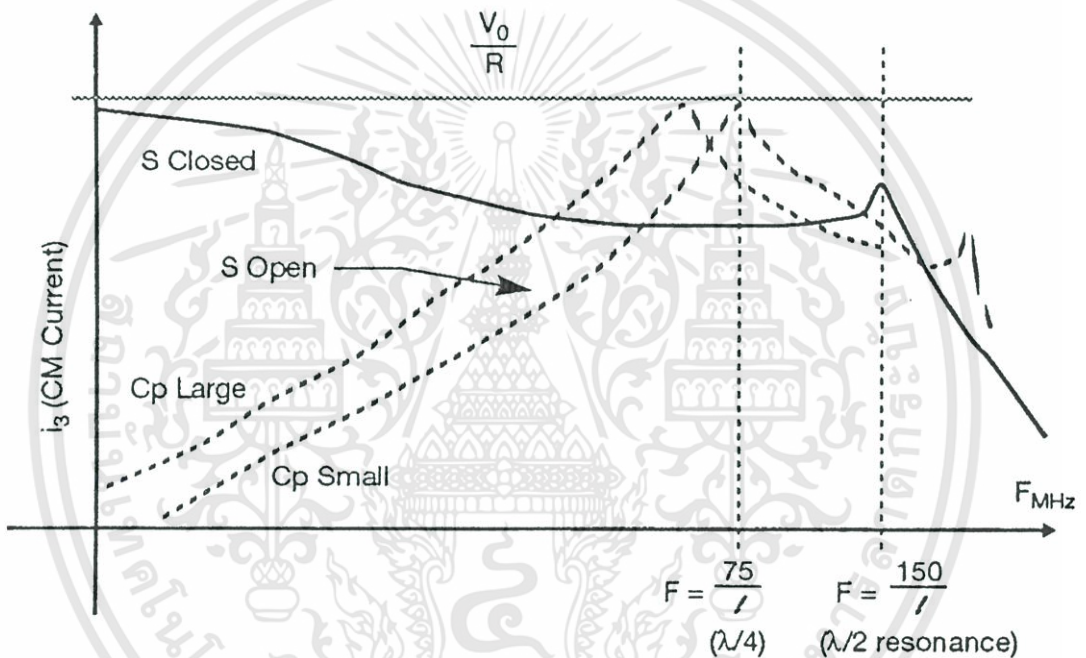
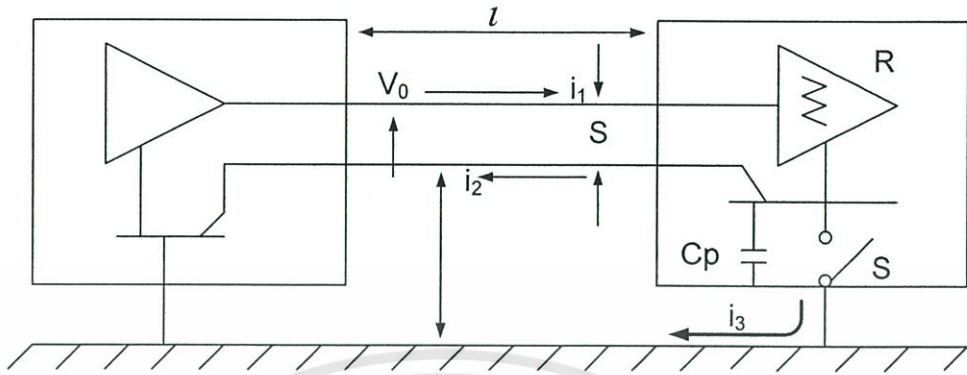
ในรูป 3.9 จะแสดงการเกิดสัญญาณรบกวนแบบคอมมอนโหมดที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ ประมาณได้ว่า ที่ความยาวสายสัญญาณ  $l$  ที่ไม่ได้ดีเทิลยว (สายสัญญาณแบบแพร์) มีระยะห่างระหว่างสาย  $s = 3 \text{ mm}$  และสายสูงกว่ากราวด์  $h = 1 \text{ m}$  เมื่อมีสัญญาณส่งมาจากอุปกรณ์ที่ 1 ไปยังอุปกรณ์ที่ 2 , ผู้ออกแบบเชื่อว่าจะมีกระแสไหลกลับมายังเส้นล่าง จะเห็นได้ว่าทำไมกระแส ( $I_3$ ) ไหลในส่วนที่เป็นกราวด์ลูป

กระแส  $I_2$  และ  $I_3$  จะมีขนาดตามอัตราส่วนที่เกี่ยวข้องกับค่าอิมพีแดนซ์ ถ้าสายสัญญาณอยู่ใกล้กันมากเท่ากับเป็นไปได้ ค่าอินดักแตนซ์จากสายแพร์จะมีความสำคัญน้อยกว่าค่าอิมพีแดนซ์ของเส้นทางย้อนกลับไปกราวด์ โดยมีขนาดน้อยลงไม่ได้หมายความว่า เป็นศูนย์ โดยมีอยู่

เอกสารนี้ประมาณ 10 % ของกระแสที่ไหลกลับทางกราวด์ลูปเท่านั้น ไม่นับเอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งรูปแบบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนดิฟเฟอเรนเชียลโหมดจะมีความสัมพันธ์ดังนี้  $0.9i \times l / x S$  ส่วนคอมมอนโหมดจะได้  $0.1i \times l / x h$  เราสามารถหาอัตราส่วนของโอกาสที่จะเกิดได้ดังนี้

$$\frac{CM}{DM} = \frac{0.1i \times l \times 1m}{0.9i \times l \times 3.10^{-3}m} = 37$$



รูปที่ 3.9 แนวคิดการเกิดสัญญาณกระแสคอมมอน โหมดโดยสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียลโหมด

ผลกระทบจากกระแสที่ไหลในคอมมอนโหมดรูปที่ทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนจะมีขนาดที่เป็นอัตราส่วนทาง dB เท่ากับ 31 dB เมื่อเทียบกับดิฟเฟอเรนเชียลโหมด (อย่างไรก็ดีจะสามารถลดขนาดลงได้โดยการตีเกลียวที่สาย)

จากรูปที่ 3.9 ถ้าเราเปิดสวิตช์ S (หรือการตัดส่วนที่เชื่อมต่อกาวด์ของ PBC) เราก็จะสามารถลดกระแส  $I_{cm}$  ที่ความถี่ต่ำ (อาจกล่าวได้ว่าที่ความถี่น้อยกว่า MHz จะมีผลต่อสายขนาด 10 m)

เอกสารนี้เป็นในช่วงการแพร่กระจายของเวลาที่ช่วงนี้ ปัญหาทาง EMI โดยทั่วไปจะไม่มี แต่จะมีปัญหาเกี่ยวกับ

ไม่ว่ากรณีใด การเรโซแนนซ์ เพราะจากที่เราทราบว่าการเกิดออสซิลเลตสัญญาณจะมาจากค่าของ อินดักแตนซ์, รีซิสแตนซ์ และคาปาซิแตนซ์ (LCR) ในวงจรกับค่า Q ที่สูง และ R ที่ต่ำ ในรูปที่ 3.9

เมื่อกระแส Icm จะขึ้นอยู่กับค่าของ Cp เพราะถ้า PCB มีค่าคาปาซิแตนซ์เสมือนในเซกซ์ซิส ผลที่เกิดขึ้นจะขึ้นอยู่กับกราวด์ ในแผ่น PCB ที่ล่งกล่อง (ดังเช่นมีกราวด์หลายจุด) แต่ก็ไม่ใช่ทั้งหมดที่จะกำหนดโดเมนของความถี่สำหรับปัญหาการแพร่กระจาย โดยที่เราสามารถบอกถึงบางความถี่ที่มีผลกระทบอย่างแท้จริง

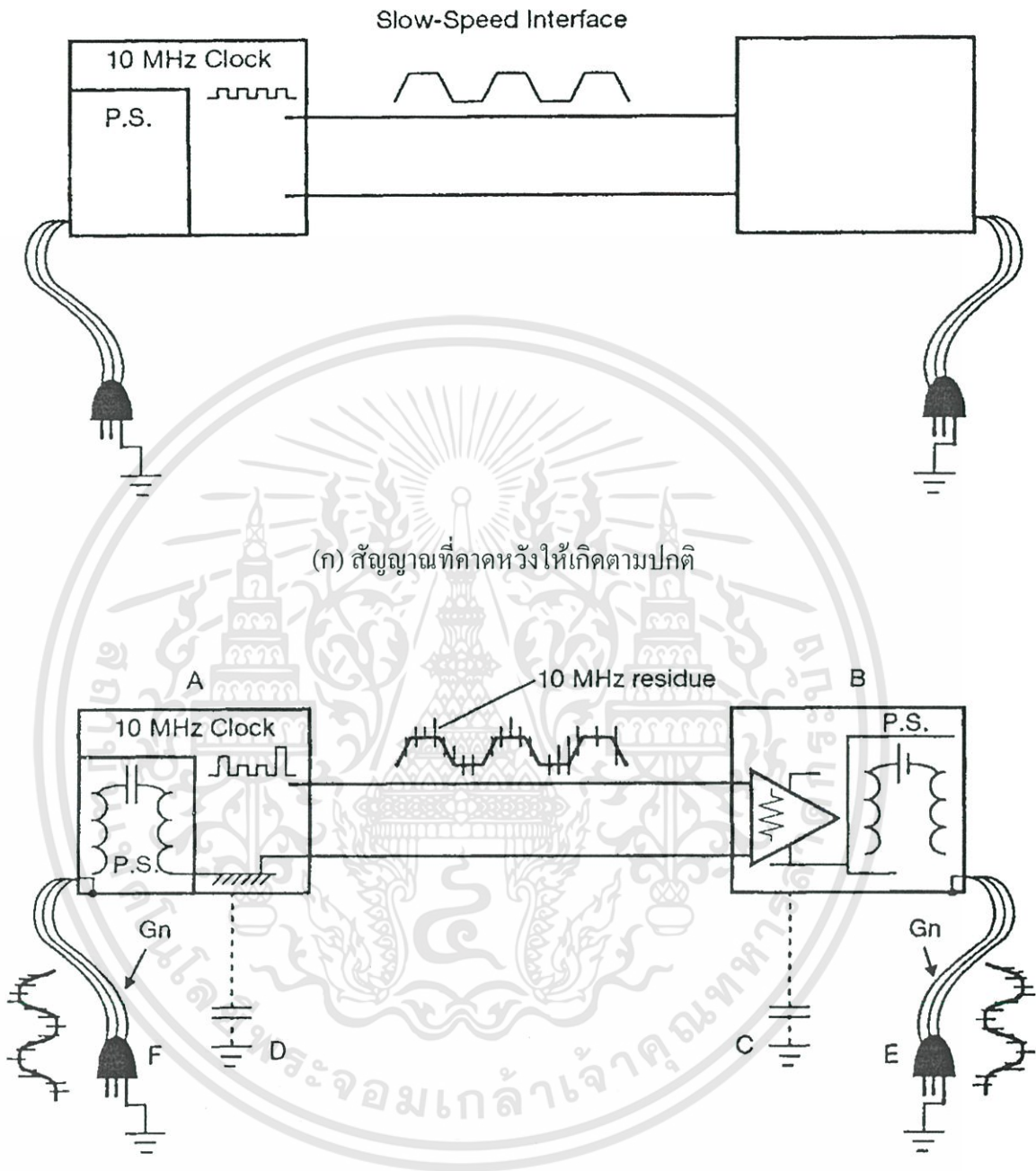
กระแสคอมมอน โหมดที่พบได้บนสายสัญญาณจะมีบางส่วนที่มาจากกระแสของสัญญาณที่โดยทั่วไปจะสามารถคาดคะเนการเกิดสัญญาณรบกวนได้ บ่อยครั้งที่เราจะพบฮาร์โมนิกส์ของความถี่สูงบนสายนำสัญญาณแต่จะไม่พบทุกส่วนของสัญญาณที่เราใช้งาน (ดังในรูป 3.10) สัญญาณรบกวนบางส่วนมาจากการเกิดครอสทอล์กภายในอุปกรณ์ของวงจร การเกิดปัญหาในเรื่องกราวด์ หรือวงจรในบางส่วนของเพาเวอร์ซัพพลาย DC เมื่อผู้ออกแบบไม่สามารถคาดคะเนสัญญาณฮาร์โมนิกส์เหล่านี้ ทำให้เราจำเป็นต้องทดสอบตามมาตรฐานทาง EMC เช่น FCC, VBE, CISPR, MIL-STP-461 หรือมาตรฐานอื่นๆ เพื่อให้ครอบคลุมความถี่ทั้งหมดที่เราไม่สามารถคาดคะเนได้อย่างแท้จริง

ในรูปที่ 3.10 จะเห็นการเปรียบเทียบระหว่างสิ่งที่สามารถคาดคะเนสัญญาณได้ (ดังเช่น ในสายเพาเวอร์ไลน์มีความถี่ใช้ 50/60 หรือ 400 Hz, สายสัญญาณ I/O ที่มีรูปแบบพอร์ตอนุกรมโดยมีสัญญาณนาฬิกา 10 MHz เพียงตัวเดียวใช้อยู่ภายใน) และอีกรูปแบบหนึ่งคือส่วนที่จำเป็นต่อการทำงานของวงจร (ดังเช่น สายแพร์ I/O หรือสายสัญญาณแบบริบบ้อนที่มีสัญญาณนาฬิกา 10 MHz ใช้ภายใน โดยจะมีสเปกตรัมความถี่ถึง 200 หรือ 300 MHz) ในหม้อแปลงของวงจรเพาเวอร์ซัพพลายจะมีค่าคาปาซิแตนซ์อยู่ระหว่างขดปฐมภูมิ และทุติยภูมิ, สายจ่ายกำลังไฟฟ้า (เฟส, นิวตรอน และกราวด์) โดยปัจจัยหลักมาจากสัญญาณฮาร์โมนิกส์ของความถี่ 10 MHz และจะมีการแพร่กระจายสัญญาณเป็นวงจรูปจาก ABCD, ABEF หรือจากเส้นทางเดินทางหมดของกระแส

การคาดการณ์ถึงผลการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนนั้นอย่างแรกที่ทำให้การคำนึงถึงได้ยากคือ แอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนที่มาจากอุปกรณ์ที่ไม่มีความต้องการให้เกิดสัญญาณ ในทางปฏิบัติจากการวัดทำให้เราสามารถคาดคะเนแรงดันหรือกระแสสเปกตรัมที่ออกมาโดยตรงจากสายสัญญาณของตัวเองเองเมื่อเราทำการศึกษาแก้ไขจากการปฏิบัติ จะทำให้ง่ายต่อการหาระดับแอมพลิจูดพื้นที่ได้ แต่สิ่งที่ควรคำนึงถึงคือ วงจรต้นแบบนั้นจะต้องอยู่ในขั้นตอนการออกแบบขั้นสุดท้าย เมื่อได้ผลที่ต้องการแล้วจะไม่มีแก้ไขใดๆ ในวงจรอีก

การประมาณการหรือการคาดคะเนให้พอเข้าใจกับระดับแอมพลิจูดที่แท้จริง ต้องอาศัยการคำนวณจากการคัปปลิงภายในระหว่างตัวอุปกรณ์ในวงจร และสายสัญญาณที่ใช้ในการเชื่อมต่อ พอร์ตอินพุตเอาต์พุตซึ่งจะต้องมีช่วงเวลาที่ยาวนานพอที่จะคำนึงถึงได้อย่างเหมาะสม อย่างไรก็ตาม การแก้ไขปัญหาก็ต้องปฏิบัติตามสมมติฐานเบื้องต้นที่เป็นจริงเสมอ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) สัญญาณที่เกิดขึ้นตามความเป็นจริง

รูปที่ 3.10 การเกิดสัญญาณรบกวนความถี่สูงที่เกิดจากวงจรป้อนไปกับสายเพาเวอร์ไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

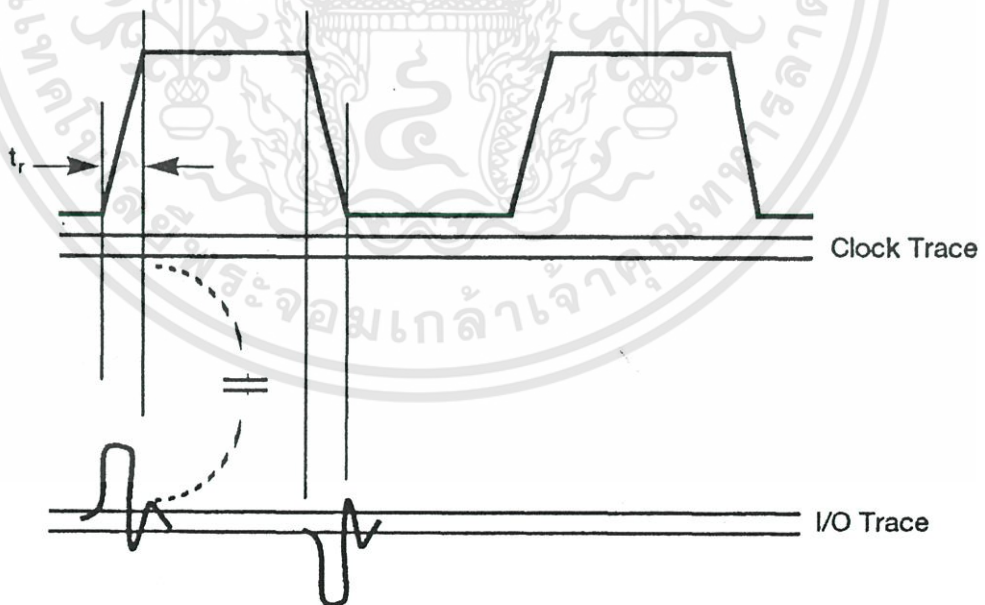
สำหรับผู้ออกแบบวงจรควรมุ่งถึงฟังก์ชันในการทำงานของวงจร ควรที่จะหาจุดที่ทำให้วงจรมีค่าที่แย่ที่สุดจนทำให้วงจรมันทำงานไม่ได้โดยส่วนใหญ่จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนสูงสุด (เช่น ขอบเขตของสัญญาณรบกวนสำหรับ TTL สูงสุดประมาณ 0.4 V)

ในการทดสอบอุปกรณ์สารสนเทศที่มีการเชื่อมต่อสายสัญญาณระหว่างคอมพิวเตอร์ และอุปกรณ์ประกอบจะทำงานที่อัตรานับ 20 kb/s ในไมโครโปรเซสเซอร์จะใช้สัญญาณนาฬิกาภายใน 20 MHz ที่ขึ้นอยู่กับลอจิกของสก็อตซ์ โดยสก็อตซ์จะมีรูปแบบการทำงานดังนี้

- แรงดันแอมพลิจูดที่ 3.5 V
- ช่วงเวลาขาขึ้น (STTL) = 3ns
- ขอบของสัญญาณรบกวน (แย่ที่สุด) = 0.3 V

อย่างไรก็ตามเราสามารถประมาณค่าที่แย่ที่สุดได้ (ดูรูปที่ 3.11)

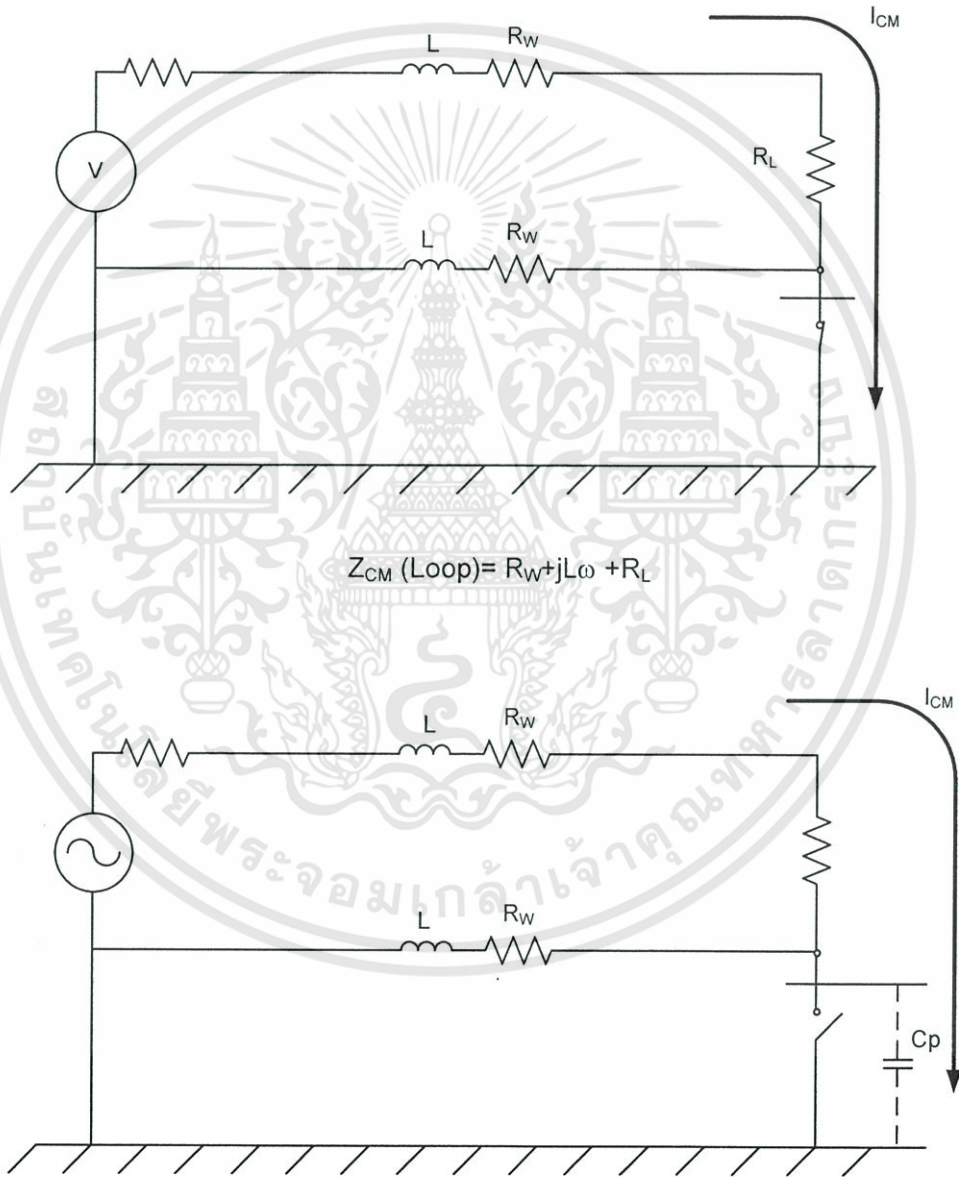
- ค่าแอมพลิจูดที่เกิดจากคาปาซิเตอร์คัปปลิงเสมือนภายในวงจรจากช่วงทรียกอดบวคของสัญญาณนาฬิกาที่อยู่ใกล้กับเส้นลายวงจร หรือสายสัญญาณจะมีค่าไม่เกิน 0.3 V
- ความกว้างของพัลส์ที่มีการลักษณะสไปด์ และเกิดการคัปปลิงที่เส้นลายวงจร เพราะครอสทอล์ก และการแบ่งครึ่งอินดักแตนซ์ของกราวด์ หรือกลไกการเกิดที่เกี่ยวข้องทั้งหมด จะอยู่ในช่วงของ STTL 3 ns ที่บ่งบอกถึงกรณีที่แย่ที่สุดของรูปพัลส์ที่มีช่วงการขยายและการเกิดริงกิ้งโดยจะเป็นพารามิเตอร์สำคัญที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน



รูป 3.11 การคัปปลิงจากสัญญาณนาฬิกาไปยังเส้น I/O

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.1 โมเดลการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนสำหรับกระแสคอมมอนโหมดที่อยู่ภายในกราวด์ลูป  
 ถ้าสายอินพุทเอาท์พุทถูกต่อกับอุปกรณ์ที่มีกล่องปิ่นโลหะ (โดยส่วนใหญ่จะมีกราวด์) การเกิดกระแสคอมมอนโหมดที่ทำให้มีการแพร่กระจายจะถูกกำหนดจากขนาด  $l \times h$  (ดูรูปที่ 3.12) ถ้ามีจุดอ้างอิงที่เท่ากันภายในกล่องเป็นศูนย์โวลท์ เราจะต้องเพิ่มอิมพีแดนซ์ของความถี่ต่ำภายในลูป แต่ในขณะที่มีขนาดเท่าเดิม โดยจะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของลูป และสภาวะระยะสนามใกล้ หรือระยะสนามไกล เราสามารถนำสมการลูปหรือสมการของสายสัญญาณคู่ใน ส่วนที่ 3.4 ไปประยุกต์ใช้งานได้



$$Z_{CM} (\text{Loop}) = R_w + jL\omega + R_L$$

$$Z_{CM} (\text{Loop}) = R_w + jL\omega + R_L - \frac{j}{C_p\omega}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเฉพาะทางเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และข้อมูลอ้างอิงของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.12 ลูปอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน

ระบบกราวด์ทั้งหมด (PBC ถึงกล่อง และกล่องถึงกราวด์อ้างอิงพื้นโลก) จะมีอุปมิตีแดนซ์  
ดั่งในรูป และมีสมการ  $I_{cm}$  :

$$Z_{cm} = R_{wire} + j\omega L + R_{load} \quad (3.27)$$

เมื่อ  $L$  คือค่าอินดักแตนซ์ภายในสาย

$$Z_{cm} = R_{load} + j7.5\Omega \times l_m \times F_{MHz} \quad (3.28)$$

สำหรับระบบที่ตัดกราวด์ออก จะมีรูปดั่งในรูป และมีกระแส  $I_{cm}$  :

$$Z_{cm} = R_{wire} + j\omega L + R_{load} - \frac{j}{C_p \omega} \quad (3.29)$$

เมื่อ  $C_p$  คือค่าตัวเก็บประจุเสมือนที่เกิดขึ้นในระหว่าง PCB กับกล่องของวงจร (ใช้ค่า 30 pF สำหรับ  
กล่องเล็ก และค่า 100 ถึง 200 pF สำหรับกล่องขนาดใหญ่) ที่ความถี่ต่ำจะไดเท่ากับ  $1/C\omega$  เมื่อความ  
ยาวของเคเบิลมากกว่า  $\lambda/2$  (สำหรับสายสัญญาณที่มีกราวด์) หรือ  $\lambda/4$  (สำหรับสายที่ตัดกราวด์  
ออก),  $Z_{cm}$  จะประมาณได้จากลักษณะอิมพีแดนซ์เฉพาะของสายสัญญาณเหนือระบบกราวด์

$$\text{ในอากาศ, } Z_o = 120 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{h}{d} \quad (3.30)$$

เมื่อ  $d$  = เส้นผ่านศูนย์กลางของสายสัญญาณ (ถ้าสายมีการรวมกันให้ประมาณจากขอบนอก)

สำหรับในทางปฏิบัติ  $h/d$  จะมีช่วงอยู่ระหว่าง 5 ถึง 100 เพราะฉะนั้นช่วงของ  $Z_o$  จะเท่ากับ  
190 ถึง 550  $\Omega$  มาตรฐานทาง MIL-STD-461 นั้นจะมีการทดสอบถึงค่าอิมพีแดนซ์ต่ำกว่าทาง  
มาตรฐาน FCC และ CISPR ที่ทดสอบกับอุปกรณ์ตั้งโต๊ะที่มีอิมพีแดนซ์สูงกว่า แต่รูปแบบการใช้  
งานโดยทั่วไปจะมีค่าอิมพีแดนซ์ประมาณ 300  $\Omega$

ในระบบที่มีสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในระบบการติดต่อับสเท่ากับ 5 MHz มีแอมพลิจูดพัลส์ 5 V  
ความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ 9 เท่ากับ 45 MHz โดยมีแอมพลิจูด 0.3 V คุณสมบัติเฉพาะของสาย I/O  
ระหว่างอุปกรณ์ทั้งสองเป็นดังนี้

ความยาวสาย  $l = 1.2$  m

ความสูง  $h = 0.03$  m

อินดักแตนซ์  $L = 1.2 \mu$  H/m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความต้านทาน  $R = 120 \Omega$

คำนวณค่าสนามไฟฟ้าที่ระยะ 3 m ของความถี่ 45 MHz เทียบกับมาตรฐาน FCC คลาส B

(a) ระบบที่มีกราวด์ตัวล่อง และ (b) ระบบที่มีค่าคาปาซิแตนซ์เสมือนเท่ากับ 30 pF  
ขั้นตอนการคำนวณ :

•  $D = 3\text{m}, > 48/45 \text{ MHz}$  ; เราจะทราบว่าระบบอยู่ในสภาวะระยะสนามไกล

•  $l/m$  และ  $hm < 75/45 \text{ MHz}$  ; เราจะทราบว่าความยาวสายสัญญาณจะไม่เรโซแนนซ์จากสมการ (3.20) หรือเส้นกราฟรูป 3.6 ที่ระยะ 3 m

$$\text{พื้นที่} = 120 \text{ cm} \times 30 \text{ cm} = 3600 \text{ cm}^2 = 72 \text{ dBcm}^2$$

สำหรับสภาวะกราวด์ (สายสัญญาณส่วนมากมีค่าอินดักแตนซ์) ค่าอิมพีแดนซ์สามารถคำนวณได้จากสมการ (3.23a)

$$Z_{\text{cm}} = 120 \Omega + j(7.5 \times 45 \text{ MHz} \times 1.2 \text{ m}) = 455 \Omega$$

สำหรับสภาวะที่ตัดกราวด์ออก สายสัญญาณจะมีการสะท้อนกลับของคลื่นในวงจรกับค่าคาปาซิแตนซ์ของ PCB ที่ตัดกราวด์ออก

$$F_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1.2 \times 1.2 \times 10^{-6} \times 30 \times 10^{-12}}} = 24 \text{ MHz}$$

ดังนั้นค่าความถี่ที่เรโซแนนซ์ จะสามารถส่งผ่านได้จากค่าคาปาซิแตนซ์เสมือนได้ จะทำให้สายเคเบิลอยู่ในสภาวะที่เกิดการเรโซแนนซ์ เราจะกำหนดคุณลักษณะของอิมพีแดนซ์เท่ากับ  $300 \Omega$

$$F = 45 \text{ MHz}$$

1.  $B_0$  (1V,  $1\text{cm}^2$ ) จากรูป 3.6

2. สำหรับ  $Z = 435 \Omega$  10 dB  $\mu\text{v/m}$

สำหรับ  $Z = 300 \Omega$  10 dB  $\mu\text{v/m}$

3. ค่าแก้ไขของพื้นที่ + 72

4. ค่าแก้ไขของแอมพลิจูด (0.3V) - 10

$$E = 1 + 2 + 3 + 4 = 72 \text{ dB } \mu\text{v/m}$$

ขีดจำกัดของ FCC คลาส B 40 dB  $\mu\text{v/m}$

ตกขีดจำกัด 32 dB

จะเห็นได้ว่าถ้าเราต้องการที่จะทำให้ผ่าน เราจำเป็นต้องคำนวณกระแสเฉลี่ยที่แท้จริงตามกฎของทรานสมิทซ์นไลน์ และจะมีผลที่เปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยสำหรับสภาวะเรโซแนนซ์อื่นๆ ถ้าเกิดว่าเราต้องการลดระดับการแพร่กระจายสัญญาณมากเกินไป เราจำเป็นต้องหาวิธีแก้ไขที่มากกว่านี้ (ดังเช่น ใส่คอมมอนโหมดเฟอร์ไรท์, สายเคเบิลที่มีการชิลด์, การทำให้อิมพีแดนซ์ในระบบสมดุลไม่ว่ากรณีใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปเป็นต้น)

### 3.6.2 โมเดลการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนสำหรับกระแสคอมมอนโหมดที่อยู่ภายในสายนำสัญญาณแบบเปิด

ในส่วนนี้จะไม่มีกรอ้างอิงถึงการคำนวณทางรูป เมื่อมีการเชื่อมต่อ (เช่น เซนเซอร์, คีย์บอร์ด) ไปยังพลาสติก, อุปกรณ์ที่ไม่มีกราวด์ ในการเชื่อมต่อเป็นไปได้ที่จะต้องกำหนดของเขตระยะในการติดตั้ง โดยไม่ได้กำหนดระยะในการวัดที่แน่นอนกับกราวด์เพลน ในกรณีนั้นเราจะใช้โมเดลการแพร่กระจายสายนำสัญญาณเดี่ยว ดังอธิบายในส่วนที่ 3.2 มาใช้ได้

เราสามารถพูดได้ว่าการตัดกราวด์ออก สายสัญญาณที่ปลายเปิดจะทำให้เกิดค่าการแพร่กระจายสัญญาณสูงสุด เมื่อความสูงของกราวด์รูปเพิ่มขึ้นจนถึงอินฟินิตีจะทำให้เป็นจริง ในการคำนวณค่าสนามการแพร่กระจายโดยใช้สมการ (3.13) หรือ (3.16) นั้น ตัวมีกระแสคอมมอนโหมดภายในสายนำสัญญาณหาได้โดยการคำนวณหรือการวัด สามารถทำได้โดยใช้เคอเรนทีโพรงความถี่สูง กับวงจรต้นแบบ เราสามารถใช้โมเดลความถี่ต่ำสำหรับสายสัญญาณที่มีค่าคาปาซิแตนซ์ 8.8 pF/m และสายสัญญาณที่มีลักษณะอิมพีแดนซ์ค่าสูงๆ ที่ระยะเหนือกว่า h เราสามารถใช้สมการการแพร่กระจายสัญญาณจากสายนำเดี่ยวได้ดังนี้

$$\text{ในระยะสนามใกล้ } E_{(\mu V/m)} = \frac{1,430 \times I_{\mu A} \times l_m}{D^3 F_{MHz}} \quad (3.31)$$

$$\text{ในระยะสนามไกล } E_{(\mu V/m)} = \frac{0.631 \mu A \times l_m \times F_{MHz}}{D_m} \quad (3.32)$$

ถ้ามีสายนำสัญญาณที่เชื่อมต่อระหว่างสองระบบ โดยไม่มีการต่อกราวด์ และอยู่ห่างจากกราวด์ใดๆ ความยาวของ / คือความยาวของไดโพลที่เป็นตัวส่งผ่านสัญญาณแพร่กระจาย ถ้าหนึ่งในสองของระบบถูกต่อลงกราวด์ จะมองคล้ายกับว่าสายอากาศเป็นแบบโมโนโพลที่มีความยาว / เปรียบเสมือนการแพร่กระจายคล้ายกับสายอากาศไดโพลที่มีความยาวคู่ ดังนั้นค่า  $2 \times /$  จึงควรถูกใส่ไว้ในสูตรการคำนวณ

ความยาวของสายสัญญาณถ้ามากกว่า  $\lambda / 2$  ( $\lambda / 4$  สำหรับสายอากาศโมโนโพล) ในกรณีเชิงรูปแบบของกระแสไม่ควรจะมีความยาวคลื่นเกินกว่าความยาวของสาย ในส่วนที่เป็นตัวส่งผ่านการแพร่กระจายไม่ควรมีความยาวเกิน  $\lambda / 2$  และส่วนที่มีความยาว  $\lambda / 2$  อื่นๆ ที่สามารถทำให้เกิดสนามได้นั้นจะถูกตัดออกโดยมีความสัมพันธ์ที่ขึ้นอยู่กับเฟสที่แตกต่างกัน (ยกเว้นแต่ว่าการแพร่กระจายของสนามถูกหน่วงไว้อย่างไม่เท่ากัน) ทุกสิ่งที่เกิดขึ้นจะเป็นไปได้ถ้าสายอากาศส่งสัญญาณไฟฟ้าจะลดความยาวคลื่นลงเมื่อความถี่ F เพิ่มมากขึ้น ในกรณีนี้เราสามารถแทน  $\lambda / 2$  ได้ในสูตรการคำนวณ

เราสามารถหาค่าสนามไฟฟ้าภายในฟรีสเปซได้โดยการใช้ค่ากระแสเฉลี่ยของ  $I_{max}$  ภายในสายนำสัญญาณ ดังสมการ

$$E_{(\mu V/m)} = \frac{60 I_{\mu A}}{D} \quad (3.33)$$

สิ่งที่น่าสนใจคือเราสังเกตเห็นได้ว่าค่าสนาม E จะมีผลที่ขึ้นอยู่กับความถี่ E และความยาว  $\lambda$  โดยที่สมการทั้งหมดจะมีประโยชน์อย่างยิ่งในการที่เราจะเห็นส่วนต่างๆ ของความถี่ที่มีอยู่

ถ้าให้สัญญาณการส่งข้อมูลมีความเร็ว 5 MB/s ดังในตัวอย่างที่ 3.4 และปลายข้างหนึ่งของสายสัญญาณถูกต่อกับวัสดุที่เป็นพลาสติก โดยที่สายสัญญาณอยู่ห่างจากระนาบกราวด์ใดๆ จงหากระแส CM ที่มากที่สุดในการจำกัดของ FCC (B) ที่ระยะ 3 เมตร ซึ่งมีค่าขีดจำกัดเท่ากับ  $100 \mu v/m$  ที่ความถี่ 45 MHz (harm # 9) และ 85 MHz (harm # 17)

• ที่ความถี่ 45 MHz,  $\lambda/75/P$ . จากสมการ (3.32) นั้นแสดงถึงค่าสายอากาศโมโนโพล, แทนค่า  $(2 \times \lambda)$  ลงไป

$$E = \frac{0.63 \times (1.20 \times 2) \times 45 \text{ MHz}}{3 m}$$

หาค่า I  $I < \frac{E}{22.5}$ , ดังนั้น  $(I < 4.4 \mu A)$ ;  $E = 100 \mu v/m$

• ที่ความถี่ 85 MHz,  $\lambda/7 \lambda/4$  เราจะใช้สมการ (3.23)

$$E = \frac{60 I}{3 m}$$

$$I \leq \frac{E}{20}, \text{ ดังนั้น } (I < 5 \mu A); E = 100 \mu v/m$$

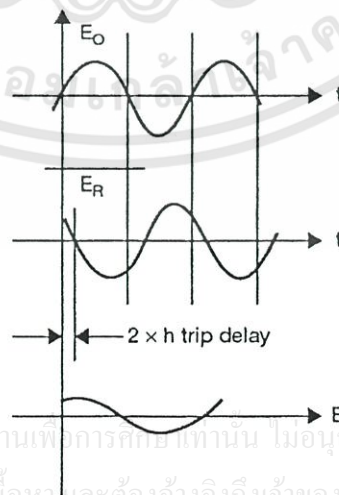
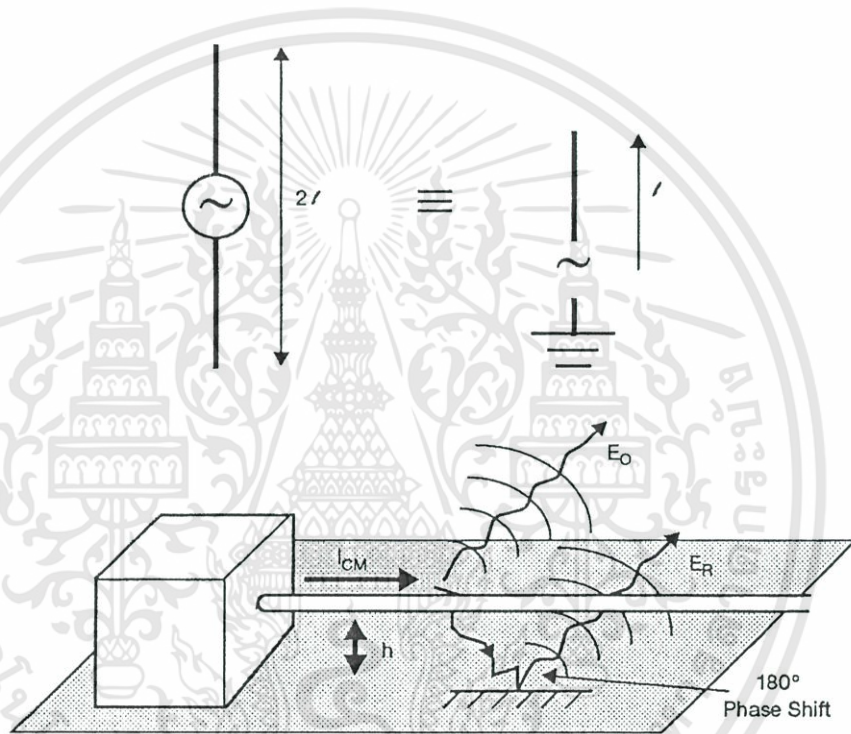
ก่อนที่จะทำการทดสอบการแพร่กระจายทาง EMI อย่างถี่ถ้วน เราสามารถหาค่าความถี่สูงที่อยู่บนสายสัญญาณได้โดยเคอเรนทีโพรบ ซึ่งจะเป็นตัวบ่งบอกเบื้องต้นว่าอุปกรณ์นั้นมีค่าที่อยู่ในสเปคของขีดจำกัดหรือไม่การเห็นยวนที่มผลจากการเข้าใกล้ระนาบกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าระนาบตัวนำอยู่ใกล้กับสายสัญญาณ อาจจะทำให้เกิดผลกระทบต่อดิ้นคือทำให้มีค่าเฟสที่เคลื่อนไป (ดูรูป 3.13) ถ้าระนาบอยู่ใกล้กับอุปกรณ์อย่างเพียงพอ ที่จะทำให้เกิดการคลาดเคลื่อนของเฟสตลอดเวลา มันก็จะมีผลกระทบต่อการแพร่กระจายคลื่นทางตรง และผลรวมของค่าสนามจะเท่ากับ  $E_o - E_r$  มันจึงไม่จำเป็นที่จะต้องอ้างอิงค่าแหล่งจ่าย หรือโหลดที่ระนาบนี้ ในทางปฏิบัติเราจะกำหนดระยะห่างที่พอเพียงจากสายสัญญาณ การแพร่กระจายจะถูกลดขนาดลง

ถ้า  $h < 0.1$  ( $h_m < 30 F_{MHz}$ ) จะได้สมการดังนี้

$$\frac{E_{total}}{E_0} = \frac{h}{0.1\lambda} \text{ or } \frac{10h}{\lambda} \quad (3.34)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.13 ตัวอย่างวงจรสมมูลสายอากาศสำหรับสายสัญญาณที่ไม่ต่อกราวด์ (Dipole)

และที่ปลายข้างหนึ่งต่อกราวด์ (Monopole) ผลกระทบที่ระยะความสูงใกล้กราวด์  
 $h < \lambda / 10$

นำค่าแฟคเตอร์นี้ไปใช้ในสมการ (3.32) สำหรับค่าสนามระยะไกล

$$E_{\mu(V/m)} = \frac{0.021 \times I_{\mu A} \times l_m \times h_m \times F_{MHz}^2}{D_m} \quad (3.35)$$

ถ้า  $h > 30/F$ , การสะท้อนกลับจะทำให้ค่าสนามเพิ่มขึ้น หรือลดลง ค่าสนามจะไม่ถูกลดทอนลง ค่าสนามจะไม่ถูกลดทอนลงแต่จะเพิ่มเป็นสองเท่าที่ความถี่นั้นๆ

ในสมการที่ (3.35) จะเป็นการเปรียบเทียบแพร่กระจายจากจุดที่ขึ้นอยู่กับพื้นที่  $l \times h$  และ  $F^2$

ตัวอย่างการคำนวณสถานะที่มีกับสายสัญญาณที่วางอยู่ห่างจากระนาบกราวด์ 5 เซนติเมตร ค่าที่ได้ผ่านตามมาตรฐาน MIL-STD-461 RE02 หรือ ไม ที่ระยะทดสอบ 1 เมตร ที่ความถี่ 45 MHz จะมีค่าขีดจำกัด  $E_{max}$  เท่ากับ 25 dB $\mu$ V/m ที่ความถี่ 85 MHz มีค่าขีดจำกัด 29 dB $\mu$ V/m โดยความถี่ทั้งสองอยู่ในช่วงระยะสนามไกล

• ที่ความถี่ 45 MHz,  $l > \lambda/4$  ระยะความสูง  $h$  เท่ากับ 0.05 เมตร จะได้ว่า  $h > 30/F$  รูปแบบการคำนวณในแบบโมโนโพล :

$$E = 0.021 \times I (1.20 \times 2) \times 5 \times 10^{-2} \times 45^2 = 57 = I_{dB \mu A} + 14 \text{ dB}$$

$$\text{ดังนั้น } I \leq 25 \text{ dB } \mu\text{v/m} - 14$$

$$I \leq 11 \text{ dB } \mu\text{A}$$

• ที่ความถี่ 85 MHz,  $l > \lambda/4$  และ  $h$  ยังคงน้อยกว่า  $30/F$  จากสมการ จะใช้ได้เมื่อ  $h/0.1 \lambda$

$$E = \frac{60 I}{D} \times \frac{5 \times 10^{-2}}{30} \times 85 = 8.5 I = 18 \text{ dB}$$

$$\text{ดังนั้น } I \leq 29 \mu\text{v/m} - 18$$

$$I \leq 11 \text{ dB } \mu\text{A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6.3 การแพร่กระจายของสายนำสัญญาณที่มีขนาดยาว

ระยะทางที่ถูกจำกัดอย่างเข้มงวดสำหรับโมเดลรูป หรือโมเดลสายสัญญาณตรง (ดังเช่น  $l < D$ ) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงจะเป็นอุปสรรคที่ขึ้นอยู่กับรูปร่างภายนอกที่หลากหลาย เช่น เมื่อความยาวของสายน้อยกว่าเมตร ในกรณีนี้ลักษณะภายนอกซึ่งเป็นความยาวของสายไม่สามารถตัดสินได้ว่าเป็นส่วนประกอบที่เล็กๆ จึงการที่จะคำนึงถึงระยะทางที่ทำการทดสอบเป็นหลัก

เราสามารถศึกษาและแสดงผลออกมาจากการใส่ค่ารายละเอียดของมุมจากจุดที่สังเกตถึงสายสัญญาณ

$$I_{A/m} = \frac{I_A}{2\pi D} \quad (3.36)$$

ค่าสนามแม่เหล็ก  $H$  จะหาค่าโดยประมาณได้ดังสมการกฎของกระแส ส่วนค่าสมมูลย์ของสนามไฟฟ้า  $E$  จะได้มาจากการใช้ค่าอิมพีแดนซ์ของคลื่น  $120\pi \Omega$  แต่มันจะไม่เที่ยงตรงนักถ้าเกิดจากการประมาณบริเวณที่อยู่ห่างจากสายอากาศ

สมการ (3.36) คำนวณจากสายสัญญาณที่อยู่ห่างจากระนาบกราวด์ โดยคำนึงถึงระยะทางที่ทำการทดสอบหรือสังเกต ( $h \gg D$ ) ถ้าระยะสายใกล้กับระนาบกราวด์ และจุดสังเกตอยู่ที่เดิม ( $h \ll D$ ) จะได้

$$H \approx \frac{I}{2\pi D} \left( 1 - \cos \frac{2h}{D} \right) \quad (3.37)$$

สิ่งที่ควรพิจารณาตัดสินใจจากความยาวของสายสัญญาณเทียบกับระยะที่ทดสอบหรือสังเกต  $D$  ค่าสนามจะมีค่ามากที่สุดเมื่อ  $l \geq \pi D$  ถ้าเราใช้  $l > D$  ค่าคลาดเคลื่อนจะมีเพียง 16 เปอร์เซ็นต์ (1.3 dB) เป็นผลจากความยาวที่เพิ่มมากขึ้นจาก  $l = D$  ไปเป็น  $l = \pi D$  จะสอดคล้องกับมุมที่เปลี่ยนไปจาก  $\cos \alpha = 0.84$  เป็น  $\cos \alpha = 1$

ถ้าสายสัญญาณยาวและมีกระแสไฟฟ้าอยู่ (ถ้าสายสัญญาณมีความยาวมากกว่า  $\lambda / 2$  ดูสมการ 3.28) ถึงระยะที่ทำการสังเกตเมื่อ  $\lambda / 2 < D$  เราจะอธิบายได้ดั้งเงื่อนไขเดิมเมื่อมีกระแสภายในสายอากาศ ค่าสนามการกระจายจะลดลงโดยขึ้นอยู่กับ  $\lambda / 2$  และระยะจุดสังเกต ที่จุดเชื่อมต่อไม่มีความยาว และมีความแตกต่างระหว่างสายที่มีความยาวอนันต์ และสายขนาดเล็ก โดยที่ทั้งสองจะถูกจำกัดได้จาก  $\lambda / 2$  และสมการ (3.33) สมการประยุกต์ใช้งานในกรณีอื่นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้เพื่อประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายสัญญาณคู่ที่มีความยาว (การแพร่กระจายทางดิฟเฟอเรนเชียลโหมด)

สมการสายยาวอนันต์ เราสามารถใช้กับสายยาวแบบคู่ได้โดยคำนึงถึงกระแสที่เดินทางตรงกันข้ามและระยะห่างของสายทั้งคู่

$$H_{A/m} = 0.2 \times 10^{-6} I \left( \frac{S}{D^2 - S^2} \right) \quad (3.38)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

# การควบคุมการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ของวงจรสวิตซ์ชิงโหมดเพาเวอร์ซัพพลาย

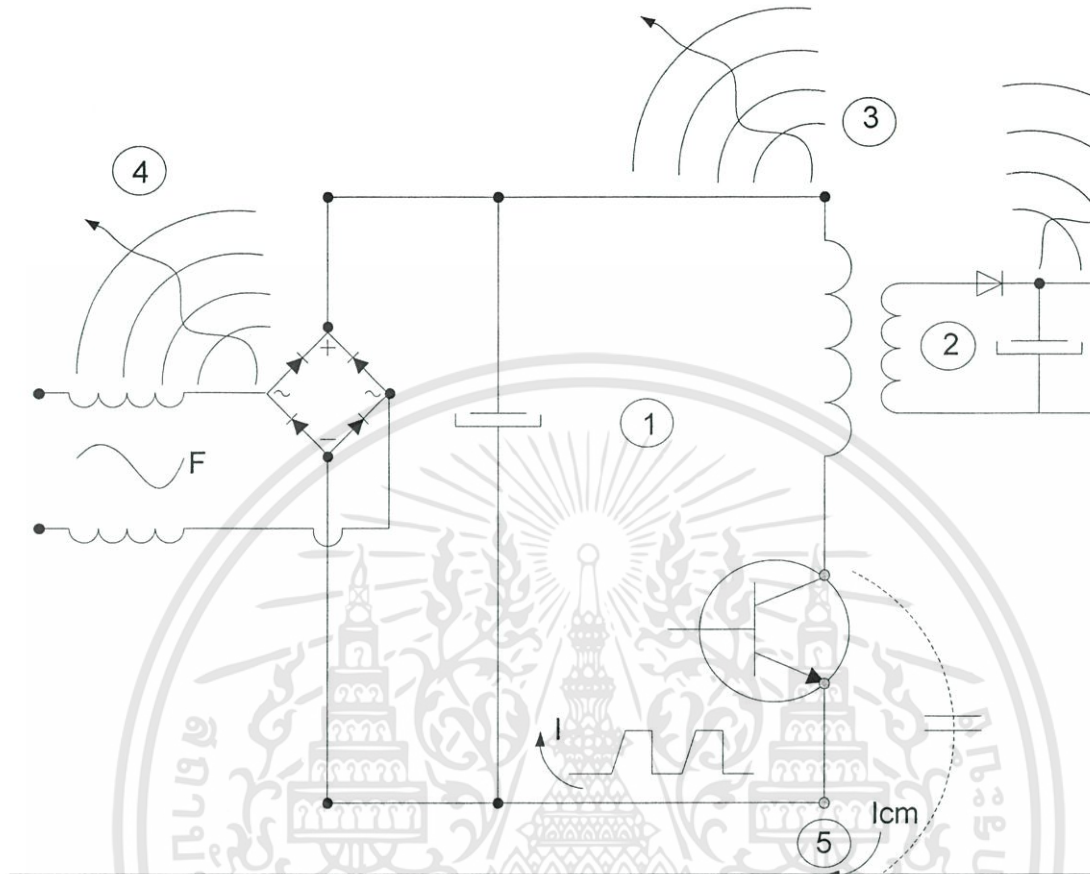
### 4.1 บทนำ

ตั้งแต่ได้เริ่มมีการใช้วงจรสวิตซ์ชิงโหมดเพาเวอร์ซัพพลายในปี ค.ศ.1960 ก็ได้รับความแพร่หลายในการใช้งานมากขึ้นจนถึงทุกวันนี้ได้เป็นส่วนประกอบหลักของแหล่งจ่ายไฟรูปแบบหนึ่งในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั้งหลาย แต่สิ่งหนึ่งที่ควรคำนึงถึง คือการรบกวนทาง EMI ซึ่งวงจรเพาเวอร์ซัพพลายชนิดนี้จะมีการแพร่กระจายสัญญาณออกมาค่อนข้างมาก โดยเบื้องต้นจะเป็นผลมาจากการแพร่กระจายสัญญาณทางสายตัวนำ โดยจะเกี่ยวเนื่องกับการแพร่กระจายทางอากาศ เราควรที่จะคำนึงถึงต้นกำเนิดสนามการแพร่กระจาย และการลดทอนค่าสนามนั้นๆ ให้ได้

ในความเป็นจริงวงจรสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายไม่ได้ครอบคลุมผลการแพร่กระจายทาง EMI ทั้งหมด เพราะจะต้องนำไปรวมกับอุปกรณ์ตัวอื่น และมีบางส่วนที่ทำการแยกขายเพียงลำพังอย่างใดก็ได้โดยส่วนมากเป็นภาระโรงงานผู้ผลิตเพาเวอร์ซัพพลาย จะต้องทำการใส่ฟิลเตอร์และชิลด์กล่องที่เครื่องต้นแบบเพื่อที่จะให้อยู่ภายในสเปกที่กำหนดตามมาตรฐานวงจรสวิตซ์ชิงโหมดเพาเวอร์ซัพพลายจะเป็นแหล่งกำเนิด EMI ภายในได้ถ้ามีวงจรที่มีความไวต่อสัญญาณรบกวนมาอยู่ข้างเคียง ดังนั้นจึงขึ้นอยู่กับแผนการออกแบบว่าจะจัดการอย่างไรกับอุปกรณ์ที่ไม่ผ่านมาตรฐานก่อนที่จะนำไปผลิตเพื่อจำหน่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 แหล่งกำเนิดสัญญาณการแพร่กระจายเบื้องต้น



รูปที่ 4.1 ส่วนประกอบของวงจรสวิทช์ซิ่งโหมคเพาเวอร์ซัพพลายที่เกิดการแพร่กระจายสัญญาณ

ในรูปที่ 4.1 จะแสดงถึงตัวอย่างของแหล่งกำเนิดของการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนเบื้องต้นในวงจรสวิทช์ซิ่งโหมคเพาเวอร์ซัพพลายที่มีทรานซิสเตอร์หนึ่งตัว อธิบายรูปตามตัวเลขได้ดังนี้

1. รูปแรกของการกำเนิดสัญญาณรบกวนรบกวนทางการแพร่กระจายจะประกอบไปด้วยขดแรกของทรานฟอร์เมอร์ หรืออินดักเตอร์, ทรานซิสเตอร์สวิทช์และคาปาซิเตอร์ตัวแรกที่ถูกปรับเปิด ในรูปนี้จะมีพัลส์ความถี่สูงที่อยู่ในรูปของกระแส และมีความสำคัญต่อการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ที่เราสามารถคำนวณได้อย่างเที่ยงตรงจากสเปคตรัมของกระแสที่วัดได้  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งและใช้สมการดังในบทที่ 3 สำหรับรูปที่เป็นดิฟเฟอเรนเชียลโหมคซึ่งมีการนำไปใช้

2. ลูปที่สองประกอบไปด้วยขดที่สองของทรานฟอเมอร์, ไดโอด และฟิลเตอร์คาปาซิเตอร์ ในลูปนี้จะมีกระแสที่ผ่านการเรกติไฟร์มาแล้วแต่ไม่เรียบทั้งหมด โดยทั่วไปกระแสที่ไม่เรียบจะมีความถี่สูง และสามารถคำนวณหาค่าการแพร่กระจายได้
3. เกิดจากทรานฟอเมอร์ (หรือขดลวดอินดักเตอร์) เมื่อขดลวดเกิดการยุบตัวทางสนามแม่เหล็ก
4. ตัวกรองสัญญาณแบบอินดักเตอร์
5. ลูปกระแสคอมมอนโหมด

#### 4.3 การคำนวณหาความแรงและความถี่การแพร่กระจายสัญญาณรบกวนในวงจรสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบ 1 สวิตซ์

วงจรสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายขนาด 1kW, ความถี่ 25kHz ดังรูป 4.2 คำนวณหาค่าการแพร่กระจายทางสนามแม่เหล็กที่ระยะ 1 เมตร  
ขั้นตอนแรกจะต้องคำนวณหาค่ากระแสสูงสุดในลูปวงจรสวิตซ์ซิงไฟรมาครั้งในสมการ

$$I_P = \frac{P_{secondary}}{V_{primary} \sqrt{2 \times efficiency}} \times \frac{T}{\tau} = \frac{10^3 W}{120 \sqrt{2} \times 0.8} \times \frac{40 \mu s}{18 \mu s} = 16A$$

และเราสามารถคำนวณหาความถี่ที่จากการแตกฟูเรียร์ของ

$$F_1 = 1 / \pi \tau = 17 kHz$$

$$F_2 = 1 / \pi \cdot tr = 2 MHz$$

ค่าความแรงของสัญญาณจะได้เท่ากับ

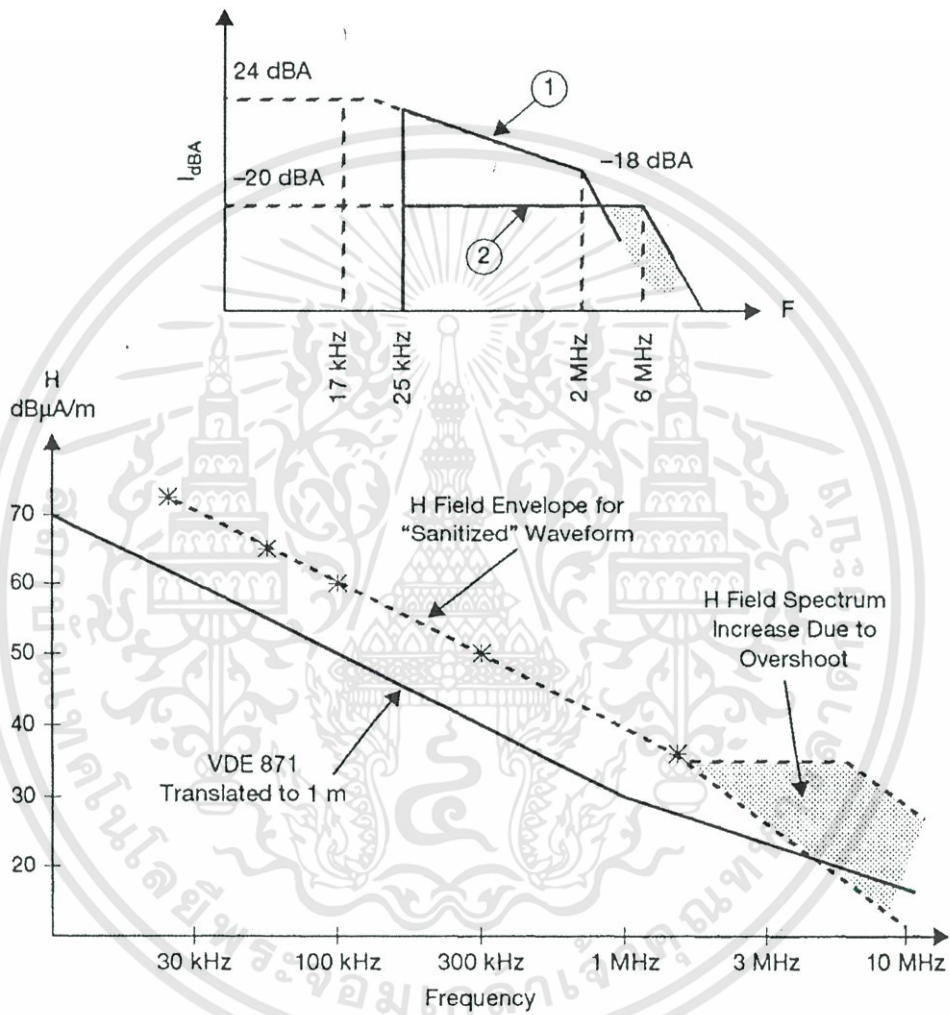
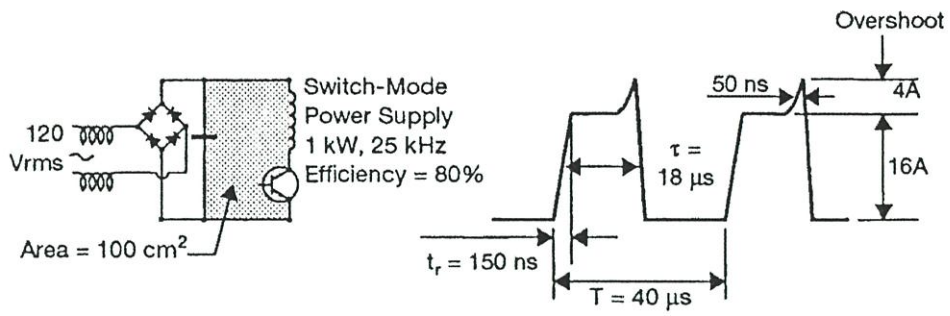
$$\frac{2}{\pi} A = 0.64 \times 16A \approx 10A$$

ที่ระยะ 1 เมตรความถี่ในระยะสนามใกล้ได้เท่ากับ

$$F_{N-F} = 48 / 1 = 48 MHz$$

ในที่นี้เราสนใจช่วงระยะสนามใกล้ จากจุดนี้เราสามารถคำนวณค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังในสมการที่ 3.22 หรือในรูปที่ 3.7 สำหรับพื้นที่ 1 A- cm<sup>2</sup> จากจุดที่ได้คำนวณค่าสนามแม่เหล็กดังในตารางเป็นการคำนวณค่าในแต่ละช่วงของความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 วงจรสวิตซ์ซิ่งโหมคเพาเวอร์ซัพพลายแบบสวิตซ์เดี่ยวที่ใช้ในการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า. ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่	25kHz	50kHz	100kHz	300kHz	2MHz	10MHz
Ip (dBA)	20	14	8	-2	-18	-30
Ho (dBuA/m) ที่ 1m (1A-cm <sup>2</sup> )	17	17	17	17	17	18
ค่าแก้ไข (dBcm <sup>2</sup> )	40	40	40	40	40	40
H <sub>total</sub> (dBuA/m)	77	71	65	55	39	28
ขีดจำกัด VDE 871	62	56	50	40	28	20
ผลต่าง (dB)	15	15	15	15	11	8

ในวงจรเพาเวอร์ซัพพลายหรืออุปกรณ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟจะมีสัญญาณเกินขีดจำกัดที่ความถี่ต่างๆเป็น MHz โดยมีส่วนน้อยที่ไม่จำเป็นต้องควบคุมผลการแพร่กระจายโดยการทำชิลด์ดิ่ง เราจำเป็นต้องควบคุมการแพร่กระจายของสัญญาณที่ออกมาดังในตัวอย่างต้องลดระดับสัญญาณลงประมาณ 20 dB ให้ผ่านขีดจำกัดโดยเหลือช่วงห่างไว้ 5 dB ด้วย เราอาจจะแก้ไขได้โดยการลดผลกระทบของพื้นที่การแพร่กระจายสัญญาณในรูปแรกของการสวิตช์ควร์ที่จะมีขนาดลดลงมา 10 cm<sup>2</sup> สำหรับในมาตรฐานทางทหาร MIL-STD-461, RE01 ที่ระยะ 7 cm ดังในสมการที่ 3.22

$$H_{\mu A/m} = \frac{7.96 I_{amp} \times A_{cm^2}}{D_{m^3}} = 88 \text{ dB}\mu A, \text{ for } 1A - cm^2$$

สามารถคำนวณค่าต่างๆได้ดังนี้

ความถี่	25kHz	50kHz
Ip (dBA)	20	14
Ho (dBuA/m) ที่ 7cm (1A-cm <sup>2</sup> )	88	88
ค่าแก้ไข (dBcm <sup>2</sup> )	40	40
H <sub>total</sub> (dBuA/m)	148	142
ขีดจำกัด RE01 (dBuA/m)	56	54
ผลต่าง (dB)	92	88

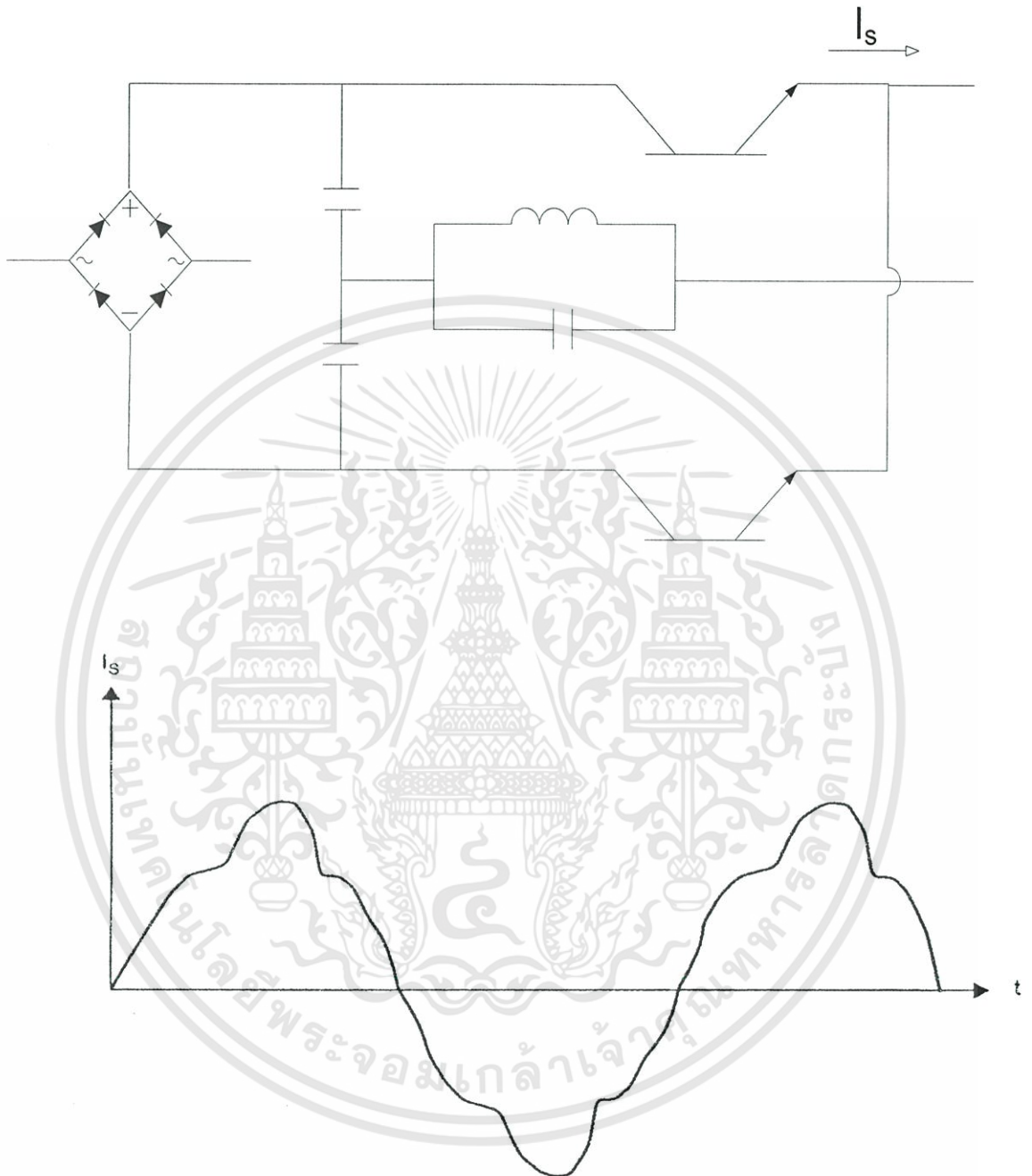
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามมาตรฐาน RE01 จะมีข้อกำหนดที่จะต้องให้ผ่านการทดสอบจากสภาพแวดล้อมที่ความถี่ต่ำมากทางแม่เหล็กไฟฟ้า ดังเช่น การป้องกันคลื่นชัมมาริน ในกรณีนี้ต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ต้องลดระดับค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าถึง 90 dB ซึ่งเป็นความต้องการลดระดับสัญญาณที่ยากมาก ในกรณีนี้จะต้องทำการเลย์เอาท์บอร์ดวงจรใหม่ โดยลดพื้นที่การแพร่กระจายลงได้ประมาณ 30 dB และต้องทำการชิลด์แบบแผ่นเหล็กหนาครอบคลุมโมดูลของ สวิตซ์ซิ่ง โหมดเพาเวอร์ซัพพลาย รวมกับการชิลด์ระบบเครื่องของตัวเครื่องจักร

#### 4.4 ผลกระทบของลักษณะคลื่นกระแสที่เกิดขึ้นจริง

โดยทั่วไปวงจรสวิตซ์ซิ่ง โหมดเพาเวอร์ซัพพลายจะใช้รูปคลื่นกระแสแบบสแควเวฟ โดยที่将有ส่วนสโโลปเล็กน้อยที่เกิดจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นผลทำให้เพิ่มประสิทธิภาพการทำงาน แต่ไม่ใช่โดยทั้งหมด เพราะถ้าในการออกแบบให้มีประสิทธิภาพสูงสุดโดยใช้ค่าตัวแปรจากการทำงานของทรานซิสเตอร์เพียงอย่างเดียว จะทำให้เกิดผลของฮาร์โมนิกส์จากของสัญญาณรบกวนโดยจำเป็นที่จะต้องเพิ่มอุปกรณ์ในส่วนลดสัญญาณรบกวน EMI ด้วย ในวงจรเป็นไปไม่ได้ที่จะทำการลดขนาดในส่วนของภาคขยาย แต่ขนาดโดยรวมของ SMPS จะขึ้นอยู่กับส่วนอุปกรณ์ฟิลเตอร์ที่ต้องใส่เพิ่มเพื่อไปแก้ไขปัญหาสัญญาณรบกวน โดยเฉพาะอุปกรณ์ที่เป็นขดลวดที่ในลักษณะการทำงานจะมีการยุบตัวของกระแส

ในบางครั้งเราจำเป็นต้องแลกเปลี่ยนประสิทธิภาพลดลงเพื่อให้ผ่านเกณฑ์ของทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า การเลื่อนเฟสและที่บริเวณมุมของรูปคลื่นที่บิดเบือนจะก่อให้เกิดสเปกตรัมสัญญาณรบกวนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่เป็นหน่วยเมกะเฮิร์ต ดังตัวอย่างที่แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนคือการสวิตซ์ปกติของวงจรคอนเวอร์เตอร์เป็นรูปคลื่นเป็นซายด์เวฟ แต่เมื่อเกิดการเรโซแนนซ์จนทำให้รูปคลื่นผิดเพี้ยนไปดังในรูปที่ 4.3 จะเป็นต้นเหตุให้เกิดความถี่สเปกตรัมอื่นๆตามมา



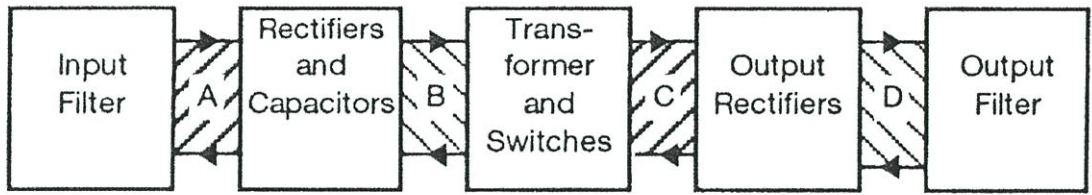
**รูปที่ 4.3** กระแสไหลผ่านทรานซิสเตอร์ที่ผิดเพี้ยนทำให้เกิดสัญญาณฮาร์โมนิกส์ตามมา เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 การจัดวางและการประกอบลงกล่อง

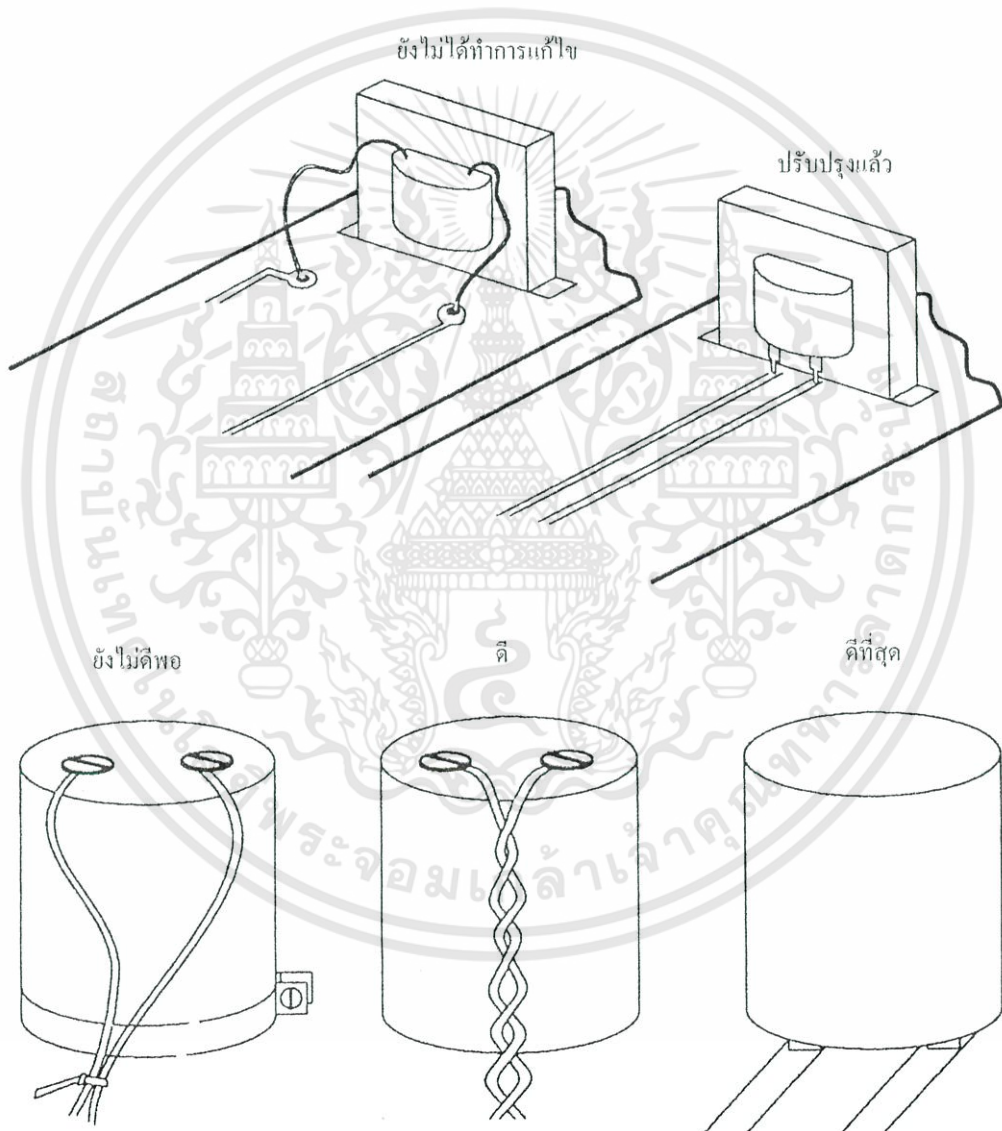
สวิตช์ซึ่งโหมคเพาเวอร์ซัพพลายที่มีภาคกำลังงานขาออกจนถึง 100 วัตต์ จะถูกติดตั้งบนแผ่นวงจรพิมพ์ ในรูปแบบเปิดหรือชิดทั้ง 6 ด้าน การวิเคราะห์ค่าได้กล่าวไว้แล้วดังในบทที่ 3 ซึ่งสามารถนำแนวคิดนี้ไปใช้ในทางปฏิบัติได้คือการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กจะเท่ากับขนาดของกระแสคุณพื้นที่ โดยที่อาจทำตามขั้นตอนได้ดังต่อไปนี้

- ในวงจรหรือไดอะแกรมการเชื่อมต่ออุปกรณ์ให้แยกส่วนต่างๆของวงจรที่เกิดการเปลี่ยนแปลงกระแสได้ดังในรูปที่ 4.4
- เมื่อเราสามารถสมมุติหาพื้นที่ลูปต่างๆได้ จากนั้นให้ทำการวิเคราะห์ว่าเกิดสัญญาณรบกวนที่ออกมาอยู่ในรูปแบบของแวนะนาบดิ่งหรือแวนอน
- วิเคราะห์หาส่วนที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงกระแสต่อเวลาสูงๆ  $dI/dt$  และทำการลดค่าอินดักแตนซ์ในส่วนนั้นลง
- หาอุปกรณ์แพร่กระจายที่ซ่อนอยู่ภายในวงจร เช่น วงจรสแน็ปเปอร์ จะมีพื้นที่เล็กแต่กระแสสูงและมีรูปแบบสัญญาณสเปกตรัมกว้าง
- หลักเกณฑ์ในการกำหนดลูปในวงจรทุกครั้ง ทำการลดขนาดลูปและเดินสายสัญญาณหรือลายวงจรแบบไปกลับทางของกระแสจะช่วยลดการแพร่กระจายที่มาจาก การเปลี่ยนแปลงของกระแสต่อเวลา  $dI/dt$  และความอ่อนไหวต่อสัญญาณรบกวนอีกด้วย วิธีที่ดีที่สุดคือใช้สตรีปลายเชื่อมต่อวงจร
- ในการเชื่อมต่อทรานฟอเมอร์และอุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่บนแผ่นวงจรพิมพ์ วิธีที่ถูกต้องคือจะต้องใช้อุปกรณ์ที่สามารถบดกรีบนแผ่นวงจรพิมพ์ได้เลย โดยไม่ต้องมีการเดินสายสัญญาณอีกดังรูปที่ 4.5
- เมื่อมีอุปกรณ์ 2 ตัวหรือวงจรที่นำกระแสเท่ากัน ณ เวลาเดียวกัน หรือเกิดกระแสสมมูลย์จะทำให้สัญญาณรบกวนลดลง ดังเช่น การลดลงของค่าสนามแม่เหล็กเสมือนเปรียบได้ดังในจินตภาพมีค่าเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติยังเกิดขึ้นหรืออาจเรียกได้ว่าเป็นผลจากค่าสนามแม่เหล็กสุทธิ ดังแสดงในรูปที่ 4.6

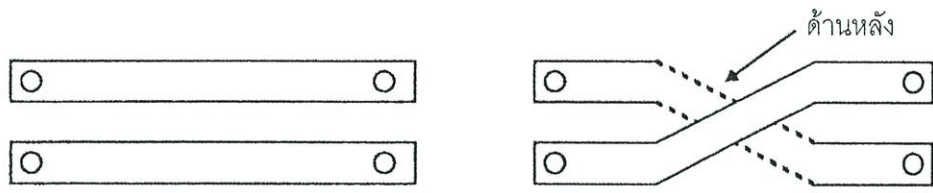
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



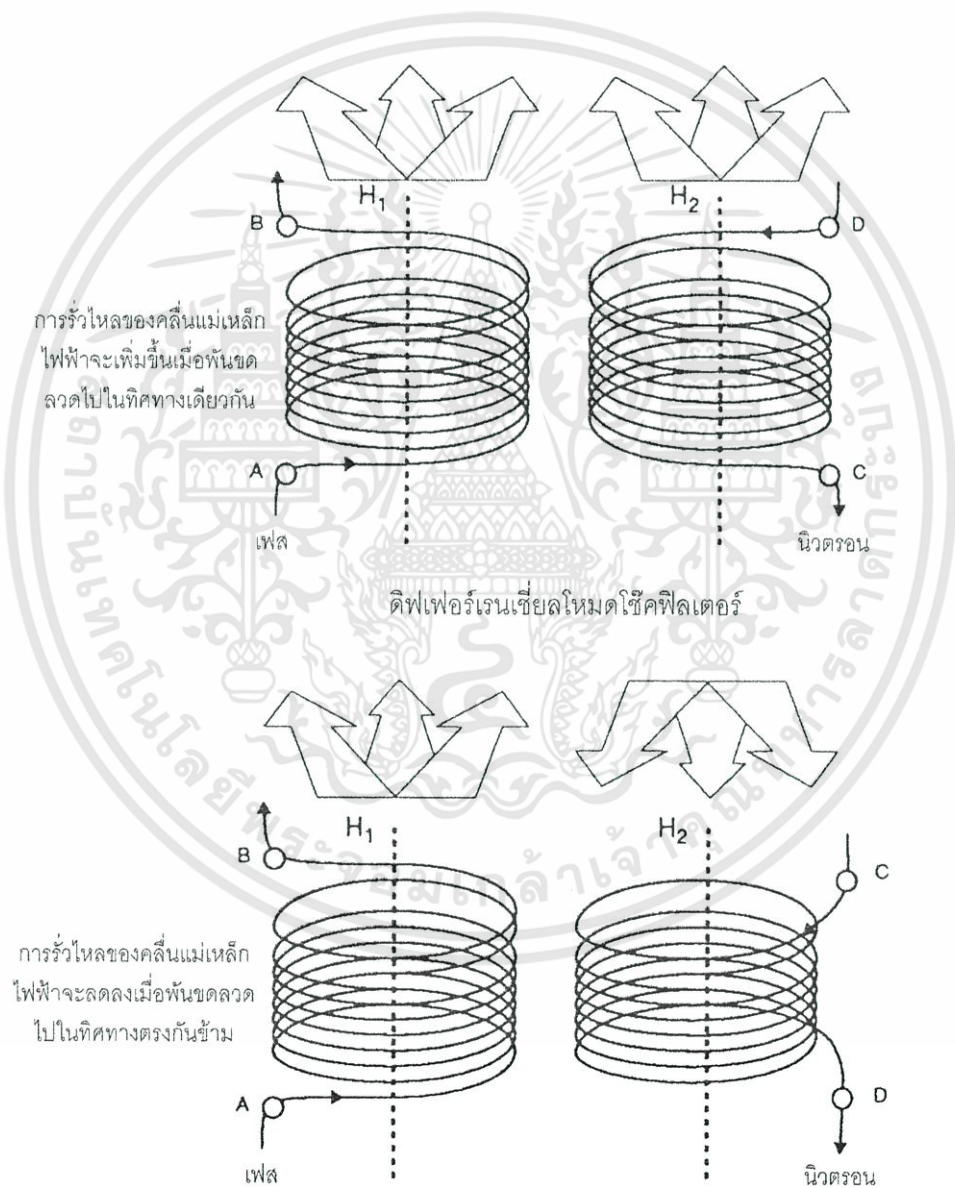
รูปที่ 4.4 รูปในวงจรที่มีกระแสไหลผ่านแล้วทำให้เกิดการเคลื่อนตัวของสนามคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.5 การเดินสายของอุปกรณ์ภายในวงจรเพื่อลดพื้นที่ลูปการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ไขว้ลายปรีนที่มีกระแสสูงไหลผ่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
**รูปที่ 4.6** การลดสัญญาณรบกวน โดยการเดินลายวงจรและพื้นที่ขดลวดฟิเดออร์กลับทิศทาง

#### 4.5.1 การรบกวนของสนามแม่เหล็กจากทรานส์ฟอร์มเมอร์และ ไซค์

ในอุปกรณ์ที่เกิดสนามแม่เหล็กจะมีประสิทธิภาพดีและความร้อนน้อยแต่ไม่ดีสำหรับสัญญาณรบกวน EMI ผู้ออกแบบจะต้องใช้ค่าแฟลเตอร์ที่ดีที่สุดของแมกเนติกคอร์ให้ทำงานใกล้เคียงจุดอิ่มตัว โดยที่การรบกวนของค่าอินดักแตนซ์จะเป็นพารามิเตอร์หลักที่ไม่สามารถควบคุมได้ อย่างไรก็ตามเราสามารถวิเคราะห์หาวิธีลดค่าการรบกวนได้ดังนี้

- พยายามหาอุปกรณ์ที่เกิดสนามแม่เหล็กที่แสดงถึงวงรอบการทำงานแทนแบบรอบการทำงานเป็นสี่เหลี่ยม

- สำหรับแหล่งจ่ายไฟที่มีค่าแรงดันต่ำแต่ให้กระแสสูงต้องใช้อุปกรณ์ที่สามารถติดบนแผ่นวงจรพิมพ์ได้โดยไม่ต้องเดินสาย

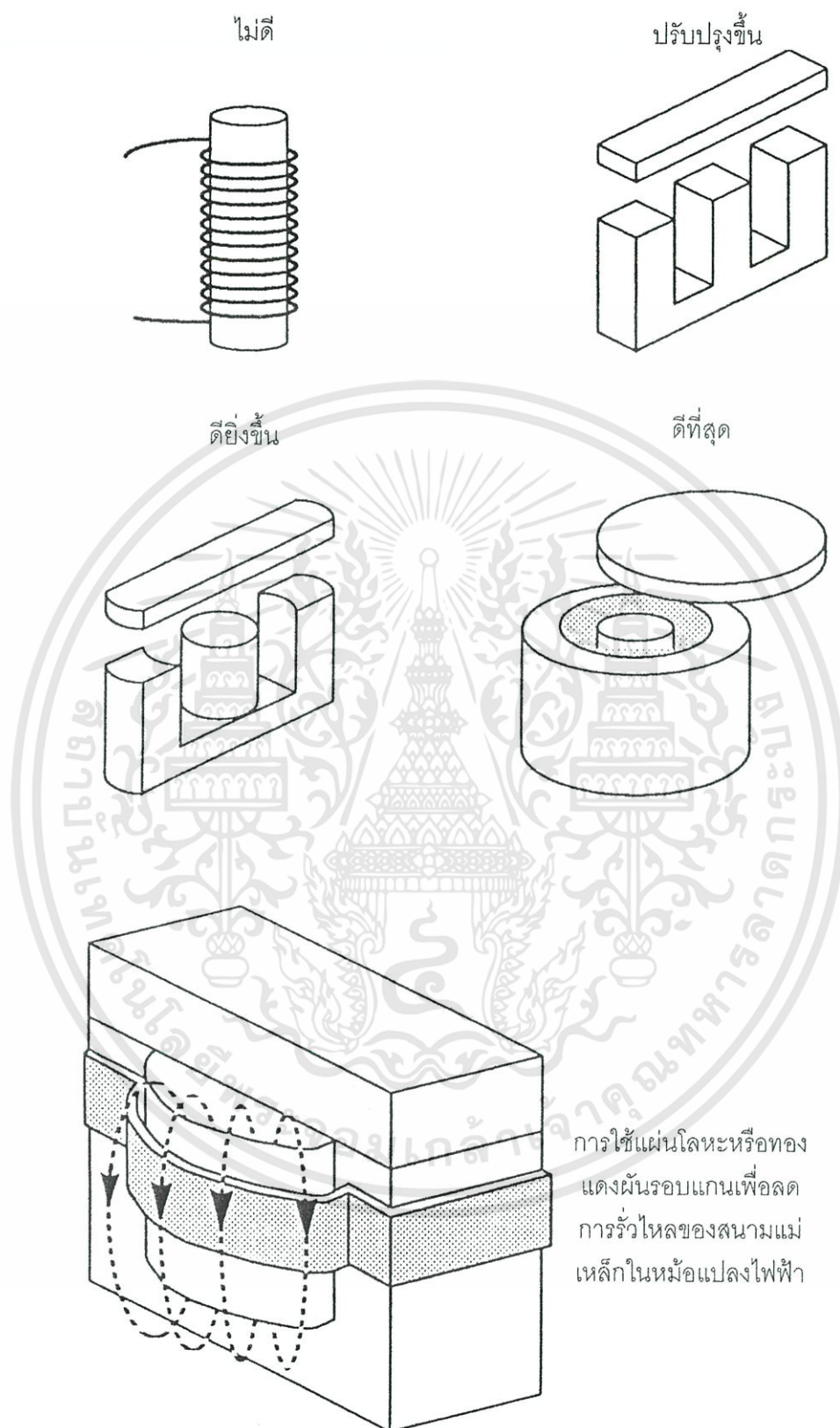
- ตัวแกนแม่เหล็กและการติดตั้งหม้อแปลงให้ทำตามหรือมีรูปแบบใกล้เคียงกับรูปที่ 4.7

- ถ้ามีการรบกวนของสนามแม่เหล็กสูงมาก จึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีการชิลด์ตัวหม้อแปลง โดยปกติในการทดสอบที่ระยะ 10 cm ของหม้อแปลงที่มีโหลดเต็มปรากฏว่ามีค่าสนามแม่เหล็กรบกวนเท่ากับ 1 mG เทียบได้กับ 0.08 A/m หรือ 98 dBuA/m ที่ฮาร์โมนิกส์แรกจะอยู่ในช่วง 20 ถึง 50 KHz จะไม่ผ่านตามมาตรฐาน MIL-STD-461 หรือ VDE 871 ถ้ามีความแรงมากกว่า 10 เท่า หรือเท่ากับ 10 mG จะแสดงได้ว่าเกิดปัญหา EMI ในการเชื่อมต่อสัญญาณนาฬิกา ที่ความถี่นี้จะเกิดการเหนี่ยวนำในวงจรเท่ากับ  $0.3 \text{ mV/cm}^2$

ในการชิลด์ทรานส์ฟอร์มเมอร์จะทำได้โดยใช้แผ่นทองแดงมาพันรอบตัวตรงกลางบอบบิ้นของทรานส์ฟอร์มเมอร์ โดยประมาณความกว้างของแผ่นทองแดงให้เท่ากับครึ่งหนึ่งของความสูงบอบบิ้น หลักการทำงานคือจะไปเหนี่ยวนำกระแสที่เกิดขึ้นเป็นวงจากบนลงล่าง เป็นผลทำให้เกิดการลดทอนและต่อต้านไม่ให้เกิดการสูญเสียทางสนามแม่เหล็ก ถ้าเราสามารถคาดคะเนทิศทางของการสูญเสียทางสนามแม่เหล็กได้โดยสามารถตัดตัวแปรออกไป 2 – 3 ค่า และถ้าต้องการลดค่าการสูญเสียทางสนามแม่เหล็กมากกว่านี้ก็สามารถทำได้โดยทำกล่องปิดที่ทำจากเหล็กหรือวัสดุที่มีส่วนผสมของเหล็ก

ขดลวดตัวนำที่ใช้กับส่วนวงจรลดทอนสัญญาณรบกวนทาง EMI จะต้องมีคุณลักษณะที่คล้ายกันกับขดลวดรอบตัวแกนแม่เหล็ก ดังนั้นผู้ออกแบบจำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงการแก้ไขสัญญาณรบกวนจากกระแสไหลวนผ่านสายตัวนำกับปัญหาสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายทางอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังเป็นลิขสิทธิ์ของเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.7 วิธีการลดการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้า

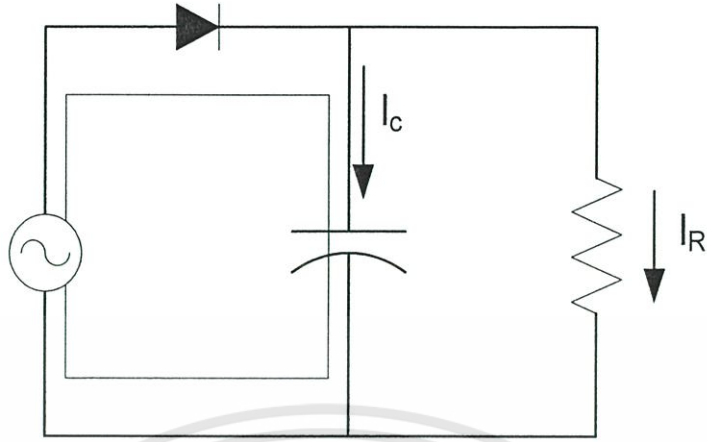
#### 4.5.2 แหล่งจ่ายไฟ

ในส่วนของบอร์ดกำลังงาน วิธีปฏิบัติที่ดีคือจะต้องนำส่วนพื้นที่ทองแดงหลายๆออกไป โดยจะนำส่วนของพื้นที่ทองแดงหลายๆ ไปใช้สำหรับด้านปฐมภูมิของวงจรเรกติไฟเออร์ที่จะแปลงเป็นแรงดันกระแสตรงด้านบวกหรือลบและใช้สำหรับส่วนที่มีกระแสไฟด้านออกสูงๆ ถ้าสามารถใช้แผ่นวงจรพิมพ์แบบหลายหน้าได้ก็จะมีวิธีการลด ขนาดของอุปกรณ์แพร่กระจายสามารถลดทอนได้ โดยการเดินสายที่นำกระแสตรงข้ามกันระหว่างแผ่นวงจรพิมพ์บนและล่างหรือระหว่างชั้นที่ติดกัน

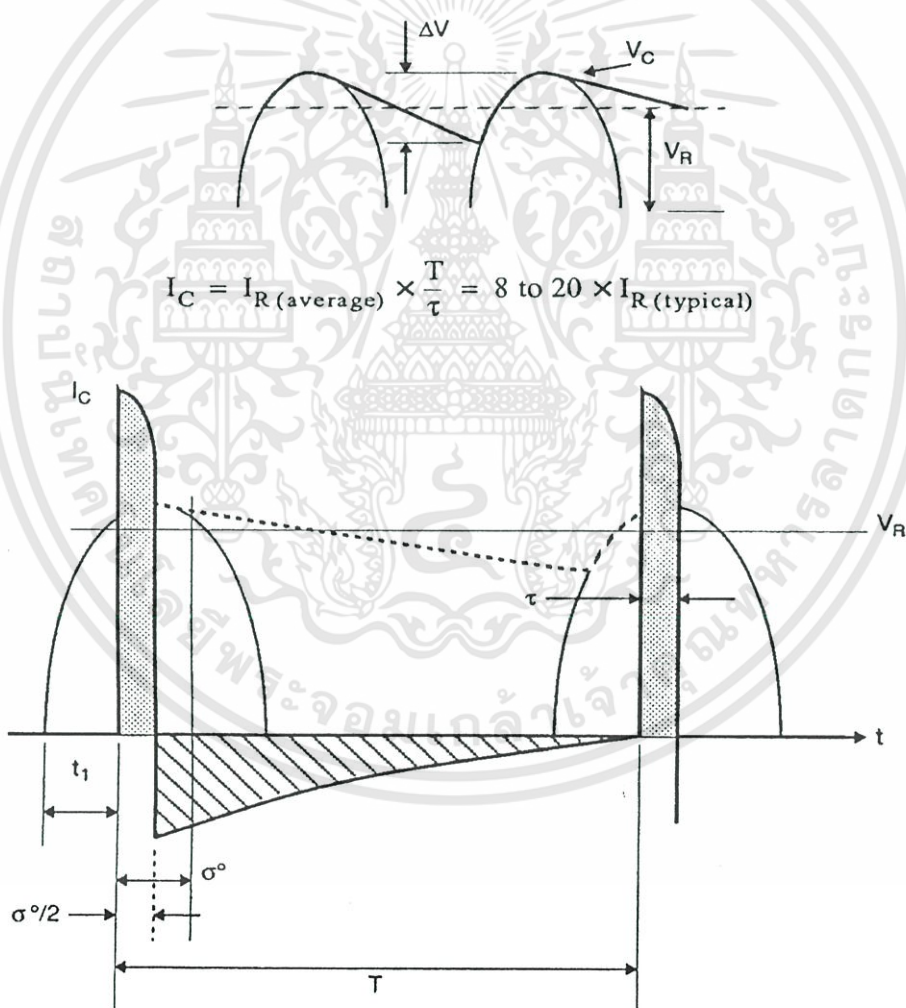
#### 4.5.3 อุปกรณ์ทำงานทุติยภูมิ

ในส่วนอุปกรณ์ทำงานทุติยภูมิจะนำพากระแสในรูปแบบพัลส์ที่อาจจะบิดเบี้ยวได้ เนื่องมาจากการออกแบบวงจรที่ไม่ดีดังรูปที่ 4.8 เมื่อรูปคลื่นกระแสที่ออกมาจะทำให้เกิดสัญญาณฮาร์โมนิกส์ต่างๆมากขึ้น ในการลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนในรูปนี้ควรที่จะควบคุมพื้นที่และรูปคลื่นกระแส ในที่นี้รูปคลื่นกระแสควรที่จะถูกขยายออกให้ใกล้เคียงกับเส้นตรง การใช้เรกติไฟเออร์แบบฟูลบริดจ์จึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะช่วยลดปัญหาตรงรูปนี้ โดยหลักการจะไปเพิ่มค่า  $I_{peak}$  และ ลดค่า  $T$  แต่ถ้าต้องการเพิ่มเกนซ์โดยการเพิ่มขดลวดตัวนำระหว่างวงจรเรกติไฟเออร์กับตัวเก็บประจุ จากที่ใช้เรกติไฟเออร์แบบฟูลบริดจ์จะทำให้สเปคตรัมของกระแสเปลี่ยนไปจาก  $1/F$  เป็น  $1/F^2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) แสดงรูปกระแสในวงจรเรกติไฟเออร์ที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

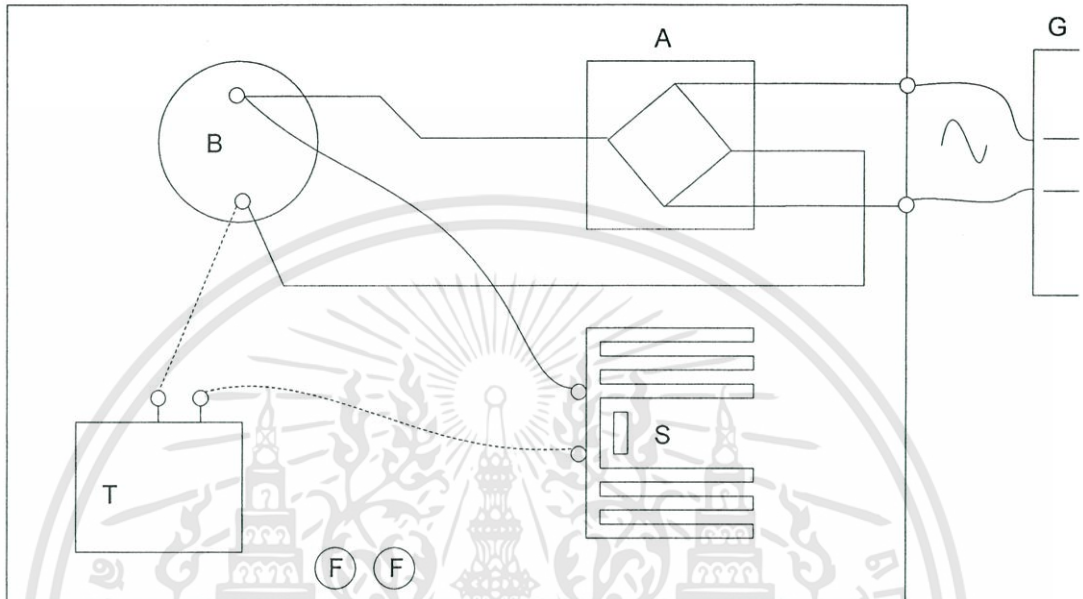


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 (ข) แสดงกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุในทางทฤษฎีและที่เกิดการ over shoot  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

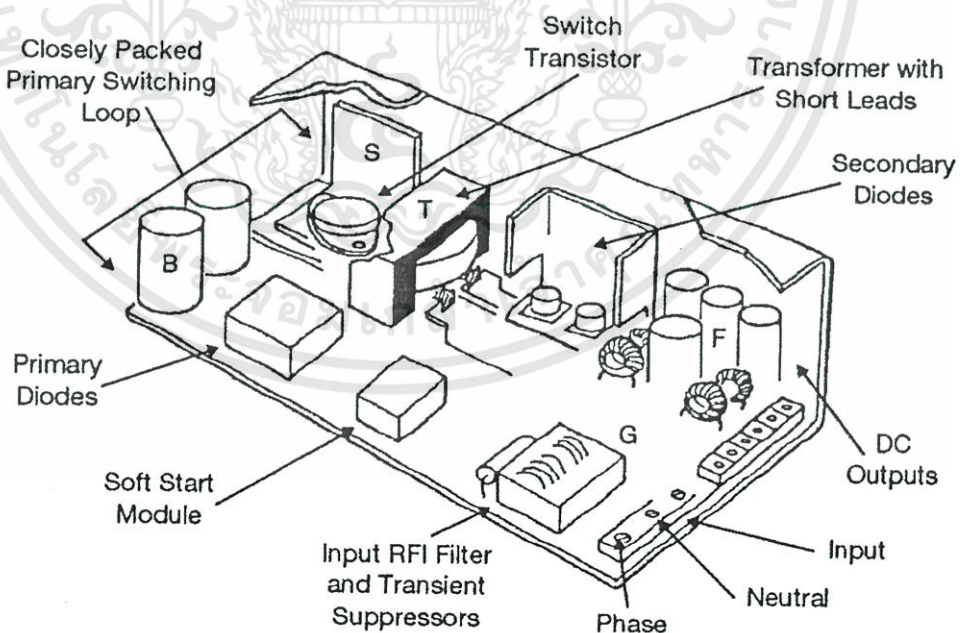
รูปที่ 4.8 แสดงวงจรเรกติไฟเออร์ที่มีกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ

#### 4.5.4 กลไกการเกิดสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในต่อการจัดวางวงจร

ในการออกแบบที่ต้องการลดพื้นผิวหน้าทีก่อให้เกิดลูบการแพร่กระจายสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.9 (ก) แสดงการผังการจัดวางวงจรสวิตซ์ซิ่งโหมคเพาเวอร์ซัพพลายเบื้องต้นที่ไม่ได้คำนึงถึงผลกระทบทาง EMI



(ก) แสดงผังการจัดวางอุปกรณ์แบบไม่คำนึงถึงผลกระทบต่อสัญญาณรบกวน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 (ข) แสดงการจัดวางอุปกรณ์บนแผ่น PCB ของวงจรสวิตซ์ซิ่งโหมคเพาเวอร์ซัพพลายที่ดี  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.9 ตัวอย่างเปรียบเทียบแสดงการจัดวางอุปกรณ์ของวงจรสวิตซ์ซิ่งโหมคเพาเวอร์ซัพพลาย

จากรูปที่ 4.9 (ก) ที่ไฟฟ้าเข้า AC ไม่มีการใส่วงจรฟิลเตอร์ซึ่งอยู่นอกวงจรคืออักษร (G) เป็นผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวน EMI ทั้งภายในและภายนอก

ในส่วนของวงจรไดโอดแบบบริดจ์ (A) และ คาปาซิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์ (B) มีการเดินสายสัญญาณที่ห่างกันมากทำให้เกิดลูปพื้นที่ การแพร่กระจายสัญญาณรบกวนที่กระแส 50 Hz

ในส่วนของคาปาซิเตอร์ (B), ทรานฟอเมอร์ (T) และ สวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์ (S) ทั้งหมดนี้จะเป็นอุปกรณ์หลักที่ทำให้เกิดลูปการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนของวงจร ทำให้ผู้ออกแบบจำเป็นต้องทำการลดทอนหรือจำกัดต้นกำเนิดสัญญาณรบกวนให้ได้

ในส่วนของเอาต์พุตฟิลเตอร์ (F) จะช่วยลดสัญญาณฮาร์มอนิกที่เกิดจากการสวิตช์

จากรูปที่ 4.9 (ข) แสดงถึงการจัดวางเลย์เอาต์ที่ดี โดยมีการคำนึงถึงผลกระทบในการวางอุปกรณ์ต่อสัญญาณรบกวน ที่ด้านไฟกระแสสลับขาเข้าได้มีการต่อผ่าน (G) ทำให้จำกัดสัญญาณรบกวน EMI ภายในและภายนอกได้ส่วนหนึ่งก่อนที่จะนำเข้าวงจร เปรียบได้ดังวงจรมีส่วนป้องกันสัญญาณรบกวนก่อนเข้าที่ดี ทำให้ไม่เกิดการคลีปลิงระหว่างด้านขาเข้าและขาออก

การออกแบบโดยวาง (B), (T) และ (S) ให้อยู่ใกล้ๆ กันจะทำให้สามารถจำกัดลูปการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนความถี่สูงได้ โดยที่ในส่วนของระยะห่างระหว่างวงจรไดโอดแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงและคาปาซิเตอร์ F ที่ใช้สำหรับรีปีลกระแส จะเป็นลูปแรกที่มีการสวิตช์สัญญาณ เมื่อ (B), (T) และ (S) ทำการเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เกิดการสวิตช์ที่ตัวทรานซิสเตอร์ โดยที่ขาคอลเลกเตอร์ติดกับฮีตซิงค์จะส่งผ่านกระแสคอมมอน โหมดไปยังฐานโลหะหรือกล่องเหล็กที่หุ้ม

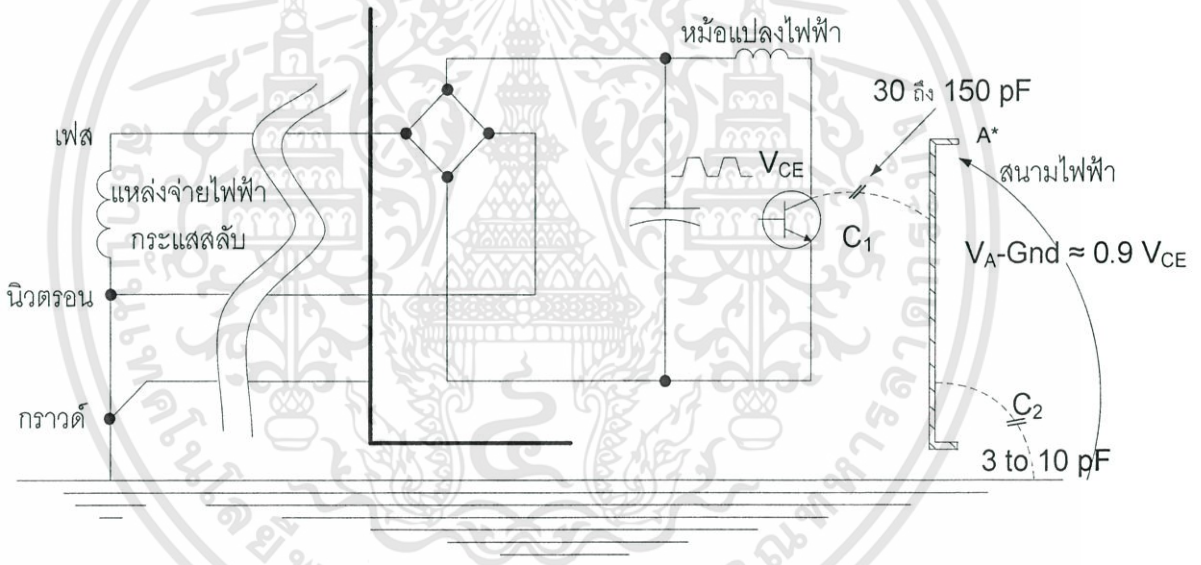
อย่างไรก็ตามมีความเป็นไปได้ที่ในอนาคตจะสามารถพัฒนาให้สามารถนำด้านขาเข้าและขาออกมาอยู่ใกล้กันหรือด้านเดียวกันได้ โดยที่ส่วนที่เป็นต้นกำเนิดสัญญาณรบกวนลูปแรกจะนำกระแสผ่านไปยังส่วนแรงดันขาออกของวงจร ถ้าเรานำขั้วต่อทั้งหมดให้มาอยู่ภายในด้านเดียวกันเป็นการลดกระแสคอมมอน โหมดความถี่สูงที่มีการไหลผ่านฐานโลหะของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 การชดเชยวงจรสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

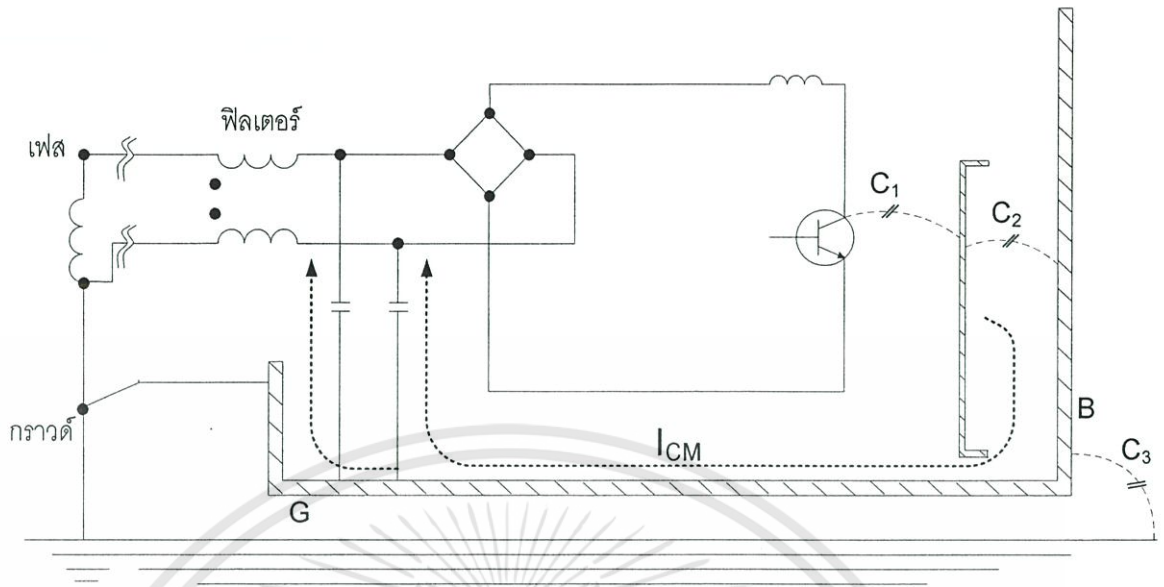
ในการชดเชยวงจรสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ดี ต้องมีการเลือกวัสดุตัวนำและมีการศึกษาชนิดของโลหะที่มีค่าซึมซับสนามแม่เหล็กมาเป็นอย่างดี โดยจะต้องเลือกวัสดุตัวนำตามความต้องการนำไปใช้งาน

วงจรสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายที่มีความถี่ 100 kHz และมีกำลังงานต่ำกว่า 100 W โดยทั่วไปเราสามารถออกแบบให้ผ่านขีดจำกัดโดยไม่ต้องมีการชดเชยได้ อย่างไรก็ตามจะมีกระแสคอมมอน โหมดไหลผ่านสวิตซ์ซิงค์เป็นวงรอบจนถึงส่วนที่เป็นตัวโครงของเครื่อง ในส่วนนี้ที่สวิตซ์ซิงค์จะทำหน้าที่คล้ายแรงดันขับสัญญาณส่งไปยังกราวด์ที่เปรียบเสมือนสายอากาศที่คอยส่งสัญญาณออกไป ดังนั้นถ้าเราทำการต่อ สวิตซ์ซิงค์ลงกราวด์จะช่วยลดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศได้ แต่สัญญาณรบกวนผ่านทางสายตัวนำหรือกระแสคอมมอน โหมดจะไหลผ่านกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้น เป็นผลทำให้การทดสอบสัญญาณรบกวนผ่านทางสายตัวนำแยกลง



รูปที่ 4.10 วงจรสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ไม่มีกล่องชดเชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดงการเกิดกระแสคอมมอน โหมดของวงจรที่มีกล่องชิลด์หุ้ม

ในรูปที่ 4.11 ถ้ากล่องไม่ได้ทำการปิดทั้งหมดจะมีกระแสคอมมอน โหมดไหลวนอยู่ในเฟรม เปรียบเทียบกับกล่องที่มีแผ่น โลหะครอบคลุมทั้งหมดจะไม่มีแรงดันตกคร่อมระหว่าง B กับ G และ เฟรมทำให้ไม่เกิดการแพร่กระจายสัญญาณออกมา

ที่วงจรสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายกำลังสูงและความถี่สูงๆ จะมีระดับการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนเพิ่มมากกว่าเดิมด้วย การชิลด์ตัวกล่องจึงจำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงความถี่หลักของวงจรสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ระยะใกล้ๆ สนามคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะอยู่ในรูปแบบของสนามแม่เหล็ก อธิบายได้ว่าคลื่นสนามมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำหรือน้อยกว่า  $\lambda/2\pi$  จากแหล่งกำเนิด การออกแบบโดยการชิลด์กล่องจะทำให้ยากมาก ดังเช่นที่ความถี่ต่ำๆ (<10 kHz) การป้องกันสนามแม่เหล็กจำเป็นที่จะต้องใช้เหล็กหนาไม่น้อยกว่า 1 mm หรือโลหะที่มีค่าซึมซับสนามแม่เหล็ก  $\mu_r$  มากกว่า 1,000 และที่ความถี่น้อยกว่า 100 kHz จะป้องกันได้ง่ายกว่าคือสามารถใช้แผ่นอลูมิเนียม, ทองแดงหรือเหล็กที่มีความหนาน้อยกว่า 0.8 mm ก็ได้ ที่ความถี่ 100 kHz ระยะทดสอบห่างจากแหล่งกำเนิด 5 เซนติเมตร โดยใช้แผ่นอลูมิเนียมหนา 0.8 mm ชิลด์ตัวกล่องของวงจรสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะลดทอนสัญญาณสนามแม่เหล็ก (H) อยู่ประมาณ 55 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ใช้กล่องซิลิค์ให้ทำการแยกส่วนแหล่งกำเนิดของ  $dV/dt$  หรือ  $dI/dt$  หรือแยกอุปกรณ์ที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กออกจากสลอตหรือช่องเปิด ในทางทฤษฎีโดยปกติจะต้องทำการลดทอนค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าให้มากที่สุด โดยการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนจากระยะห่างจากแหล่งกำเนิด  $D$  โดยจะต้องมีขนาดมากกว่า 3 เท่าของระยะช่องเปิดที่กว้างที่สุด  $\ell$  ที่ปลายส่วนมุมกล่องซิลิค์จำเป็นที่จะต้องเชื่อมโลหะเข้าด้วยกัน และส่วนที่ต้องใช้สกรูนั้นต้องออกแบบให้มีขนาด  $\ell$  มีขนาดน้อยที่สุดโดยให้คำนึงถึงระยะห่างของ  $D/\ell > 3$  โดยมีหลักการเดียวกันกับการออกแบบความกว้างของสลอตและช่องเปิดของกล่องซิลิค์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# การทดสอบความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแส และการแพร่กระจายทางอากาศ

### 5.1 เป้าหมายวัตถุประสงค์

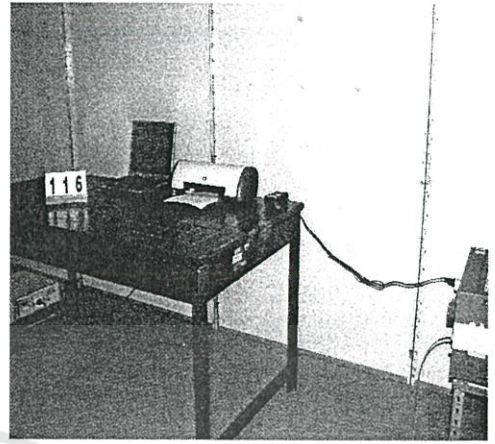
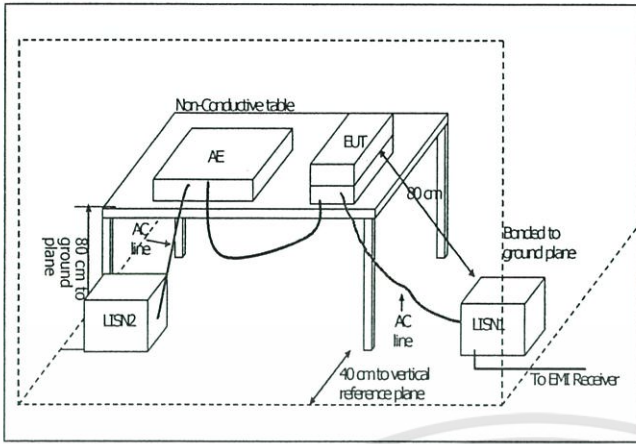
ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอผลกระทบและหาวิธีการลดสัญญาณรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยทำการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดจากกระแสภายในวงจรสวิตซ์ซึ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลายกับสัญญาณรบกวนในรูปการแพร่กระจายคลื่นทางอากาศ โดยทำการลดทอนกระแสที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน โดยใช้เทคนิคการจัดสมดุลย์กระแส จากนั้นจึงทำการทดสอบสัญญาณรบกวนทางอากาศเพื่อเปรียบเทียบผลว่าสามารถลดทอนลงได้หรือไม่ เพื่อเป็นการแก้ปัญหาที่จุดเกิดเหตุของการรบกวนทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

### 5.2 การทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

#### 5.2.1 การทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ (Conducted Emission)

เป็นการทดสอบการหาระดับสัญญาณที่ออกมาจากผลิตภัณฑ์ที่ย้อนกลับเข้าไปในแหล่งจ่ายไฟฟ้า (AC main supply) โดยมีสายตัวนำเป็นตัวกลางในการส่งผ่าน (coupling path) ในการทดสอบนี้จะต้องนำตัวอย่างที่ทำการทดสอบ ไปจัดวางในห้องปิดกั้นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (shielded room) แล้ววัดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการทำงานของอุปกรณ์ที่ถูกทดสอบ โดยอ่านค่าที่วัดได้โดยใช้เครื่องวัดสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI receiver) โดยค่าที่ทำการวัดได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับค่าขีดจำกัด (limit line) ของแต่ละมาตรฐาน สำหรับรูปแบบในการทดสอบหาระดับสัญญาณรบกวน โดยมีสายตัวนำเป็นตัวกลางในการส่งผ่านแสดงดังรูปที่ 5.1

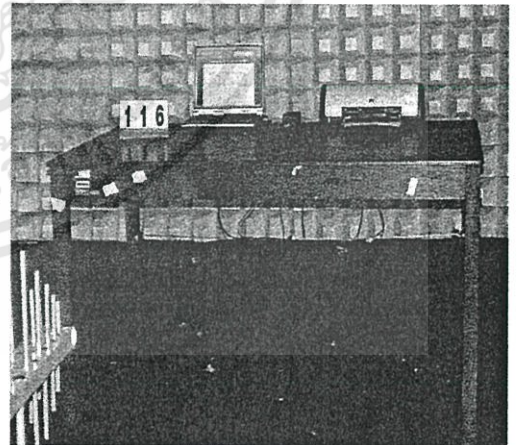
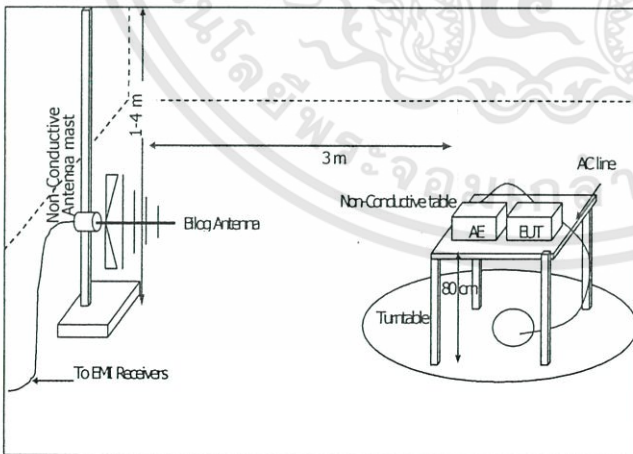
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 การจัดวางผลิตภัณฑ์เพื่อทำการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ

5.2.2 การทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านทางอากาศ (Radiated Emission)

เป็นการทดสอบหาระดับสัญญาณรบกวนที่ออกมาจากผลิตภัณฑ์ที่แพร่กระจายออกไปในอากาศโดยมีอากาศเป็นตัวกลางในการส่งผ่าน การทดสอบนี้จะต้องนำอุปกรณ์หรือผลิตภัณฑ์ที่ต้องการทดสอบไปจัดวางในห้องปิดกั้นคลื่นสนามไฟฟ้าแบบกึ่งไร้คลื่นสะท้อน (Semi-Anechoic Chamber) และไม่มีคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเข้าไปรบกวนการทดสอบ โดยสายอากาศ (Bi-log antenna) ทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณและแสดงผลการวัดที่ได้ที่เครื่อง EMI Receiver โดยมีระยะทดสอบเท่ากับ 3 เมตร เมื่อทำการทดสอบเสร็จจะนำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับค่าขีดจำกัดที่ระบุในมาตรฐาน โดยปกติช่วงความถี่ที่ทำการทดสอบจะเริ่มตั้งแต่ความถี่ 30 MHz ถึง 1 GHz ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 การจัดวางผลิตภัณฑ์เพื่อทำการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านทางอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 การทดสอบวงจรสวิตซ์ซิงโครมคพาเวอร์ซัพพลาย

ทำการออกแบบวงจรสวิตซ์ซิงโครมคพาเวอร์ซัพพลายโดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังต่อไปนี้

- แรงดันอินพุต  $V_{in} = 12$  โวลต์ จากวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น
- วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ความถี่สวิตซ์ซิง 200 kHz
- มอสเฟตเบอร์ IRF3205
- ไดโอดเบอร์ MBR 1545
- ขดลวดเหนี่ยวนำขนาด 120  $\mu\text{H}$
- IC ควบคุมสัญญาณสวิตซ์ซิงเบอร์ UC 3845B
- ค่าดีวีทีไซเคิล 40 %
- แรงดันเอาต์พุต  $V_o = 20$  โวลต์ จ่ายกระแสให้โหลด 1 A

ในการทดสอบจะทำการศึกษาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นภายในวงจร โดยใช้วิธีการวัดที่แตกต่างกัน 4 รูปแบบคือ

1. ทำการวัดในรูปของโดเมนเวลาโดยใช้ออสซิลโลสโคปวัดระหว่างจุดต่างๆในวงจรดังนี้คือ

$V_{GS}$  คือแรงดันที่วัดระหว่างขาเกตเทียบกับขาซอร์ส

$V_{DS}$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมสวิตซ์ของวงจรระหว่างขาเดรนเทียบกับขาซอร์ส

$V_D$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมไดโอดวัดระหว่างขาแคโทดเทียบกับขาแอนโนด

$V_{D'}$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมไดโอดด้านไฟลบริ้วระหว่างขาแคโทดเทียบกับขาแอนโนด

$V_L$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมระหว่างขาของขดลวดเหนี่ยวนำ

$V_{L'}$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมระหว่างขาของขดลวดเหนี่ยวนำด้านไฟลบริ้ว

$V_i$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุอินพุทเทียบกับขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟ

$V_o$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุเอาต์พุทเทียบกับขั้วลบของแหล่งจ่ายไฟ

$V_s$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุอินพุทเทียบกับกราวด์

$V_{ts}$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมขาเดรนเทียบกับกราวด์

$V_{Cbd1}$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{bd1}$  ที่ขาแอนโนดของไดโอดตัวบนเทียบกับกราวด์

$V_{Cbd2}$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{bd2}$  ที่ขาแอนโนดของไดโอดตัวล่างเทียบกับกราวด์

$V_{Cs1}$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{s1}$  ที่อินพุทเทียบกับกราวด์

$V_{Cs1}$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{s2}$  ที่อินพุทเทียบกับกราวด์

$V_{C11}$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{11}$  ที่เอาต์พุทเทียบกับกราวด์

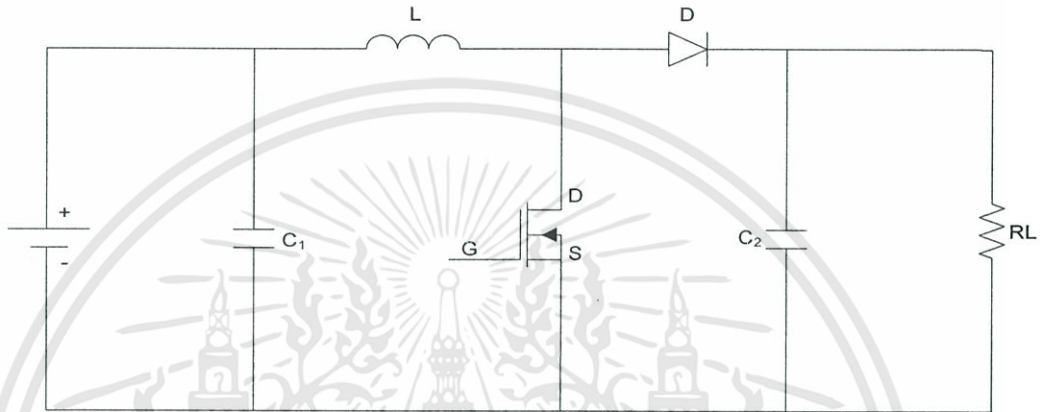
$V_{C12}$  คือแรงดันที่วัดตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_{12}$  ที่เอาต์พุทเทียบกับกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

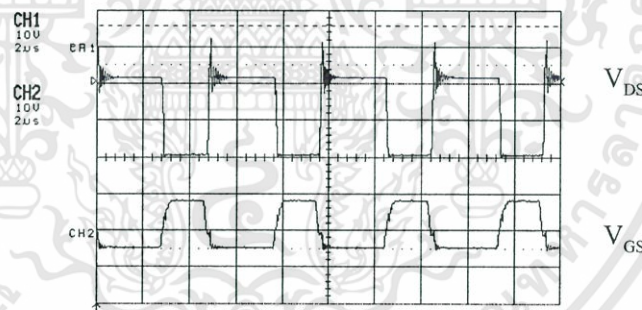
ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม อีเมลที่ส่งมาหาเราจะไม่มีการนำข้อมูลไปใช้

2. ทำการวัดในรูปของโดเมนทางความถี่โดยใช้โพรบกระแสที่ตอบสนองความถี่สูงวัดกระแสสัญญาณรบกวนที่รั่วไหลลงกราวด์ ( $I_{cm}$ )
3. ทำการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ (Conducted Emission)
4. ทำการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ (Radiated Emission)

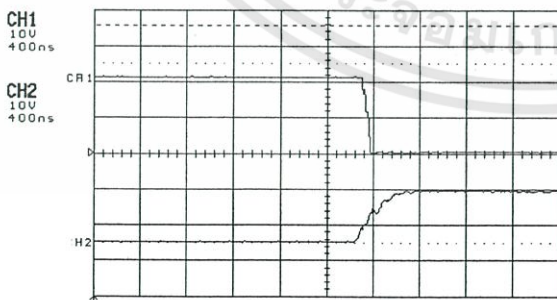
5.3.1 ผลการทดสอบวงจรที่ยังไม่ได้ทำการแก้ไขปรับปรุง



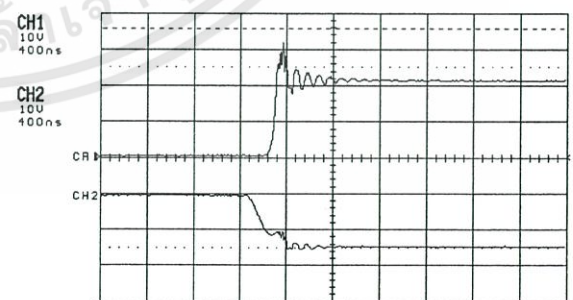
รูปที่ 5.3 วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิม



(ก) แรงดันตกคร่อม  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$

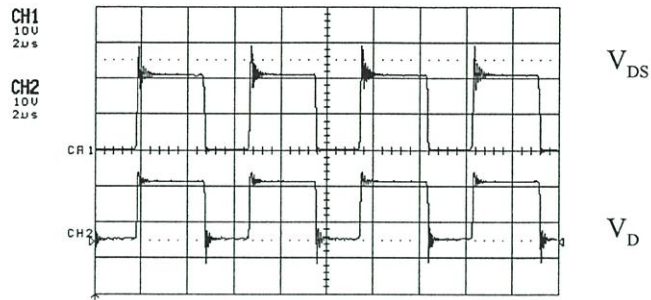


(ข) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มนำกระแส

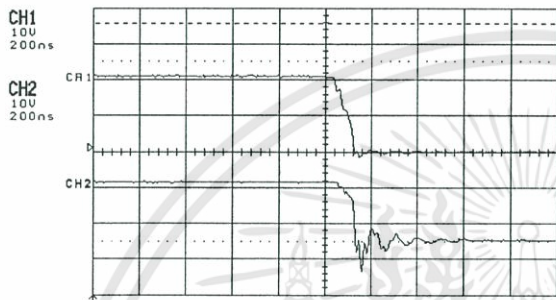


(ค) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

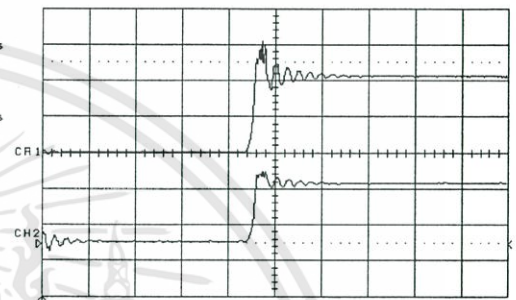
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อส่งเสริมงานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 5.4 เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$   
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) แรงดันตกคร่อม  $V_{DS}$  และ  $V_D$

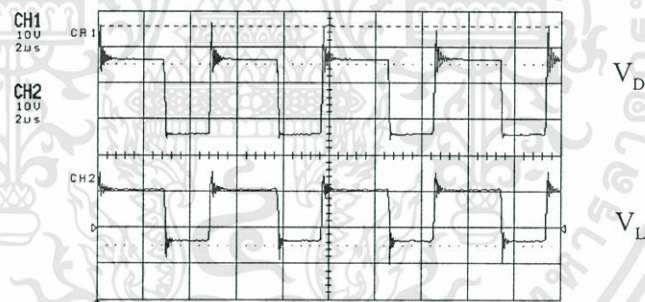


(ข) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มนำกระแส

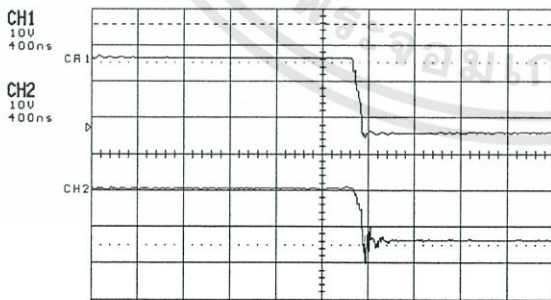


(ค) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

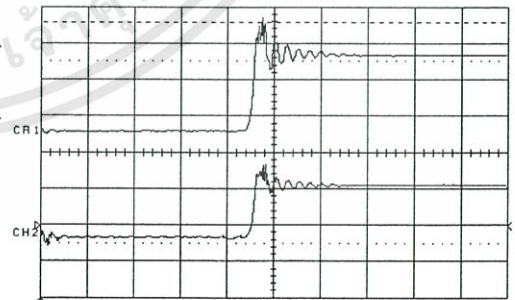
รูปที่ 5.5 เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS}$  และ  $V_D$



(ก) แรงดันตกคร่อม  $V_{DS}$  และ  $V_L$



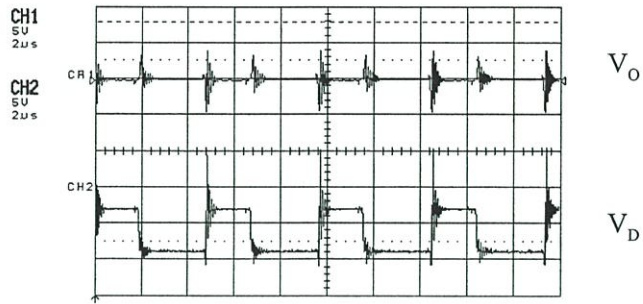
(ข) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มนำกระแส



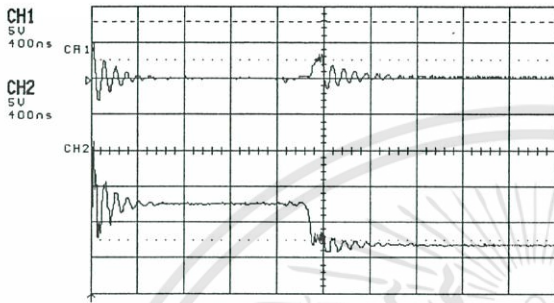
(ค) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

รูปที่ 5.6 เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS}$  และ  $V_L$

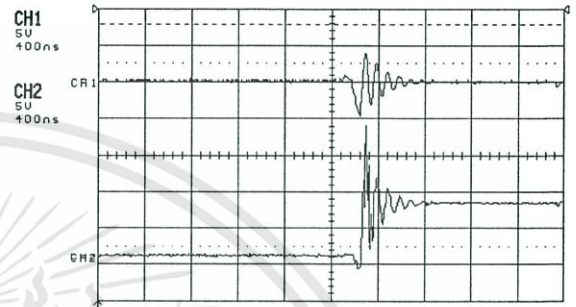
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น มิได้อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) แรงดันตกคร่อม  $V_O$  และ  $V_D$

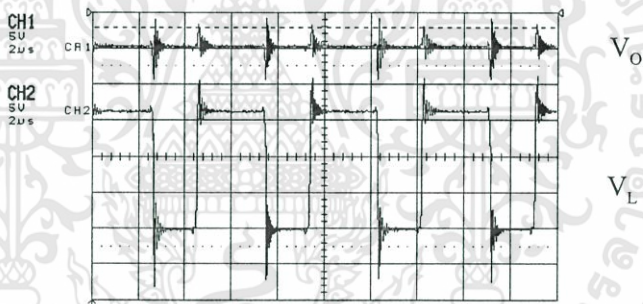


(ข) ช่วงเวลาออสเฟตเริ่มนำกระแส

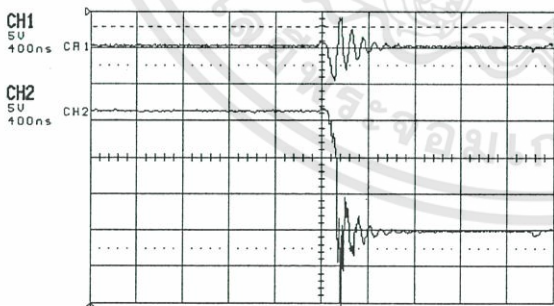


(ค) ช่วงเวลาออสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

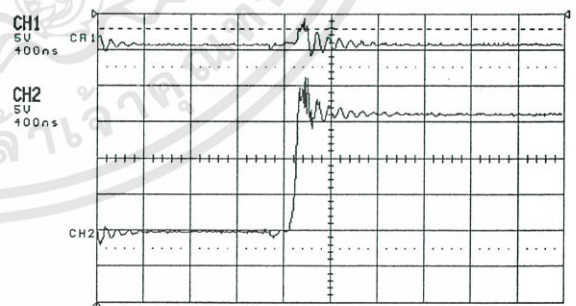
รูปที่ 5.7 เปรียบเทียบแรงดัน  $V_O$  และ  $V_D$



(ก) แรงดันตกคร่อม  $V_O$  และ  $V_L$



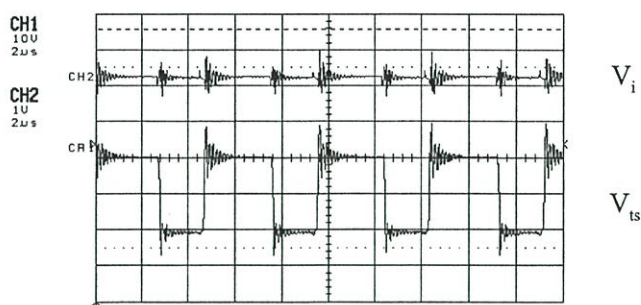
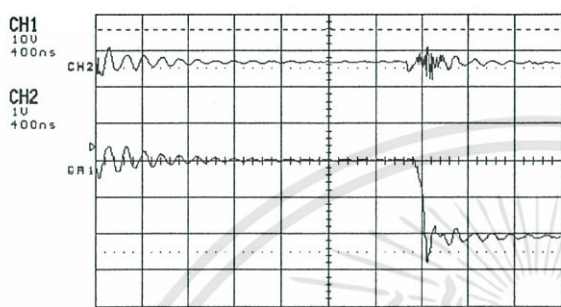
(ข) ช่วงเวลาออสเฟตเริ่มนำกระแส



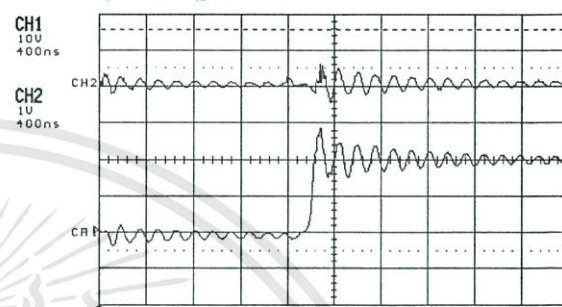
(ค) ช่วงเวลาออสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

รูปที่ 5.8 เปรียบเทียบแรงดัน  $V_O$  และ  $V_L$

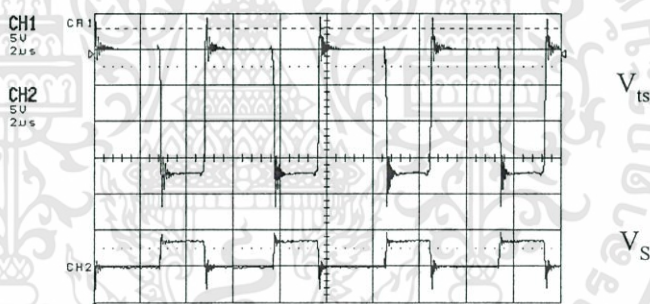
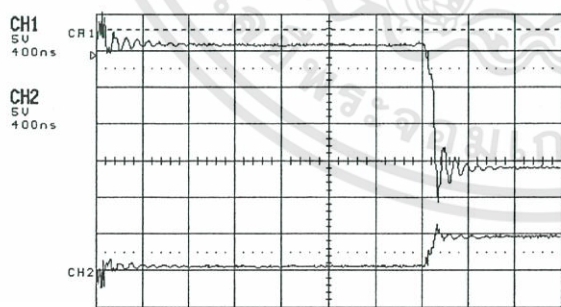
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ก) แรงดันตกคร่อม  $V_i$  และ  $V_{ts}$ 

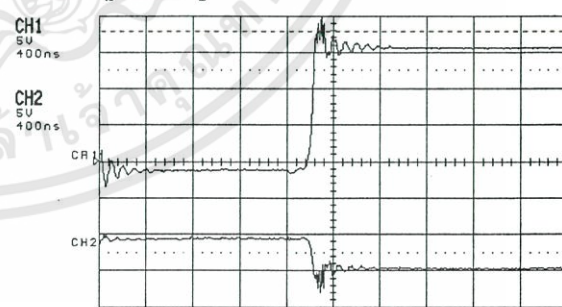
(ข) ช่วงเวลาออสเฟตเริ่มนำกระแส



(ค) ช่วงเวลาออสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

รูปที่ 5.9 เปรียบเทียบแรงดัน  $V_i$  และ  $V_{ts}$ (ก) แรงดันตกคร่อม  $V_{ts}$  และ  $V_s$ 

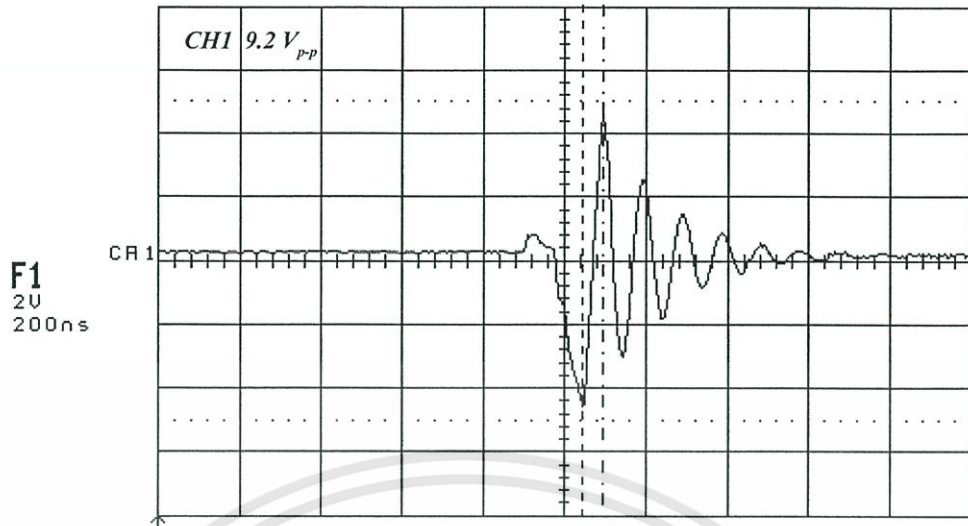
(ข) ช่วงเวลาออสเฟตเริ่มนำกระแส



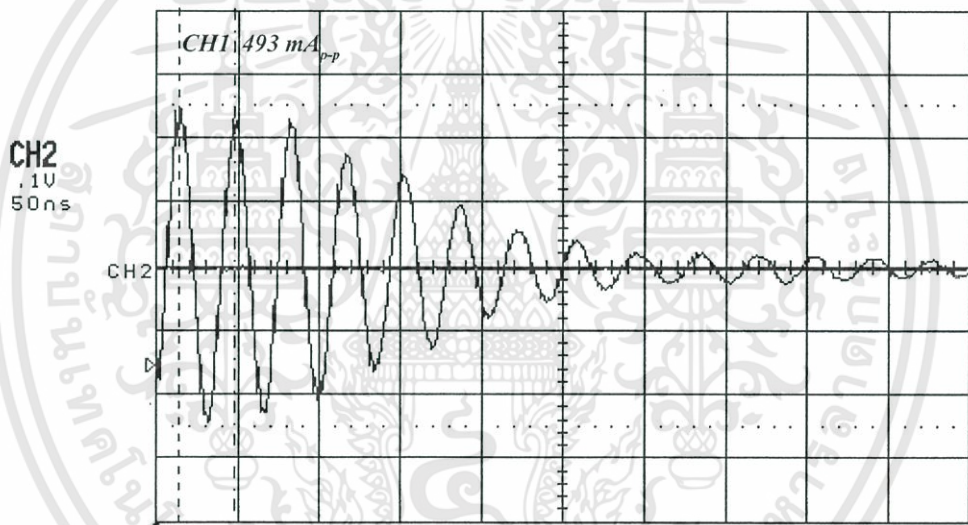
(ค) ช่วงเวลาออสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

รูปที่ 5.10 เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{ts}$  และ  $V_s$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



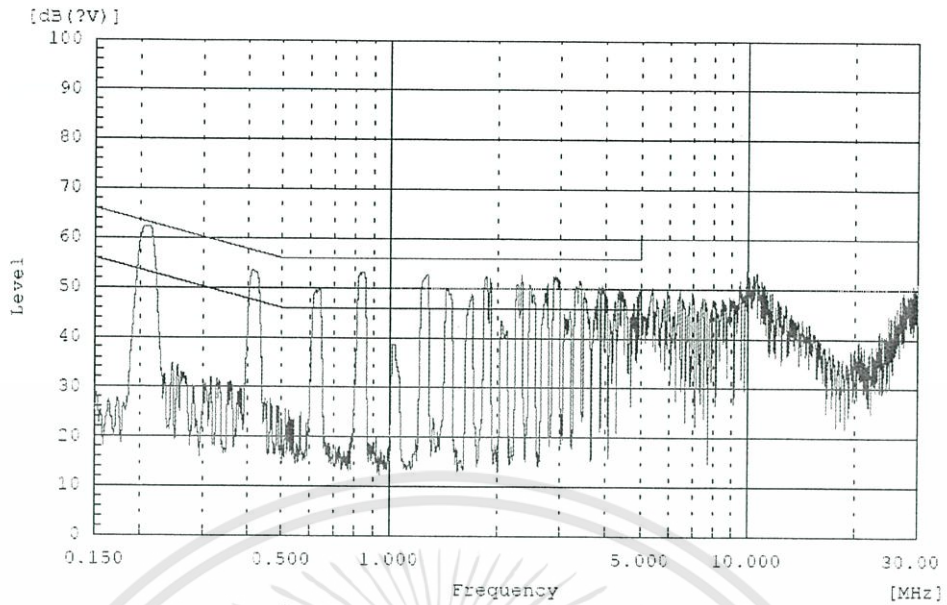
รูปที่ 5.11 แรงดันเอาต์พุตที่มีการแกว่ง



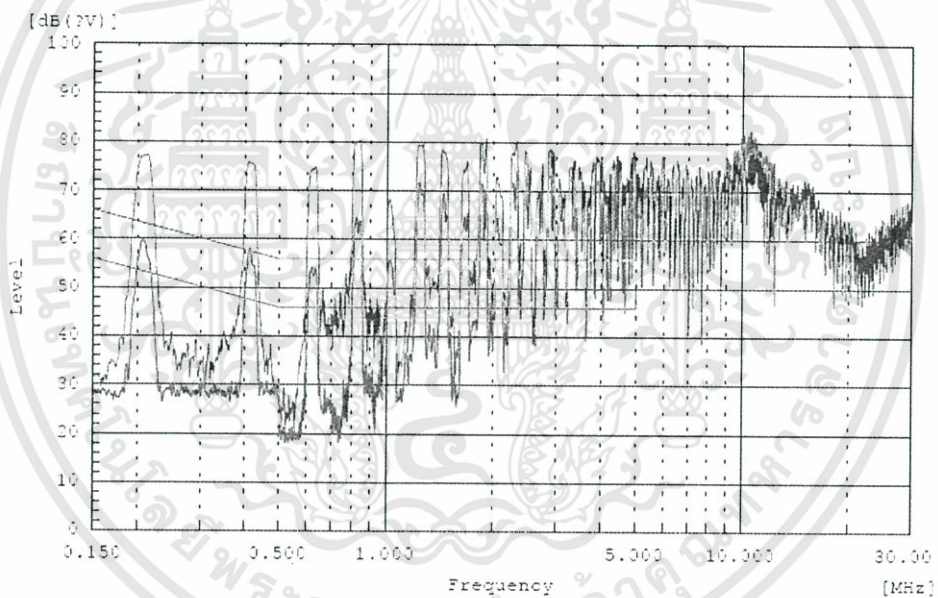
รูปที่ 5.12 กระแสคอมมอน โหมดในแกนเวลา

จากผลการวัดรูปคลื่นสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรจะเห็นได้ว่าขณะที่มอสเฟตเริ่มนำกระแสจะมีสัญญาณที่มีการโอเวอร์ชูทและแกว่งของสัญญาณด้านเอาต์พุตดังในรูปที่ 5.11 จะเห็นได้ว่าการแกว่งของสัญญาณมีค่าถึง  $9.2 \text{ V}_{pp}$  หรือในทุกจุดการทำงานความถี่ในการแกว่งเท่ากับ  $20 \text{ MHz}$  ซึ่งค่าที่ได้จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูง และมีกระแสคอมมอน โหมดไหลลงสู่เฟรมกราวด์สูงดังในรูปที่ 5.12 เป็นการวัดกระแสคอมมอน โหมดซึ่งมีค่ามากถึง  $493 \text{ mA}_{pp}$  (ค่าเฟลคเตอร์ของ RF current probe เท่ากับ 1:1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

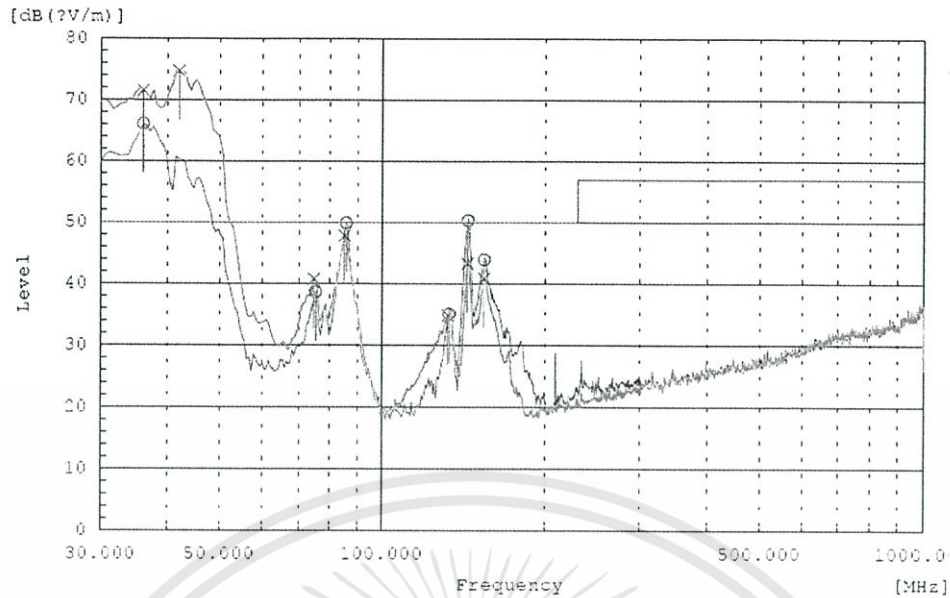


รูปที่ 5.13 กระแสคอมมอนโหมดในแกนความถี่



รูปที่ 5.14 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ

จากรูปที่ 5.13 และ 5.14 แสดงให้เห็นว่าค่ากระแสคอมมอนโหมดที่วัดได้ในแกนความถี่จะเป็นไปในทิศทางเดียวกับผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำโดยช่องห่างของแต่ละยอดจะเท่ากับความถี่ของวงจรที่มีการสวิตซ์คือ 200 kHz ที่ความถี่ 10.7 MHz จะมีค่าความแรงของสัญญาณสูงสุดที่ระดับความแรงเท่ากับ 81.5 dB $\mu$ V ซึ่งผลการทดสอบที่วัดได้เมื่อเทียบกับเอกสารที่เส้นขีดจำกัดจะเกินอยู่ถึง 21.5 dB จึงจำเป็นต้องอย่างยิ่งที่จะต้องทำการแก้ไขวงจรเพื่อที่จะสามารถทำไม่ว่ากรณีให้ผลการทดสอบผ่านมาตรฐานได้ เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

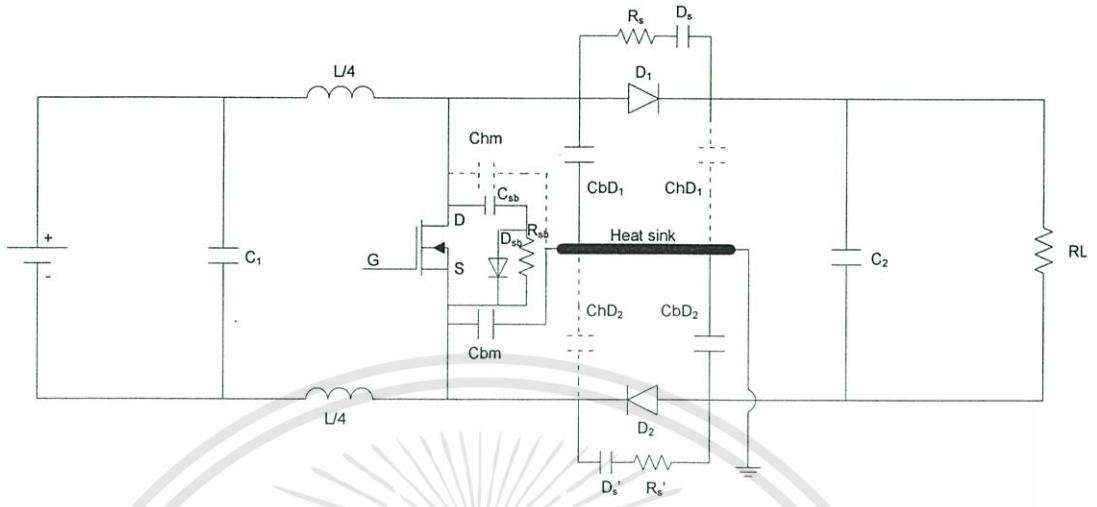


รูปที่ 5.15 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ

เมื่อพิจารณาผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศจะเห็นได้ว่าค่าที่ได้มีความระดับความแรงของสัญญาณสูงเกินกว่าเส้นขีดจำกัดถึง 28 dB ที่ความถี่ 42.03 MHz ซึ่งจากการคำนวณความแรงของสัญญาณสูงสุดของวงจรจะได้ใกล้เคียงกันเป็นผลจากกระแสที่ไหลอยู่ในลูปทางเดินของสัญญาณ ส่วนยอดความถี่ 36 MHz นั้นเกิดจากกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลวนอยู่ในเฟรมกราวด์แล้วทำให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

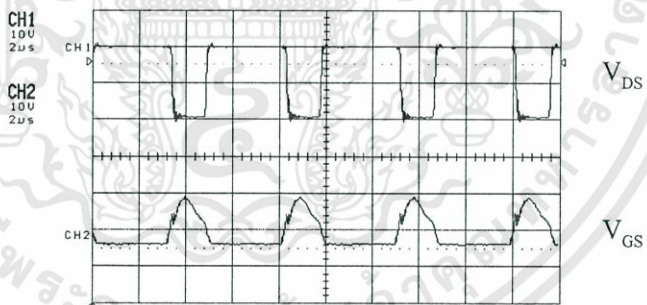
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2 ผลการทดสอบวงจรที่ทำการสมดุลกระแสทางสายนำสัญญาณ

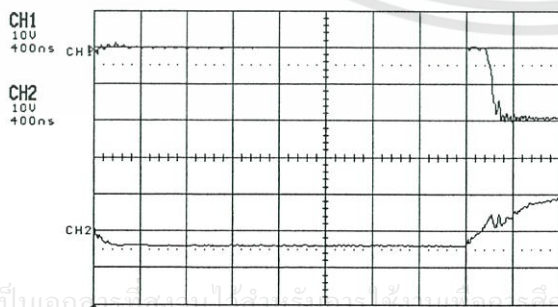


รูปที่ 5.16 วงจรมอดูเลเตอร์ที่ทำการสมดุลกระแสทางสายนำสัญญาณ

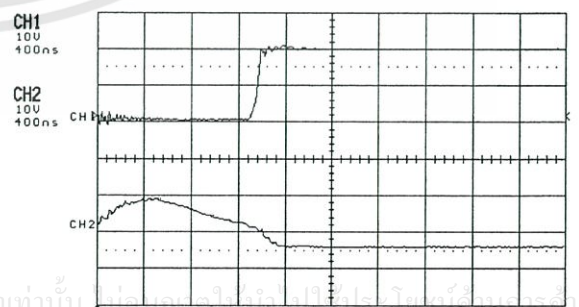
จากรูปที่ 5.16 ได้ทำการต่อวงจรสนับสนุนเพิ่มที่มอสเฟตและไดโอดทั้ง 2 ตัวและได้ทำการชดเชยค่าตัวเก็บประจุแฝง ChD<sub>1</sub>, ChD<sub>2</sub> และ Chm โดยการต่อคาปาซิเตอร์เพิ่ม 3 ตัวคือ CbD<sub>1</sub>, CbD<sub>2</sub> และ Cbm มีขนาดเท่ากับ 1500 PF ทั้ง 3 ตัว



(ก) แรงดันตกคร่อม V<sub>DS</sub> และ V<sub>GS</sub>



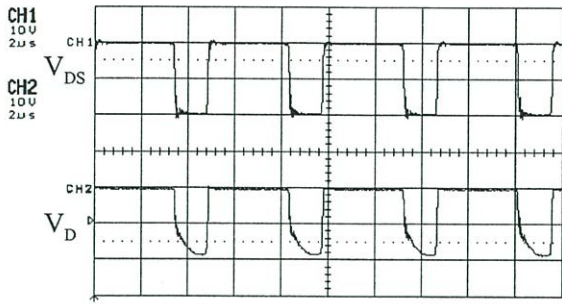
(ข) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มนำกระแส



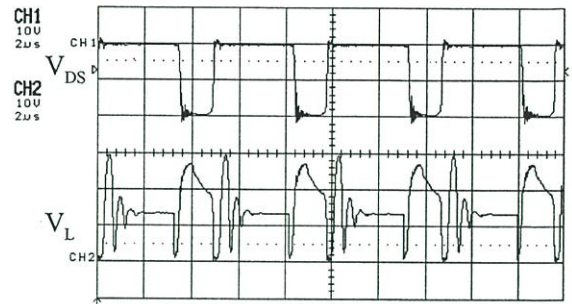
(ค) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

รูปที่ 5.17 เปรียบเทียบแรงดัน V<sub>DS</sub> และ V<sub>GS</sub>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษายเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาใช้

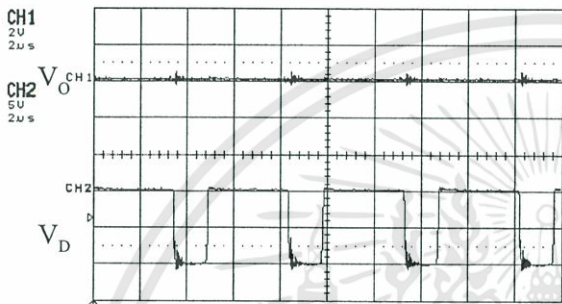


(ก)

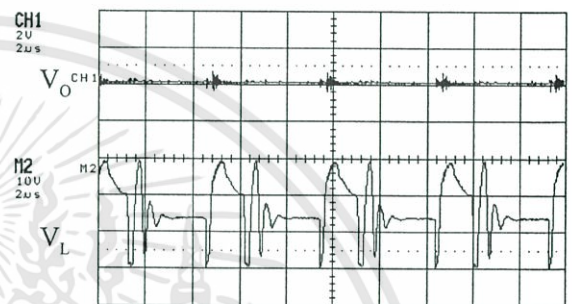


(ข)

รูปที่ 5.18 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS} - V_D$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS} - V_L$

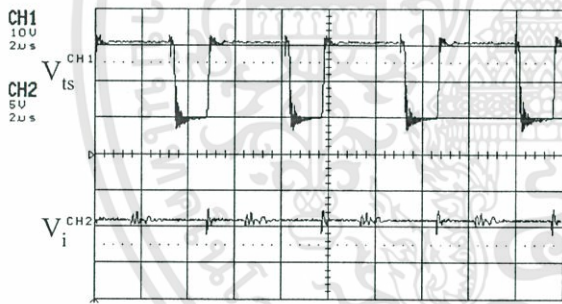


(ก)

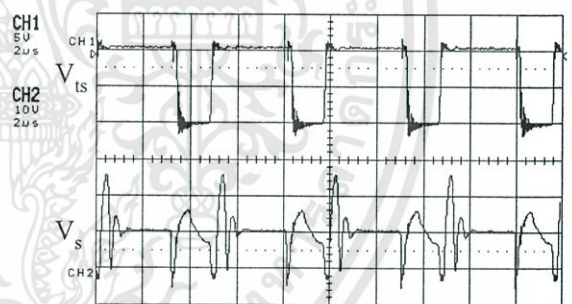


(ข)

รูปที่ 5.19 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_O - V_D$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_O - V_L$

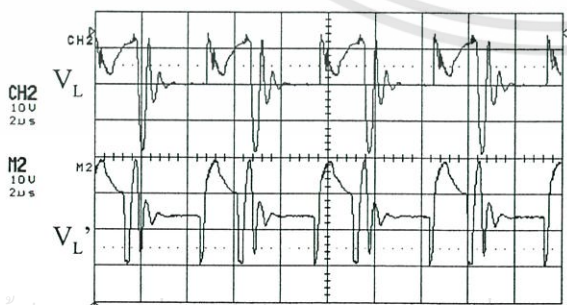


(ก)

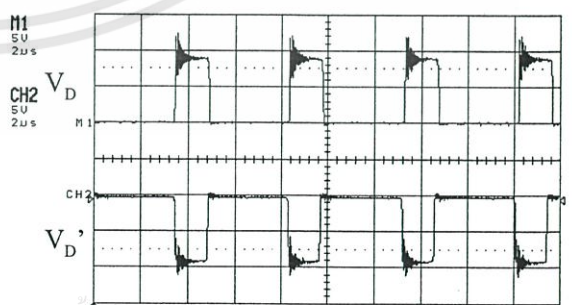


(ข)

รูปที่ 5.20 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{IS} - V_i$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{IS} - V_s$



(ก)

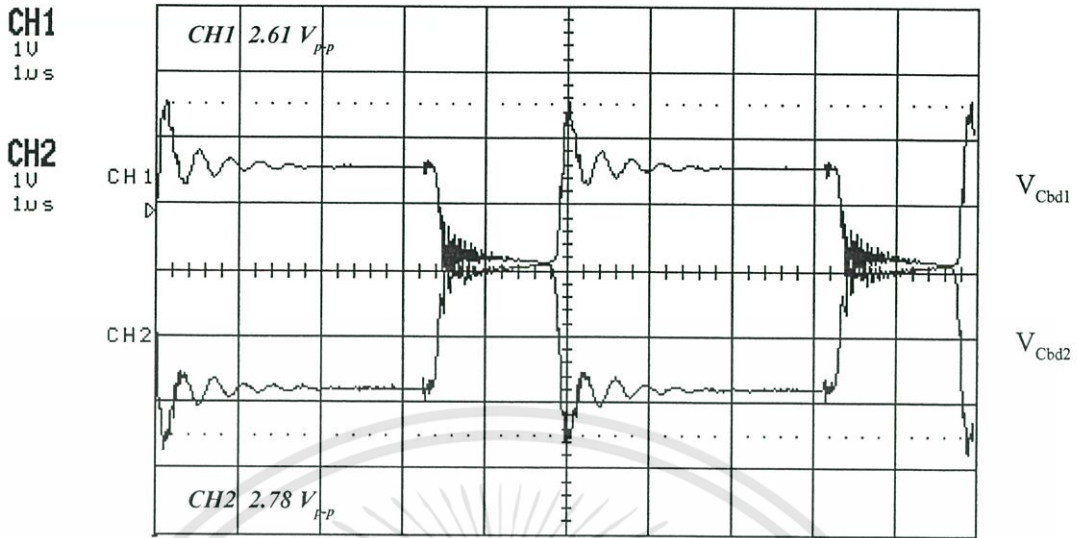


(ข)

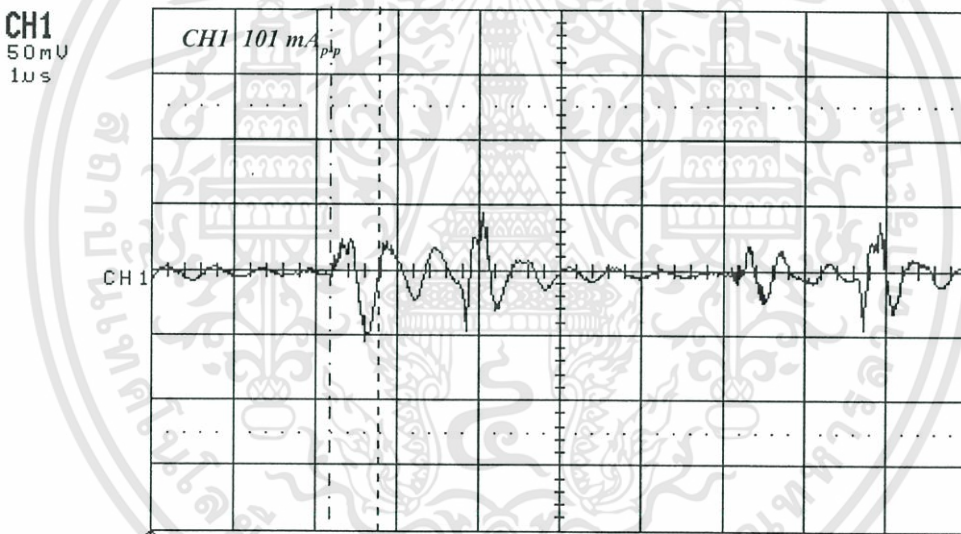
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.21 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_L - V_L'$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_D - V_D'$



รูปที่ 5.22 เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{Cbd1}$  และ  $V_{Cbd2}$

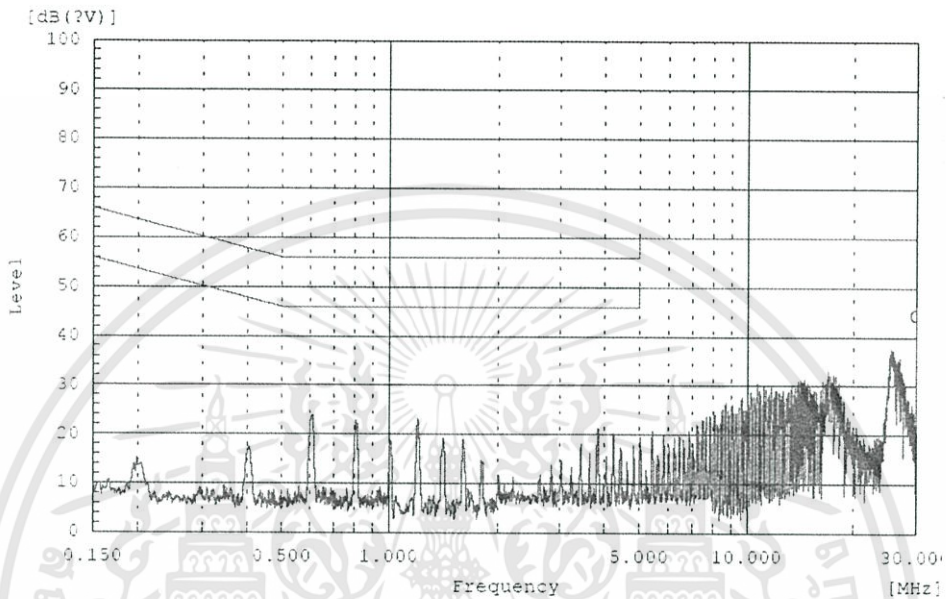


รูปที่ 5.23 กระแสคอมมอน โหมดในแกนเวลา

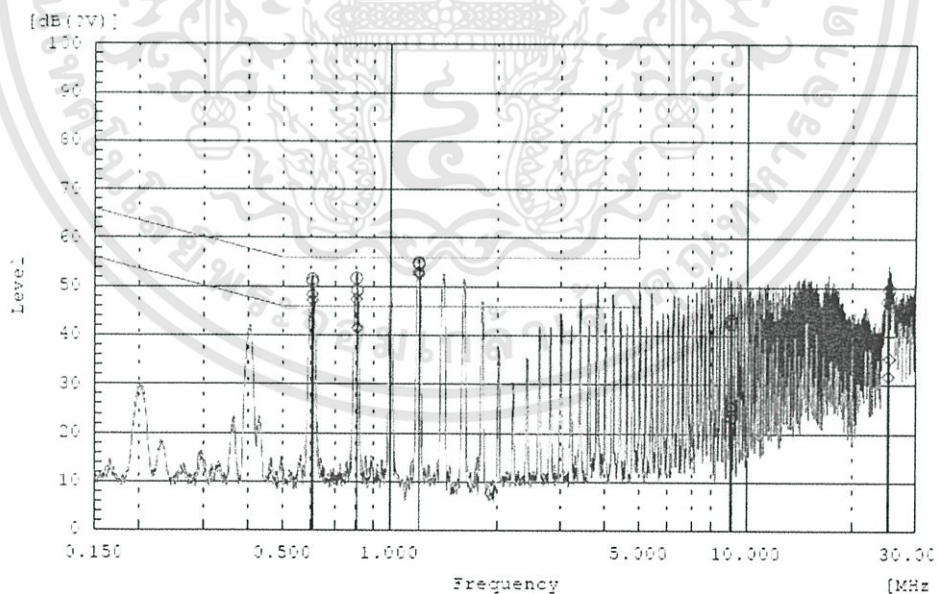
จากผลการวัดรูปคลื่นสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรจะเห็นได้ว่าขณะที่มอสเฟตเริ่มนำกระแส สัญญาณที่มีการโอเวอร์ชูตและแกว่งของสัญญาณด้านเอาต์พุตลดลงมากกว่าวงจรที่แรกที่ไม่ได้ทำการปรับปรุง ในรูปที่ 5.22 เมื่อทำการวัดแรงดันตกคร่อม  $V_{Cbd1}$  มีค่าระดับแรงดันเท่ากับ  $2.61 V_{pp}$  และเปรียบเทียบกับแรงดันที่วัดคร่อม  $V_{Cbd2}$  ที่มีค่าเท่ากับ  $2.78 V_{pp}$  โดยมีลักษณะสัญญาณเป็นไปใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับมีการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ผ่านการคัดค้าน  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการพิจารณาถึงกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลในวงจรจะเห็นได้ว่าการเคลื่อนที่ของกระแสจะสวนทางกันทำให้เกิดการหักล้างกันทำให้ค่ากระแสคอมมอนโหมดที่วัดได้จะมีค่าลดลงไปประมาณ 5 เท่า ซึ่งเหลือเพียง 101 mA<sub>p-p</sub> เท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 5.23



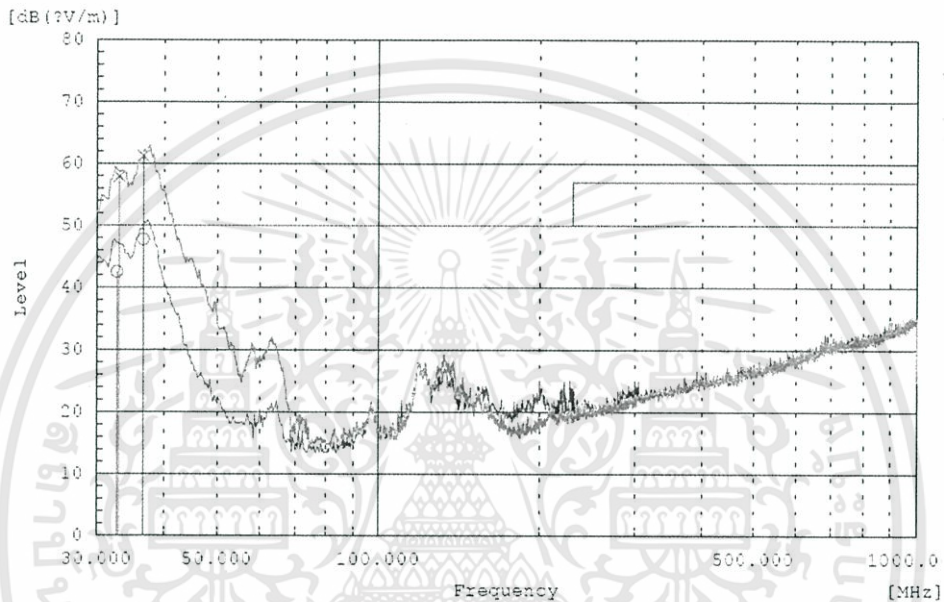
รูปที่ 5.24 กระแสคอมมอนโหมดในแกนความถี่



รูปที่ 5.25 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.24 และ 5.25 แสดงให้เห็นว่าค่ากระแสคอมมอน โหมดที่วัดได้ในแกนความถี่จะเป็นไปในทิศทางเดียวกับผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำโดยช่องห่างของแต่ละขดจะเท่ากับความถี่ของวงจรที่มีการสวิตช์คือ 200 kHz โดยมีความแรงสูงสุดที่ความถี่ 1.2 MHz จะมีค่าระดับความแรงของสัญญาณเท่ากับ 55.0 dB $\mu$ V ซึ่งผลการทดสอบที่วัดได้เมื่อเทียบกับเส้นขีดจำกัดจะเกินอยู่ 10 dB จะเห็นได้ว่าผลการทดสอบที่ได้ดีขึ้นจากวงจรแรกอยู่ถึง 11.5 dB แต่ผลการทดสอบยังไม่ผ่าน จึงจำเป็นที่จะต้องทำการแก้ไขวงจรต่อไป



รูปที่ 5.26 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ

จากรูปที่ 5.26 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของสัญญาณที่ความถี่ 36 MHz จะลดต่ำลงประมาณ 11 dB และที่ความถี่ 42.03 MHz ที่มีความแรงของสัญญาณสูงสุดของวงจรเดิมจะหายไป ซึ่งในทาง การลดทอนสัญญาณรบกวนทางการแพร่กระจายทางอากาศได้ถึง 11 dB นั้น ถือว่าสูงมากโดยที่ไม่มีการชิลด์วงจรหรือใช้เทคนิคการลดทอนสัญญาณการแพร่กระจายแบบอื่นๆ และที่ความถี่สูงขึ้น ค่าที่ได้ก็จะลดลงกว่าเดิมมากโดยเฉลี่ยถึง 20 dB แต่ผลการทดสอบยังไม่ผ่านเส้นขีดจำกัดที่ความถี่ 36 MHz และ ความถี่ 33 MHz

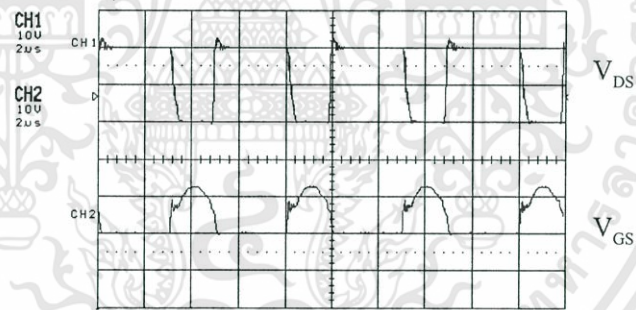
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3 ผลการทดสอบวงจรที่ทำการสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณและแหล่งจ่ายไฟ

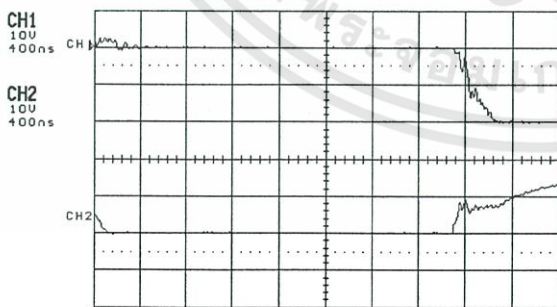


รูปที่ 5.27 วงจรนุสคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณและแหล่งจ่ายไฟ

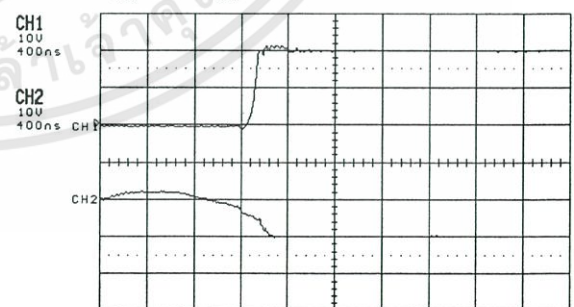
จากรูปที่ 5.27 ทำการต่อคาปาซิเตอร์เพิ่ม 2 ตัวคือ  $C_{S1}$  และ  $C_{S2}$  มีขนาดเท่ากับ 820 nF เพื่อทำการจัดสมมูลย์กระแสที่แหล่งจ่ายกำลังงานของวงจร



(ก) แรงดันตกคร่อม  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$

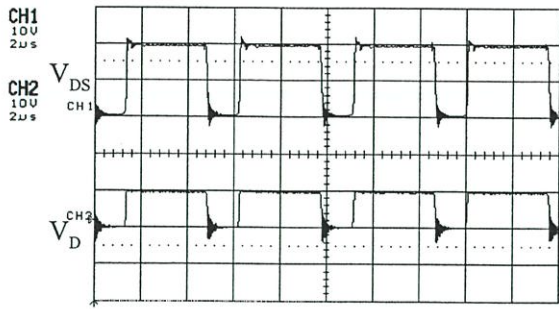


(ข) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มนำกระแส

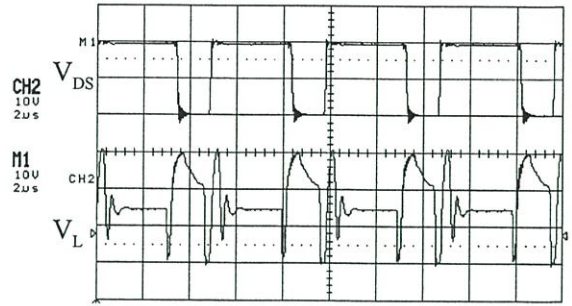


(ค) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 5.28 เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$   
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

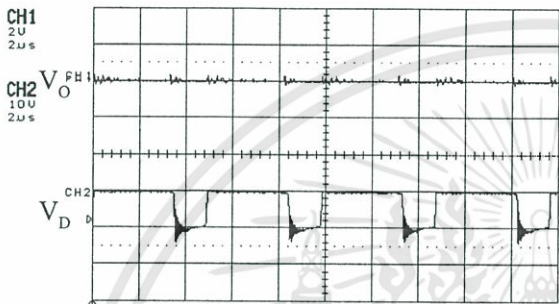


(ก)

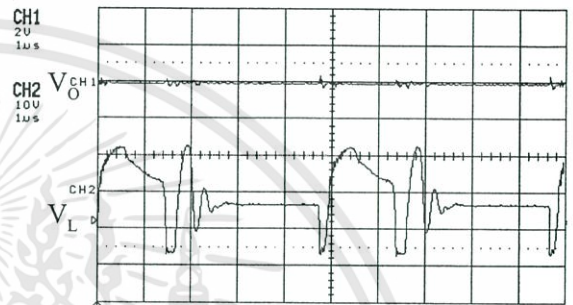


(ข)

รูปที่ 5.29 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS} - V_D$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS} - V_L$

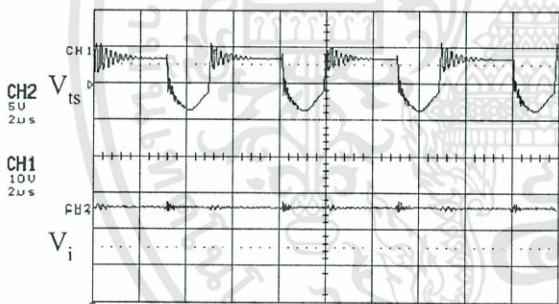


(ก)

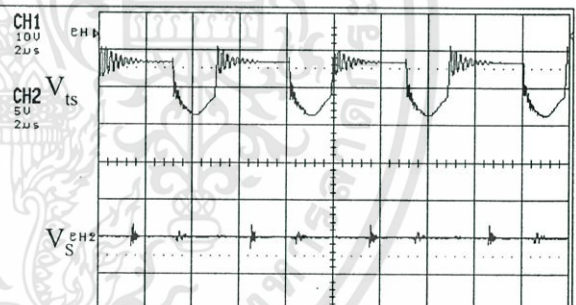


(ข)

รูปที่ 5.30 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_O - V_D$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_O - V_L$

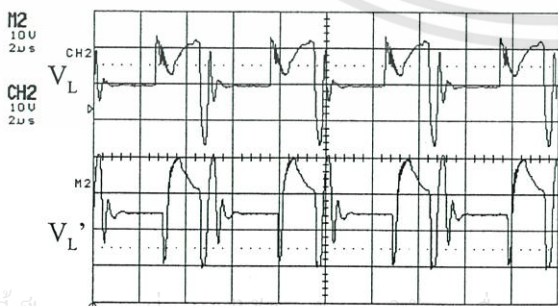


(ก)

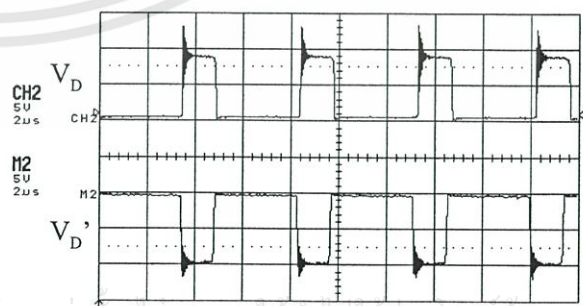


(ข)

รูปที่ 5.31 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{ts} - V_i$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{ts} - V_s$



(ก)

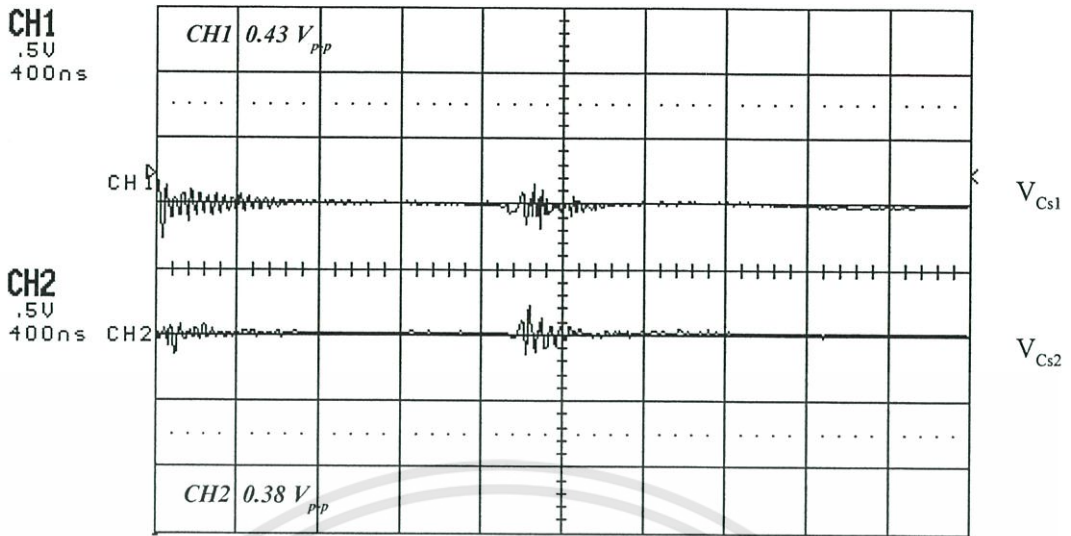


(ข)

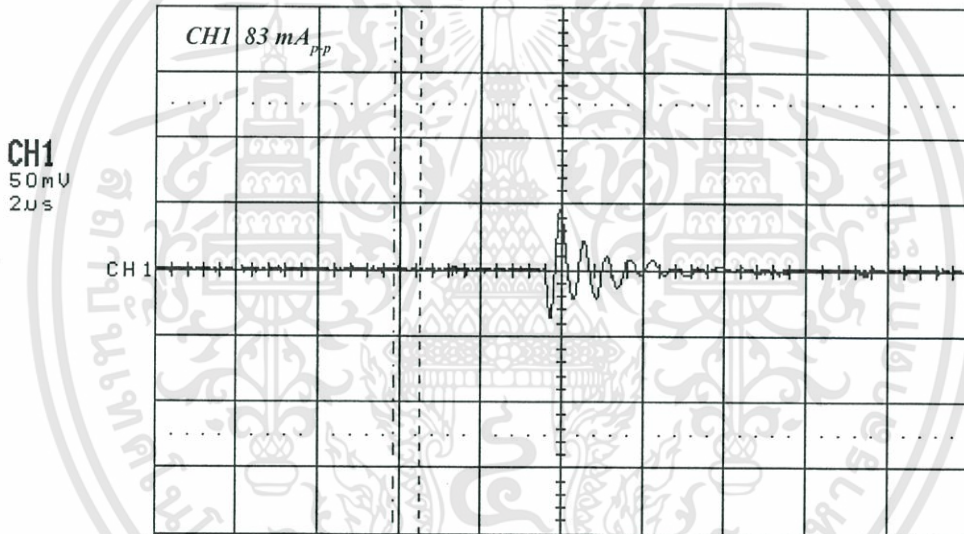
รูปที่ 5.32 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_L - V_L'$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_D - V_D'$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไมอนุญาตให้มาใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



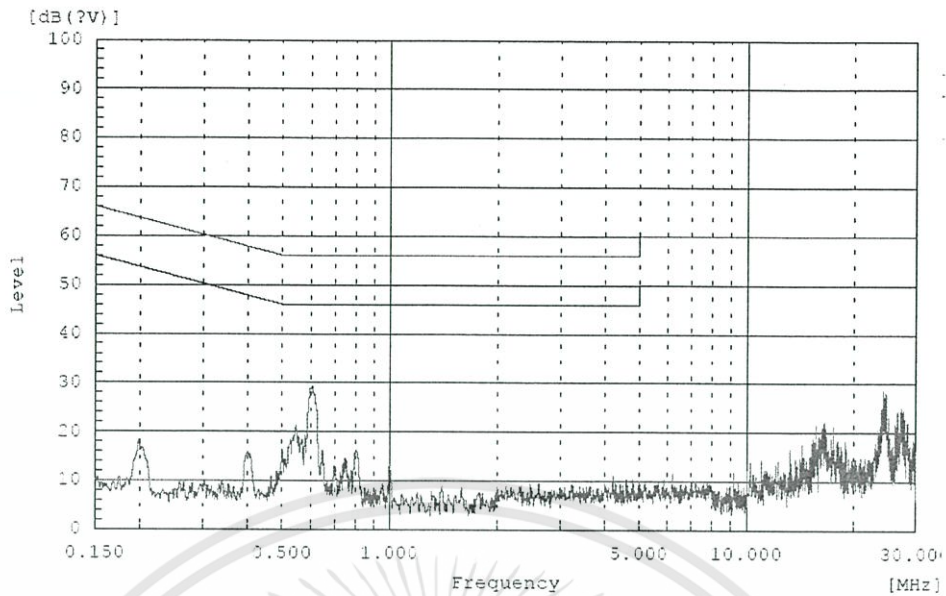
รูปที่ 5.33 เปรียบเทียบแรงดัน V<sub>Cs1</sub> และ V<sub>Cs2</sub>



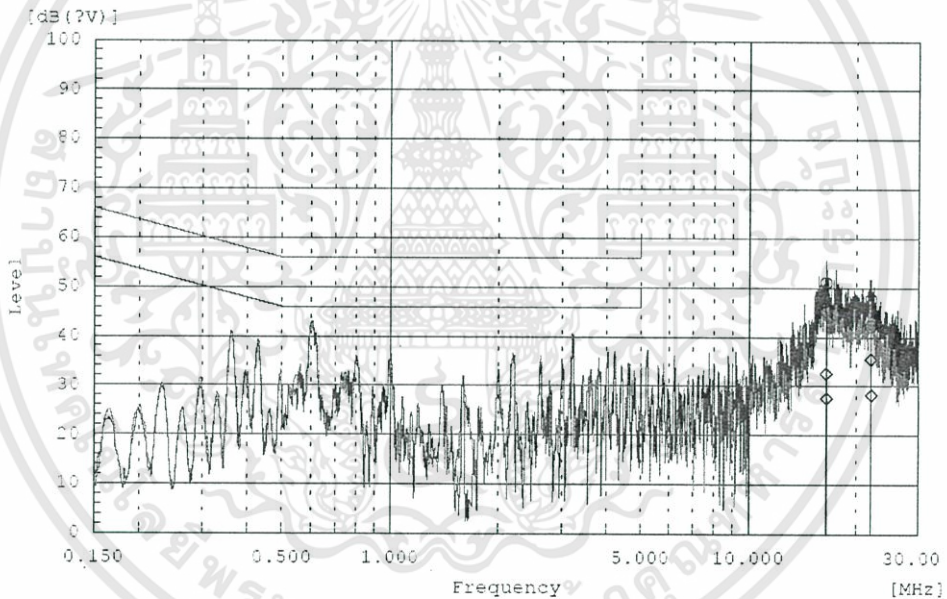
รูปที่ 5.34 กระแสคอมมอนโหมดในแกนเวลา

ในรูปที่ 5.33 เมื่อทำการวัดแรงดันตกคร่อม V<sub>Cs1</sub> มีค่าระดับแรงดันเท่ากับ 0.43 V<sub>pp</sub> และเปรียบเทียบกับแรงดันที่วัดคร่อม V<sub>Cs2</sub> ที่มีค่าเท่ากับ 0.38 V<sub>pp</sub> โดยมีลักษณะสัญญาณที่กลับเฟสกัน เมื่อทำการพิจารณาถึงกระแสคอมมอนโหมดที่ไหลในวงจรจะเห็นได้ว่าการเคลื่อนที่ของกระแสจะสวนทางกันทำให้เกิดการหักล้างกันทำให้ค่ากระแสคอมมอนโหมดที่วัดได้จะมีค่าลดลงไปเหลือเพียง 83 mA<sub>pp</sub> เท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 5.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

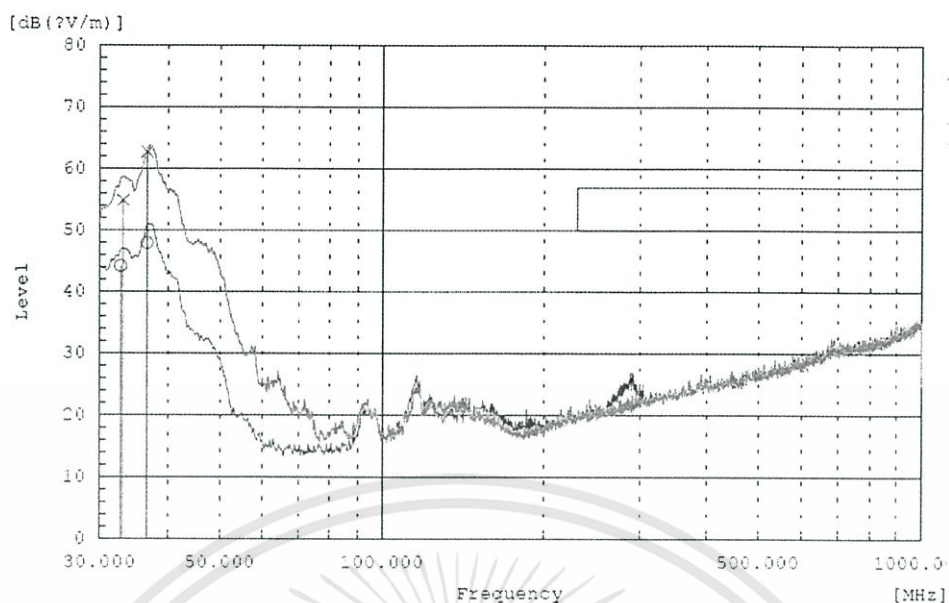


รูปที่ 5.35 กระแสคอมมอนโหมดในแกนความถี่



รูปที่ 5.36 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ

จากรูปที่ 5.35 และ 5.36 แสดงให้เห็นว่าค่ากระแสคอมมอนโหมดที่วัดได้ในแกนความถี่จะเป็นไปในทิศทางเดียวกับผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ แต่ค่ายอดที่ช่องห่างตามความถี่ของวงจรที่มีการสวิตช์คือ 200 kHz จะหายไป ลักษณะการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนจะไม่เหมือนเดิม ที่ความถี่ 16.4 MHz จะมีค่าความแรงของสัญญาณสูงสุดที่ระดับความแรงเอกสารนี้เท่ากับ 51.1 dB $\mu$ V แต่เมื่อทำการทดสอบหาค่ายอดซ้ำและกำลังงานเฉลี่ยแล้วผลการทดสอบที่ได้จะต่ำกว่าผ่านเส้นขีดจำกัดทั้งสองเส้น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

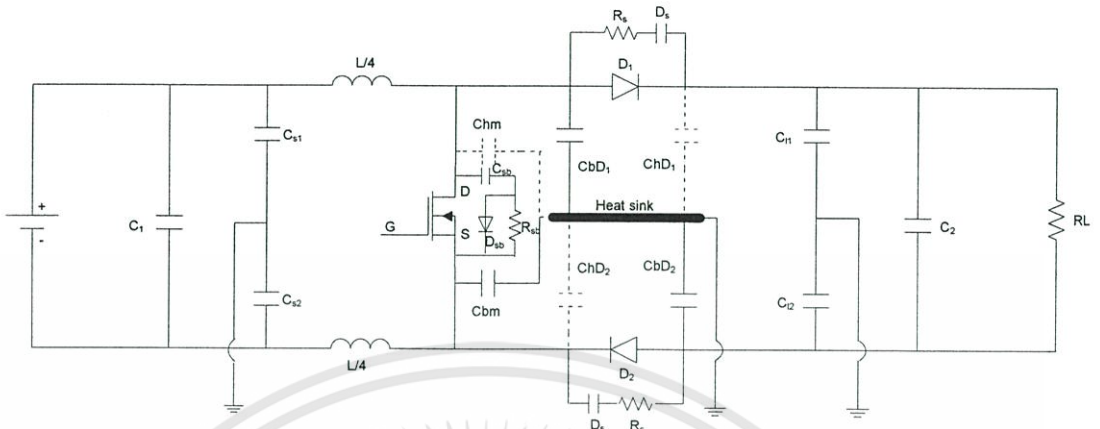


รูปที่ 5.37 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ

จากรูปที่ 5.37 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของสัญญาณที่ความถี่ 36 MHz จะเพิ่มขึ้น 1.5 dB แต่ที่ขั้วความถี่ 33 MHz จะลดลง 3 dB และค่าระดับความแรงของสัญญาณเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ 30 MHz ถึง 1 GHz จะมีค่าลดลงกว่าเดิม แต่ผลการทดสอบยังไม่ผ่านเส้นขีดจำกัดที่ความถี่ 36 MHz และความถี่ 33 MHz ซึ่งต้องทำการแก้ไขต่อไป

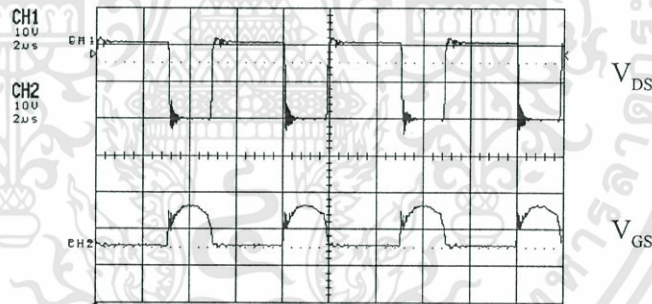
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.4 ผลการทดสอบวงจรที่ทำกรสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณ, แหล่งจ่ายไฟและโหลด

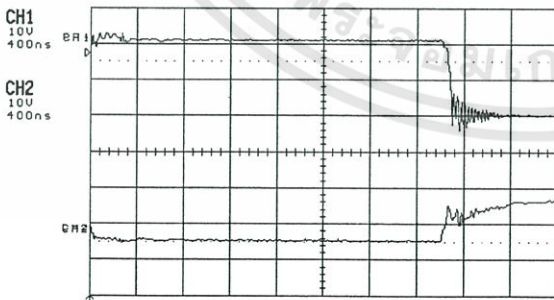


รูปที่ 5.38 วงจรบูตคอนเวอร์เตอร์ที่ทำกรสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณ, แหล่งจ่ายไฟและ โหลด

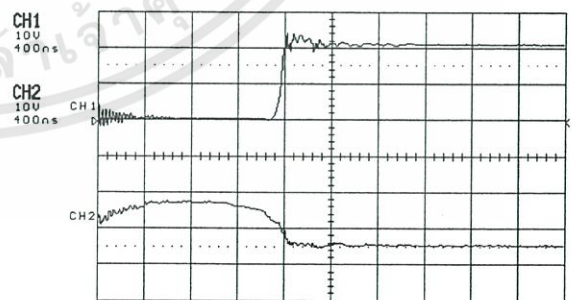
จากรูปที่ 5.38 ทำการต่อคาปาซิเตอร์เพิ่ม 2 ตัวคือ  $C_{11}$  และ  $C_{12}$  มีขนาดเท่ากับ 56 nF เพื่อทำการ จัดสมมูลย์กระแสทางด้านโหลดของวงจร



(ก) แรงดันตกคร่อม  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$

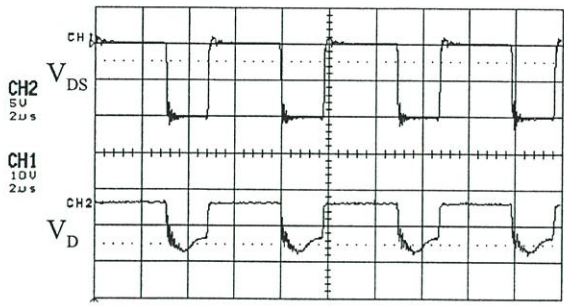


(ข) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มนำกระแส

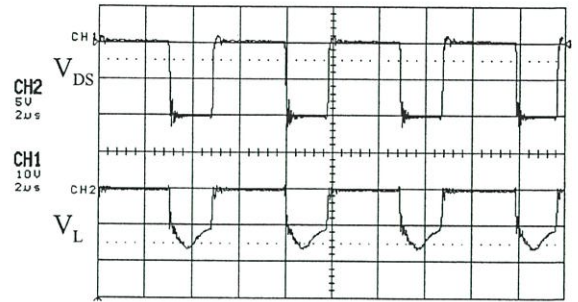


(ค) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ส่วนตัวเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
**รูปที่ 5.39** เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

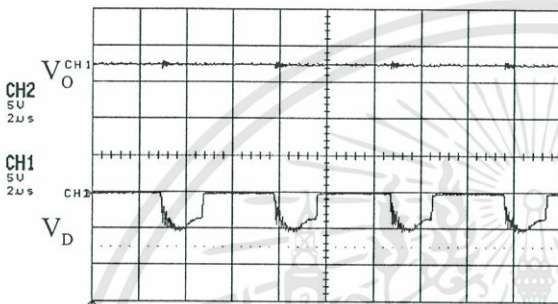


(ก)

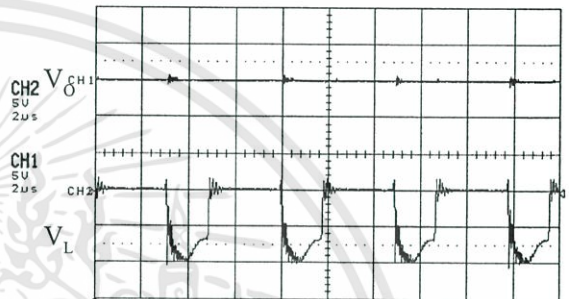


(ข)

รูปที่ 5.40 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS} - V_D$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS} - V_L$

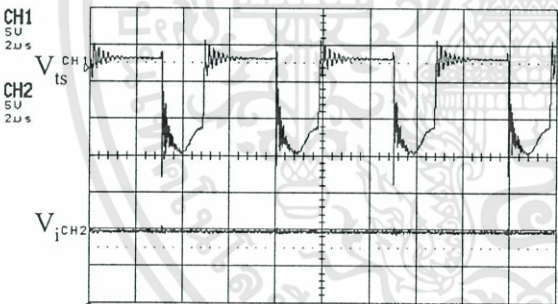


(ก)

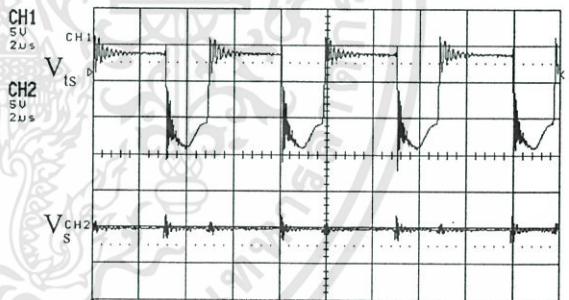


(ข)

รูปที่ 5.41 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_O - V_D$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_O - V_L$

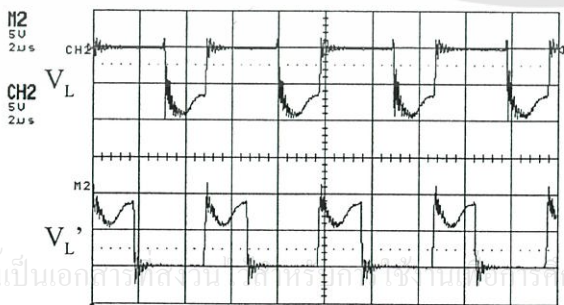


(ก)

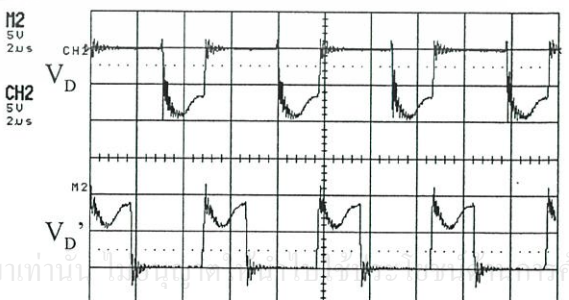


(ข)

รูปที่ 5.42 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{ts} - V_i$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{ts} - V_s$



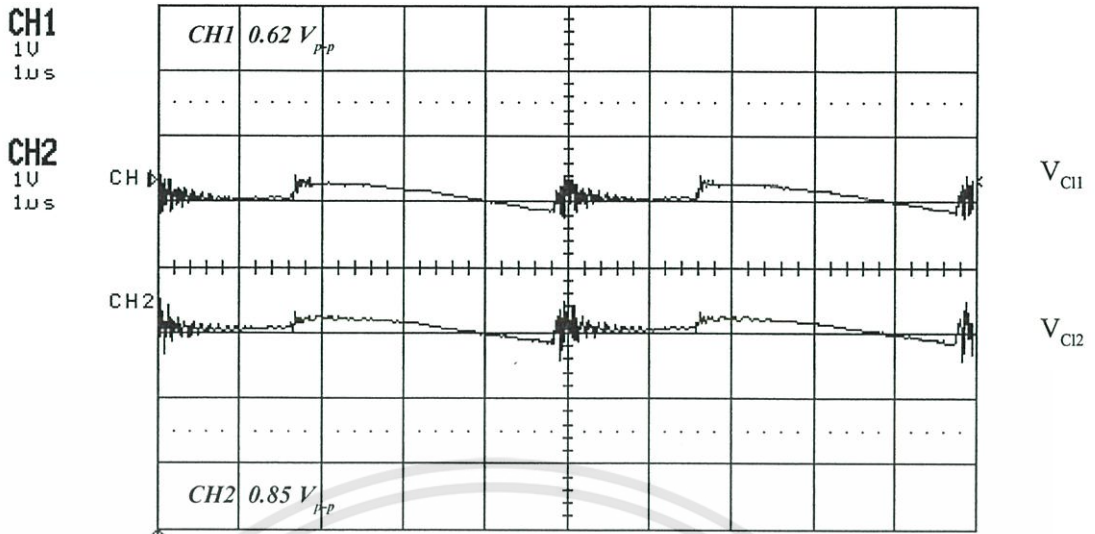
(ก)



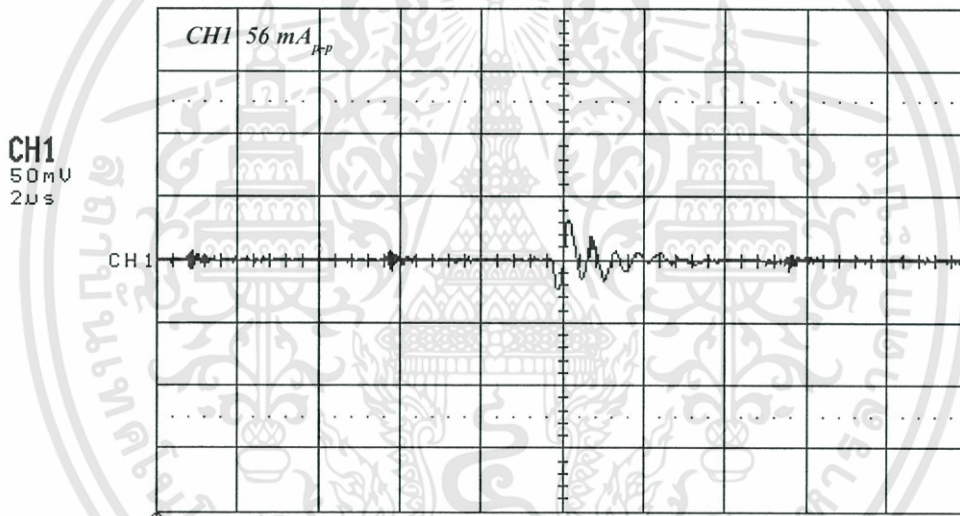
(ข)

รูปที่ 5.43 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_L - V_L'$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_D - V_D'$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ (ก) เปล่งเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



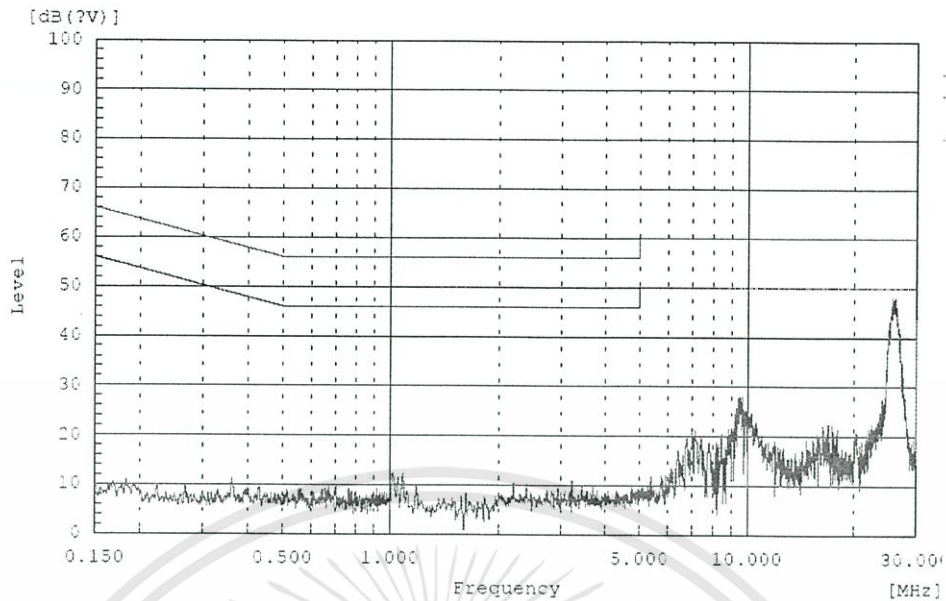
รูปที่ 5.44 เปรียบเทียบแรงดัน V<sub>C11</sub> และ V<sub>C12</sub>



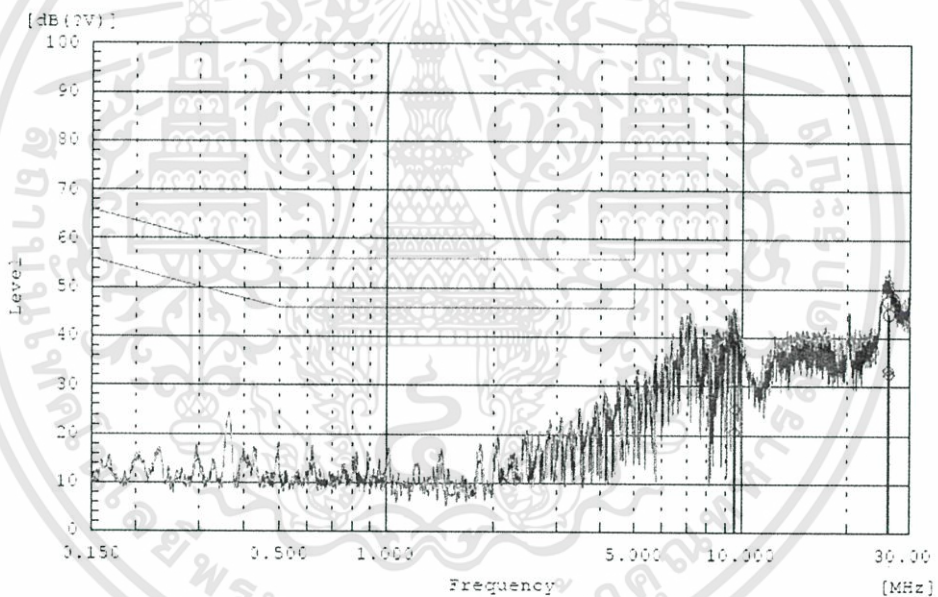
รูปที่ 5.45 กระแสคอมมอน โหมดในแกนเวลา

ในรูปที่ 5.44 เมื่อทำการวัดแรงดันตกคร่อม V<sub>C11</sub> มีค่าระดับแรงดันเท่ากับ 0.62 V<sub>pp</sub> และเปรียบเทียบกับแรงดันที่วัดคร่อม V<sub>C12</sub> ที่มีค่าเท่ากับ 0.85 V<sub>pp</sub> โดยมีลักษณะสัญญาณที่กลับเฟสกัน เมื่อทำการพิจารณาถึงกระแสคอมมอน โหมดที่ไหลในวงจรจะเห็นได้ว่าการเคลื่อนที่ของกระแสจะสวนทางกันทำให้เกิดการหักล้างกันทำให้ค่ากระแสคอมมอน โหมดที่วัดได้จะมีค่าลดลงไปเหลือเพียง 56 mA<sub>pp</sub> เท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 5.45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

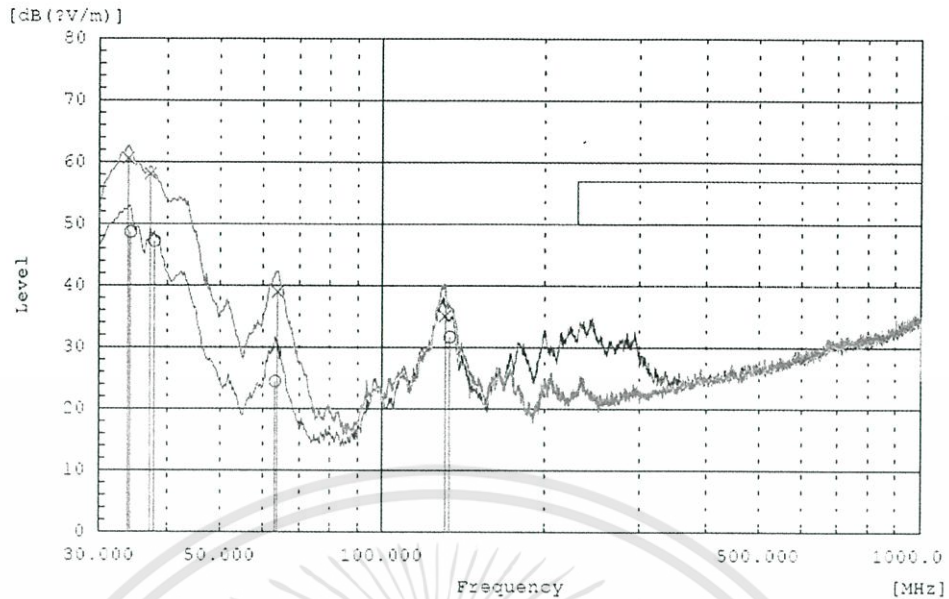


รูปที่ 5.46 กระแสคอมมอนโหมดในแกนความถี่



รูปที่ 5.47 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ

จากรูปที่ 5.46 และ 5.47 แสดงให้เห็นว่าค่ากระแสคอมมอนโหมดที่วัดได้ในแกนความถี่จะ เป็นไปในทิศทางเดียวกับผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำโดยจะมีค่า ความแรงของสัญญาณสูงสุดเท่ากับ 51.5 dB $\mu$ V ที่ความถี่ 26.26 MHz ซึ่งเป็นผลมาจากการแกว่ง ทางด้านเอาต์พุตของวงจร ผลการทดสอบเมื่อทำการหาค่ายอดซ้ำและกำลังงานเฉลี่ยแล้วผลการ เอกสารนี้ทดสอบที่ได้จะผ่านเส้นขีดจำกัดทั้งสองเส้น การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

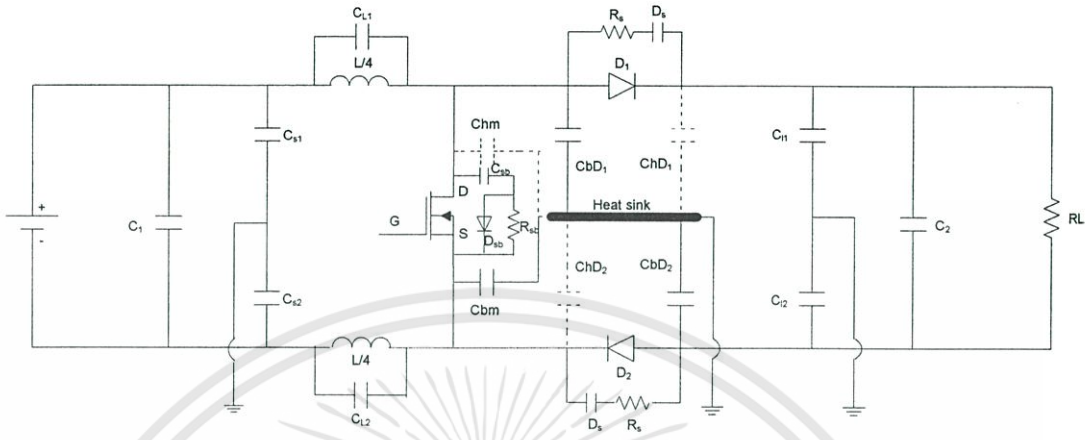


รูปที่ 5.48 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ

จากรูปที่ 5.48 จะเห็นได้ว่าระดับความแรงของสัญญาณที่ความถี่ 36 MHz จะลดลงประมาณ 4 dB แต่ที่ยอดความถี่ 33 MHz จะเพิ่มขึ้น 5 dB และค่าระดับความแรงของสัญญาณเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ 30 MHz ถึง 1 GHz จะมีค่าเพิ่มขึ้นกว่าเดิม จึงวิเคราะห์ได้ว่าเกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศออกมาจากขดลวดตัวนำที่แรงดันตกคร่อมมีการแกว่งของสัญญาณ ดังนั้นผลการทดสอบการแพร่กระจายทางอากาศยังไม่ดีพอจึงต้องทำการปรับปรุงวงจรต่อไป

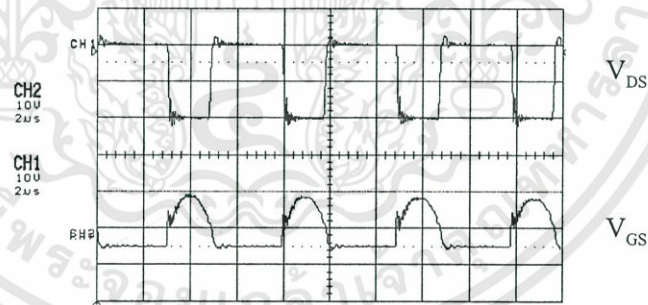
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.5 ผลการทดสอบวงจรที่ทำการสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณ, แหล่งจ่ายไฟ, โหลด และขดลวดตัวนำ

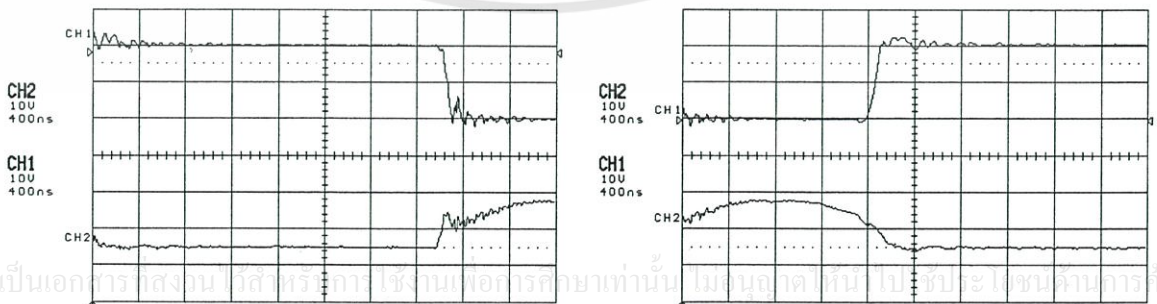


รูปที่ 5.49 วงจรpushคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการสมมูลย์กระแสทางสายนำสัญญาณ, แหล่งจ่ายไฟ, โหลด และขดลวดตัวนำ

จากรูปที่ 5.49 ทำการต่อคาปาซิเตอร์เพิ่ม 2 ตัวคือ  $C_{L1}$  และ  $C_{L2}$  มีขนาดเท่ากับ 3 nF เพื่อทำการจัดสมมูลย์กระแสความถี่สูงผ่านขดลวดตัวนำ

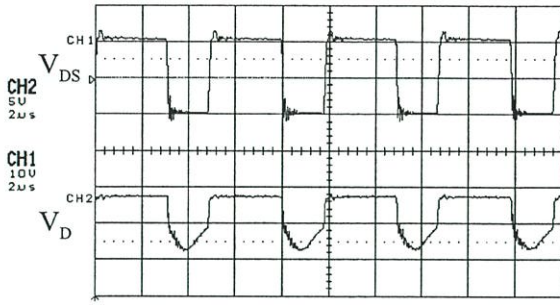


(ก) แรงดันตกคร่อม  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$

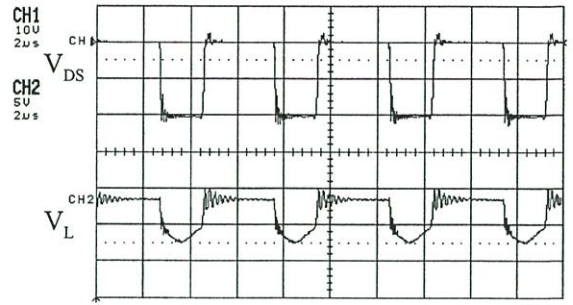


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้ง (ข) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มนำกระแส และต้องอ้างอิงถึง (ค) ช่วงเวลามอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

รูปที่ 5.50 เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS}$  และ  $V_{GS}$

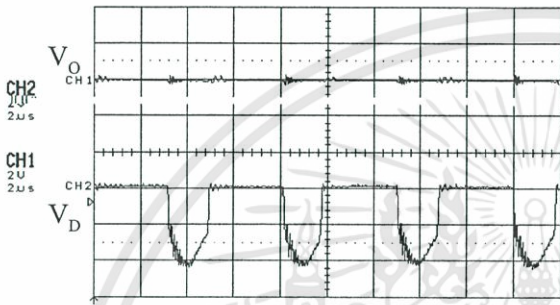


(ก)

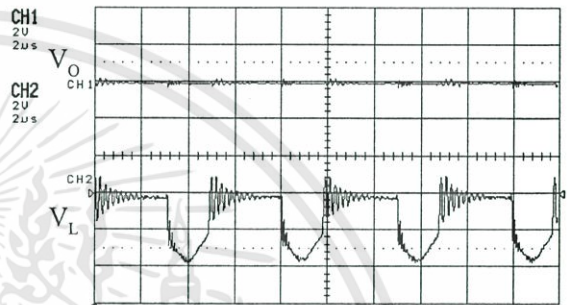


(ข)

รูปที่ 5.51 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS} - V_D$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{DS} - V_L$

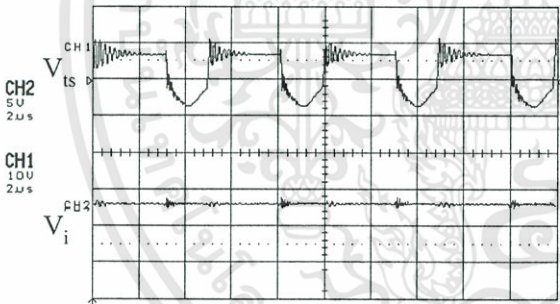


(ก)

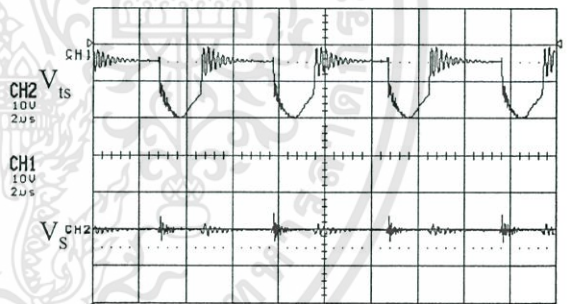


(ข)

รูปที่ 5.52 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_O - V_D$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_O - V_L$

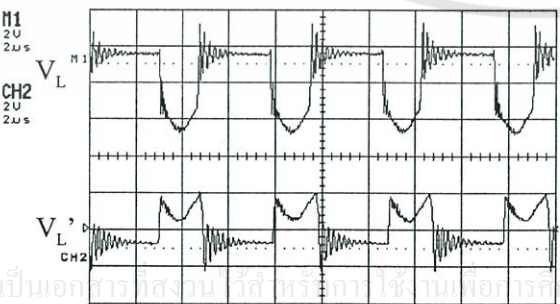


(ก)

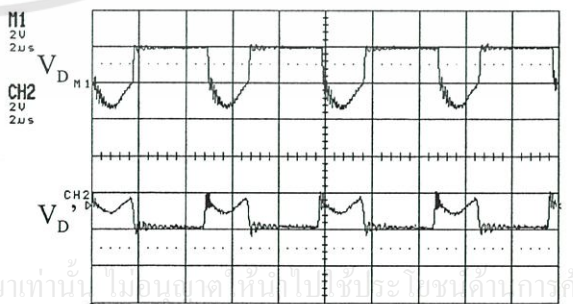


(ข)

รูปที่ 5.53 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{ts} - V_i$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_{ts} - V_s$



(ก)

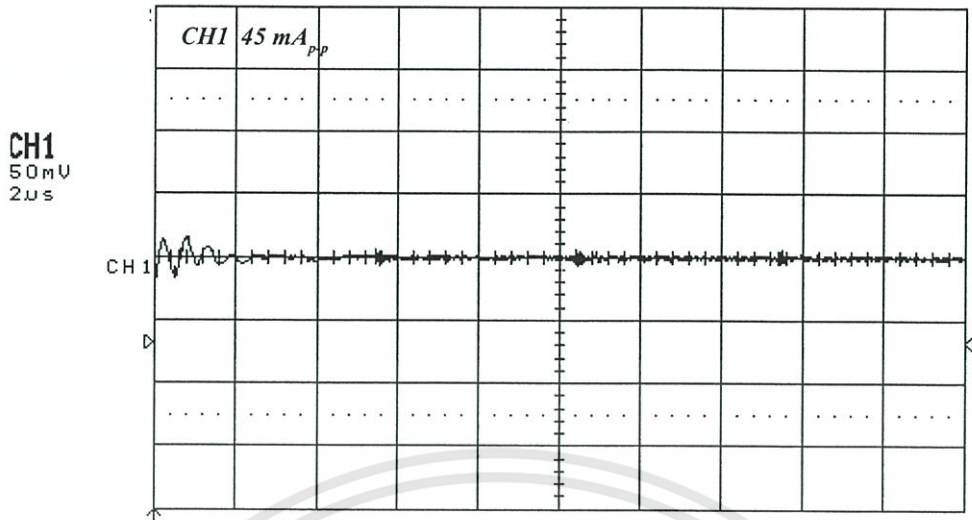


(ข)

รูปที่ 5.54 (ก) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_L - V_L'$  และ (ข) เปรียบเทียบแรงดัน  $V_D - V_D'$

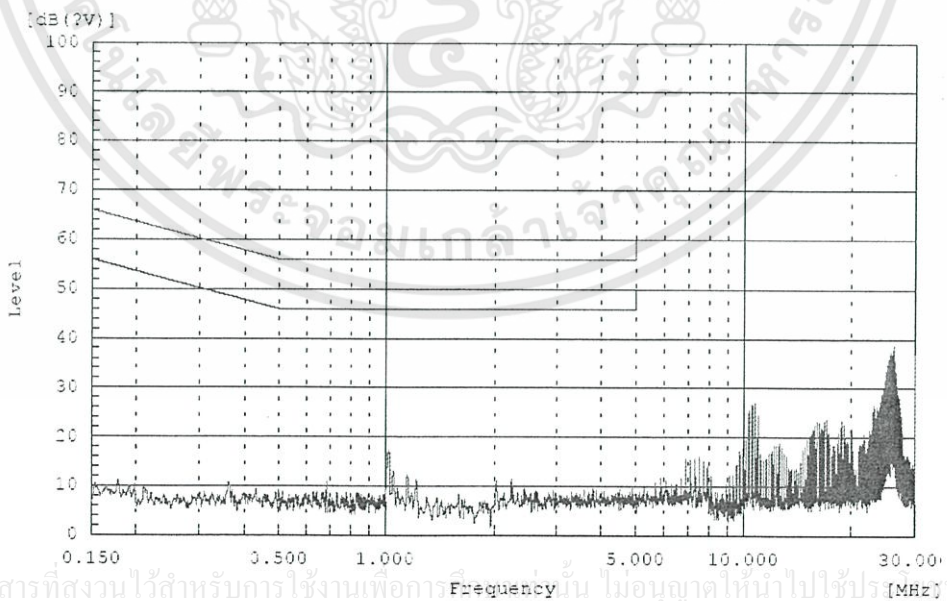
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์งานวิจัยที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุก(ข)ที่มีการนำไปใช้

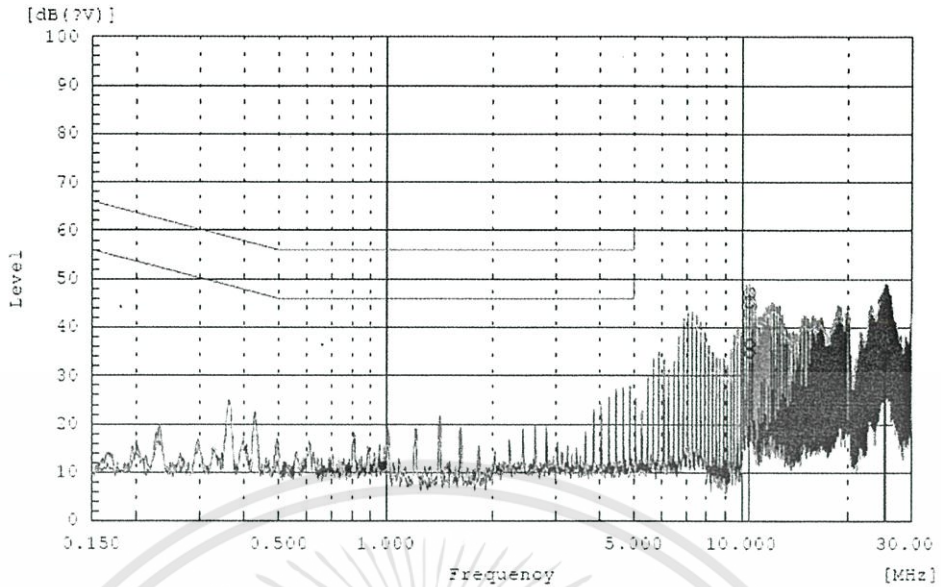


รูปที่ 5.55 กระแสคอมมอน โหมดในแกนเวลา

จากผลการวัดรูปคลื่นสัญญาณคร่อม  $V_{DS}$  เห็นได้ว่าขณะที่มอสเฟตเริ่มนำกระแสสัญญาณที่เกิดการโอเวอร์ชูตและแกว่งจะน้อยลงกว่าเดิมมากดังแสดงในรูปที่ 5.50 และเมื่อพิจารณาแรงดันตกคร่อม  $V_L$  ดังแสดงในรูปที่ 5.54 จะมีการแกว่งของสัญญาณสูง เมื่อได้ทำการต่อตัวคาปาซิเตอร์เข้าไปได้จะทำให้กระแสความถี่สูงวิ่งผ่านได้โดยทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากขดลวดตัวนำน้อยลง และเมื่อทำการวัดมีกระแสคอมมอน โหมดที่ไหลลงสู่เฟรมกราวด์ดังในรูปที่ 5.55 มีค่าใกล้เคียงกับวงจรที่ผ่านมามากเท่ากับ  $45 \text{ mA}_{pp}$

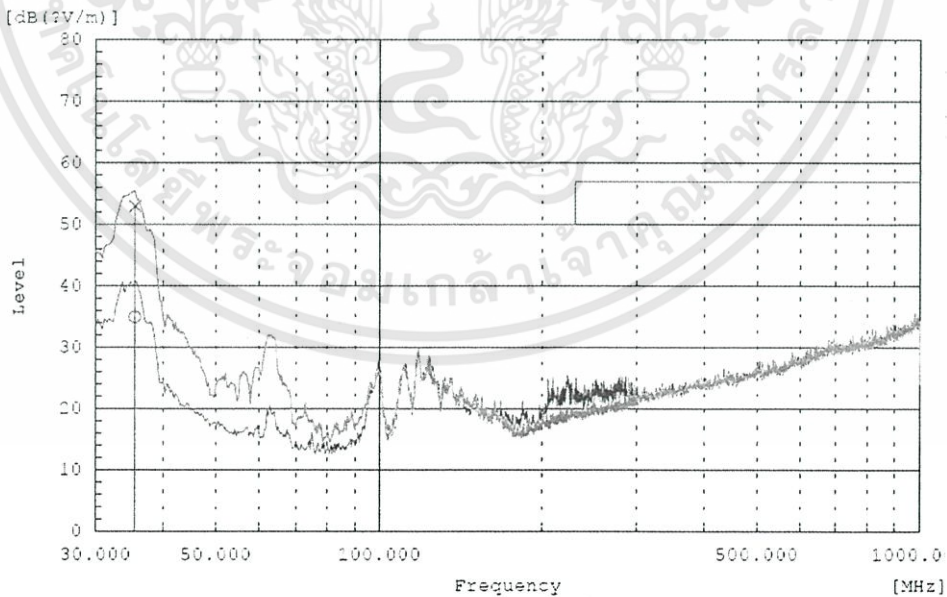


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ปรับ [MHz] นี้ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่ข้อมูลใดๆของงานวิจัยนี้แก่บุคคลอื่นใดที่มิได้รับอนุญาต  
รูปที่ 5.56 กระแสคอมมอน โหมดในแกนความถี่



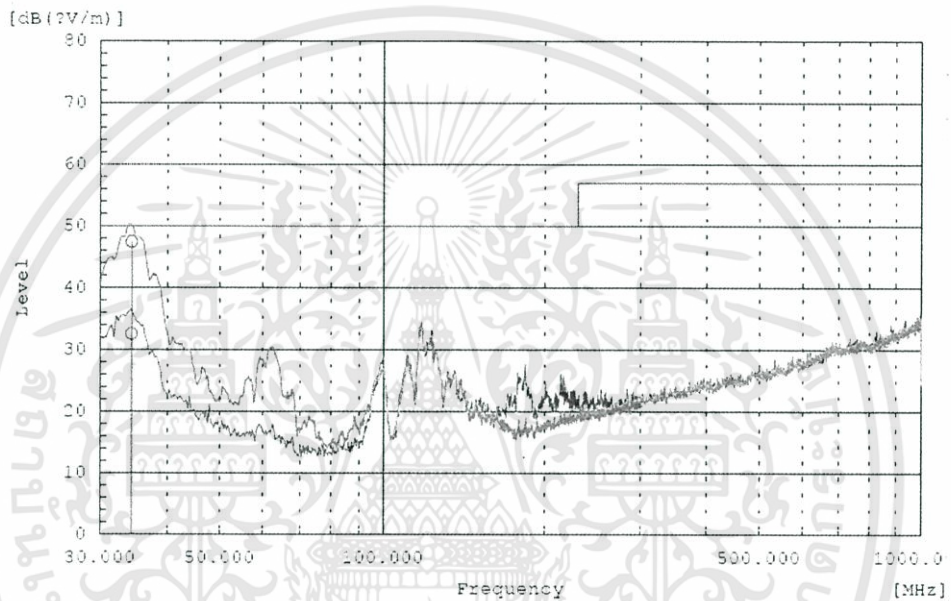
รูปที่ 5.57 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ

จากรูปที่ 5.56 และ 5.57 แสดงให้เห็นว่าค่ากระแสคอมมอนโหมดที่วัดได้ในแกนความถี่จะเป็นไปในทิศทางเดียวกับผลการทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ ที่ความถี่ 10.5 MHz จะมีค่าความแรงของสัญญาณสูงสุดที่ระดับความแรงเท่ากับ 47.2 dB $\mu$ V ซึ่งผลการทดสอบที่วัดได้เมื่อเทียบกับเส้นขีดจำกัดจะผ่านมาตรฐาน โดยที่ความถี่ต่ำกว่า 5 MHz จะมีระดับความแรงของสัญญาณน้อยมาก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 5.58 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศ โฆษณาด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.58 จะเห็นได้ว่า จะเหลือยอดสัญญาณที่เกินเส้นขีดจำกัดเพียงยอดเดียวคือที่ความถี่ 35.49 MHz เมื่อเทียบกับวงจรที่ผ่านมาจะมีระดับความแรงลดลงประมาณ 7.6 dB และค่าระดับความแรงของสัญญาณเฉลี่ยตลอดย่านความถี่ 30 MHz ถึง 1 GHz จะมีค่าลดลงอย่างมาก แต่ผลการทดสอบยังไม่ผ่านเส้นขีดจำกัดที่ความถี่ 35.49 MHz เพียงยอดเดียว จึงได้นำเฟอร์ไรท์มาคล้องที่สายนำสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อลดสัญญาณรบกวนทางการแพร่กระจายลง (คุณสมบัติและการใช้งานเฟอร์ไรท์แสดงอยู่ในภาคผนวก ก) เป็นผลทำให้ค่ายอดสูงสุดที่ความถี่ 35.49 MHz ลดต่ำลงจนผ่านเส้นขีดจำกัดดังแสดงผลการทดสอบในรูปที่ 5.59



รูปที่ 5.59 ผลทดสอบการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนทางอากาศที่ใส่เฟอร์ไรท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

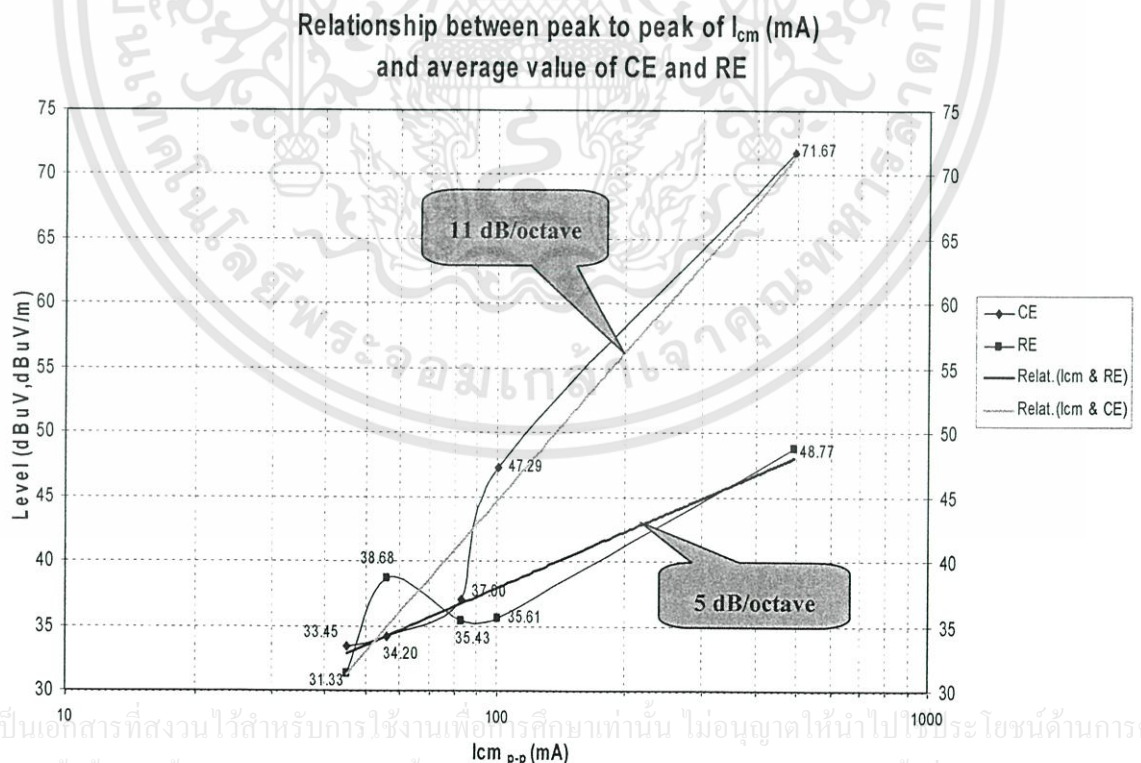
#### 5.4 วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากการทดลองที่ผ่านมาทั้งหมดที่มีอยู่ 5 ขั้นตอน นำผลที่ได้มาทำการวิเคราะห์เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากกระแสและการแพร่กระจายทางอากาศดังนี้

นำผลการทดสอบที่ได้ทั้งหมดไปหาค่าระดับความแรงของสัญญาณเฉลี่ยที่ได้จากผลการทดสอบสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ (CE) และผลการทดสอบสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายทางอากาศ (RE) เทียบกับค่ากระแสคอมมอนโหมดที่วัดได้ ( $I_{cm}$ ) ดังแสดงในตารางที่ 5.1 และนำค่าจากตารางมาพลอตเป็นกราฟได้ดังแสดงในรูปที่ 5.60

ตารางที่ 5.1 ระดับความแรงของสัญญาณเฉลี่ย CE และ RE ที่สัมพันธ์กับกระแสคอมมอนโหมด

Experimental No.	$I_{cm}$ (mA)	CE (dB $\mu$ V)	RE (dB $\mu$ V/m)
1	493	71.67	48.77
2	101	47.29	35.61
3	83	37.00	35.43
4	56	34.20	38.68
5	45	33.45	31.35



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

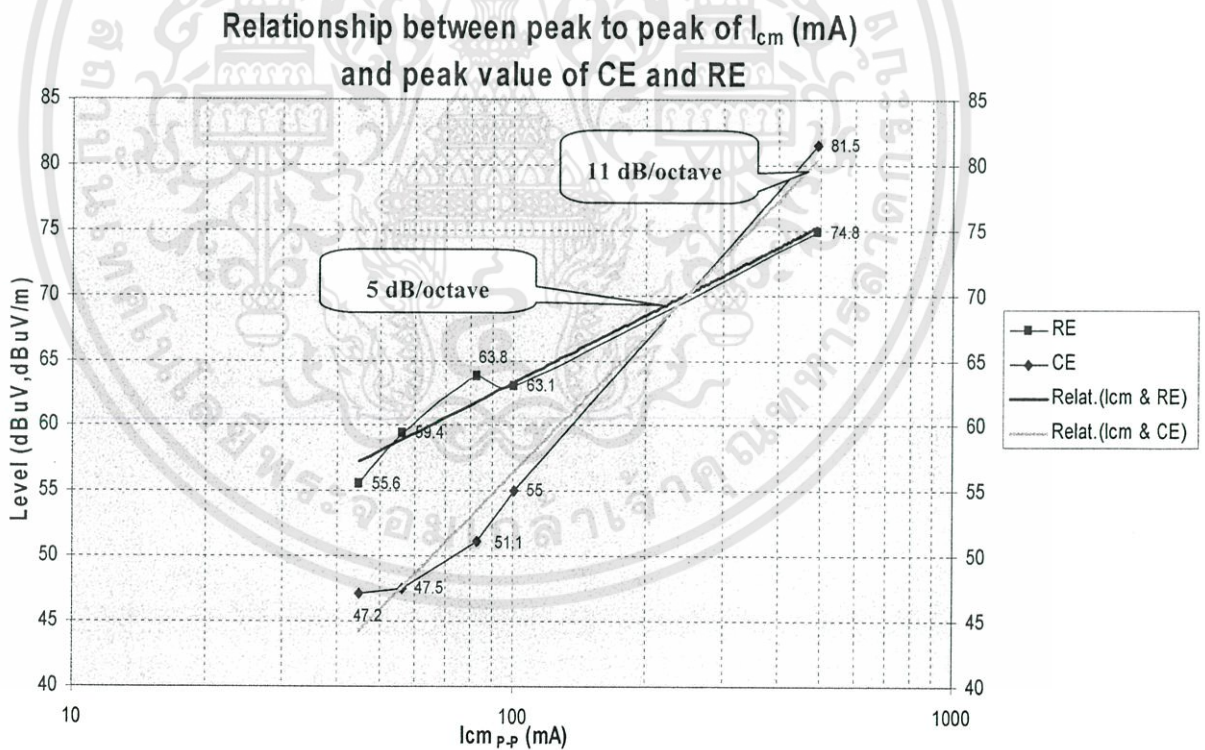
รูปที่ 5.60 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระดับความแรงของสัญญาณเฉลี่ย

CE และ RE กับกระแสคอมมอนโหมด

นำค่าความแรงของสัญญาณสูงสุด (Peak) ที่ได้จากการทดสอบสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำ (CE) และผลการทดสอบสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายทางอากาศ (RE) มาพลอตเป็นกราฟเทียบกับค่ากระแสคอมมอนโหมดที่วัดได้ ( $I_{cm}$ ) ดังแสดงในตารางที่ 5.2 และนำค่าจากตารางมาพลอตเป็นกราฟได้ดังแสดงในรูปที่ 5.61

ตารางที่ 5.2 ระดับความแรงของสัญญาณสูงสุด CE และ RE ที่สัมพันธ์กับกระแสคอมมอนโหมด

Experimental No.	$I_{cm}$ (mA)	CE (dB $\mu$ V)	RE (dB $\mu$ V/m)
1	493	81.5	74.8
2	101	55	63.1
3	83	51.1	63.8
4	56	47.5	59.4
5	45	47.2	55.6



รูปที่ 5.61 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างระดับความแรงของสัญญาณสูงสุด

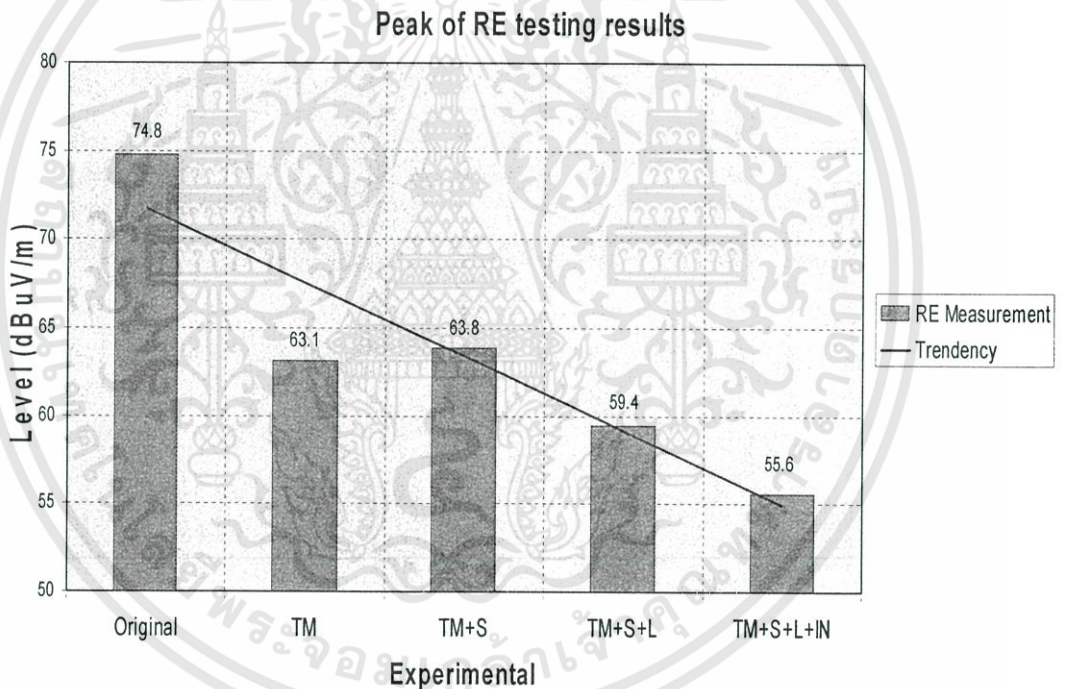
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

CE และ RE กับกระแสคอมมอนโหมด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำและผลการทดสอบสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายทางอากาศกับกระแสคอมมอนโหมดทั้ง 2 รูป (รูปที่ 5.60 และ 5.61) แสดงให้เห็นว่าความสัมพันธ์ที่ได้เป็นแบบลิเนียร์เมื่อเทียบกับกระแสคอมมอนโหมดที่อยู่ในสเกลล็อก โดยความสัมพันธ์ที่ได้ระหว่างกระแสคอมมอนโหมดต่อสัญญาณรบกวนผ่านสายตัวนำมีสโลปเป็น 11 dB/octave และความสัมพันธ์ที่ได้ระหว่างกระแสคอมมอนโหมดต่อสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางอากาศมีสโลปเป็น 5 dB/octave

นำค่าความแรงของสัญญาณสูงสุด (Peak) ที่ได้จากผลการทดสอบสัญญาณรบกวนการทดสอบสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายทางอากาศ (RE) ดังแสดงในตารางที่ 5.2 มาพลอตเป็นกราฟเทียบกับขั้นตอนการปรับปรุงวงจรที่มีการลดทอนกระแสคอมมอนโหมดโดยใช้วิธีจัดสมดุลกระแส ดังแสดงในรูปที่ 5.62



\* Original:รูปที่ 5.3, TM:รูปที่ 5.16, TM+S:รูปที่ 5.27, TM+S+L:รูปที่ 5.38, TM+S+L+IN:รูปที่ 5.49

**รูปที่ 5.62** กราฟค่าระดับความแรงของสัญญาณสูงสุด RE เทียบกับขั้นตอนในการจัดสมดุลกระแส

จากรูปที่ 5.62 จะเห็นได้ว่าระดับค่าระดับความแรงของสัญญาณสูงสุดของ RE จะลดลงเป็นลิเนียร์ตามขั้นตอนการปรับปรุงวงจรที่มีการลดทอนกระแสคอมมอนโหมด โดยใช้วิธีจัดสมดุลกระแส ซึ่งเป็นในแนวทางเดียวกันทั้งหมด

## บทที่ 6

### สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

ในวงจรสวิตซ์ซิ่งโหมคเพาเวอร์ซัพพลายปกติจะเห็นได้ว่ามีเส้นทางที่ให้กระแสเดินทางจากจุดเริ่มต้นที่แหล่งกำเนิดไปถึงปลายทางจะเกิดขึ้นในทิศทางที่ไม่สมดุลย์ เมื่อเรามองโมดูลของการเดินทางของกระแสในวงจร และทำการปรับปรุงวงจรให้มีทางเดินกระแสที่สมดุลย์ จากผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าเมื่อเราทำการจัดสมดุลย์กระแสที่ละขั้นตอนจะมีผลต่อการลดทอนสัญญาณรบกวนที่แพร่กระจายผ่านสายตัวนำและทางอากาศ

จากการวิเคราะห์ภายในวงจรเราอาจสร้างโมดูลของทางเดินกระแสได้เป็น 3 ส่วน คือทางด้านแหล่งจ่ายไฟ, สายนำสัญญาณและโหลด ถ้าผู้ออกแบบวงจรไม่ได้คำนึงถึงเส้นทางเดินของกระแสจะทำให้วงจรนั้นๆมีระดับความแรงของสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามากตามไปด้วย จึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องทำการกำจัดกระแสรั่วไหลลงกราวด์นี้ทั้งวิธีนั้นคือการสมดุลย์กระแสโดยการต่อคาร์ปาร์ซิเตอร์ชดเชยเพื่อให้กระแสสัญญาณความถี่สูงไหลผ่านในทิศทางตรงข้ามเพื่อให้เกิดการหักล้างของกระแสในแต่ละส่วนของวงจร

จากการศึกษาและทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอมมอนโหมคและการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนทางอากาศสรุปได้ว่า

กระแสคอมมอน โหมคแม้จะมีค่าน้อยกว่ากระแสดิฟเฟอเรนเชียลโหมคมากก็ตามแต่สามารถส่งผลให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนทางอากาศได้โดยตรง

การศึกษาวิธีการลดกระแสคอมมอนโหมคในวงจรมูสคอนเวอร์เตอร์ด้วยวิธีการจัดสมดุลย์ (บาลานซ์) ผลการศึกษาหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอมมอนโหมคกับสัญญาณรบกวนในสายตัวนำและสัญญาณรบกวนการแพร่กระจายทางอากาศด้วยการลดกระแสคอมมอนโหมคลงเป็นค่าต่างๆทั้งหมด 5 ระดับ (ค่าเดิมเป็นค่าที่สูงสุด) ด้วยเทคนิคการจัดดุลย์ (บาลานซ์) วงจรในส่วนของสายนำสัญญาณ, แหล่งจ่ายไฟ และ โหลด ด้วยอุปกรณ์พาสซีฟเพื่อให้กระแสคอมมอนโหมคหักล้างกันอย่างลงตัวในเฟรมกราวด์ได้ผลว่าสามารถลดกระแสคอมมอนโหมคลงได้ 11 เท่าจากกระแสเดิม (เดิม 500 mA ด้วยวิธีการ system balance กระแสลดลงเป็น 45 mA)

กระแสคอมมอนโหมคจะส่งผลให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนโดยตรงทั้งในสายนำและทางอากาศคือค่ากระแสคอมมอนโหมค ( $I_{pp}$ ) แต่ละค่าส่งผลต่อสัญญาณรบกวนในสายตัวนำและแพร่ทางอากาศที่มีค่าต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ผลการทดสอบหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอมมอนโหมค ( $I_{pp}$  (mA)) ต่อทั้งค่าเฉลี่ยและค่าผลสูงสุดสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสคอมมอนโหมคกับสัญญาณรบกวนในสาย

ตัวนำและแพร่กระจายออกทางอากาศได้เป็นลิเนียร์ คือ กระแสคอมมอน โหมดต่อสัญญาณรบกวน ในสายตัวนำมีสโลปเป็น 11 dB/octave และมีความสัมพันธ์ต่อสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางอากาศ มีสโลปเป็น 5 dB/octave แสดงให้เห็นว่าสัญญาณรบกวนในสายตัวนำมีความไว (sensitive) ต่อ กระแสคอมมอน โหมดมากกว่าสัญญาณรบกวนที่แพร่ออกทางอากาศ แต่อย่างไรก็ตามค่ากระแส คอมมอน โหมดจะมีผลอย่างมากต่อสัญญาณรบกวนที่แพร่ทางอากาศทางด้านความถี่ในช่วง 30- 36 MHz

ค่ากระแสคอมมอน โหมดมีผลกระทบโดยตรงต่อการแพร่กระจายสัญญาณทางสายนำ สัญญาณและทางอากาศ ผู้ออกแบบวงจรสวิตซ์ซึ่ง โหมดเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้อง หาวิธีลดทอนกระแสคอมมอน โหมดในวงจรให้ได้มากที่สุด ซึ่งจะเป็นการแก้ปัญหาสัญญาณ รบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ต้นเหตุอย่างแท้จริง

แนวทางในการแก้ไขปัญหานี้สัญญาณรบกวนทางอากาศจะมีองค์ประกอบที่มากกว่าการ แก้ไขปัญหานี้สัญญาณรบกวนทางสายตัวนำที่จะมีผลอย่างมากต่อกระแสคอมมอน โหมด โดย ผู้ออกแบบสามารถเลือกใช้วิธีการลดขนาดลูปทางเดินกระแส, การลดค่าการกระเพื่อมของคลื่น แม่เหล็กไฟฟ้าในหม้อแปลงหรือการชิลด์วงจร ทุกวิธีเป็นผลทำให้ความแรงของสัญญาณรบกวน ทางกระแสการแพร่กระจายทางอากาศลดลงทั้งสิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- [1] Wu Xin, Franki N.K. Poon, C.M.Lee,M.H.Pong, “A Study of Common-Mode Noise in Switching Power Supply from a Current Balancing Viewpoint”, *IEEE 1999 international conference on power electronics and drive systems PEDS'99*, July 1999, Hong Kong
- [2] C.R. Pual, K.B. Hardin, “Diagnosis and Reduction of Conducted Noise Emissions”, *IEEE Trans On Electromagnetic Compatibility*, Vol.30, No.4, Nov/Dec, 1988, pp.553-560.
- [3] A. Rockhill, T. A. Lipo and A.L. Julian, “High Voltage Buck Converter Topology for Common Mode Voltage Reduction”, *Proc. Of PESC'96, Baveno, Italy*, 24-27 June 1996, pp.1968-1972, Vol. II.
- [4] G. Antonini, S. Cristina, “EMC Characterization of SMPS Devices : Circuit and Radiated Emission Model”, *IEEE Tran. on Electromagnetic Compatibility*, Vol.38, No.3, Aug, 1996, pp. 300-309
- [5] Laszlo Tihanyi “*Electromagnetic Compatibility in power electronics*”, IEEE press published by j.k. Eckert Inc. USA 1995
- [6] Mark I Montrose “*EMC and the Printed Circuit Board*”, IEEE press Series on Electronics Technology
- [7] Abraham I. Pressman, “*Switching Power Supply Design*” , McGraw-Hill Companies, Inc.
- [8] Robert W. Erickson , Dragan Maksimoive ,” *Fundamentals of Power Electronics second Edition*”, Boulder, Colorado.
- [9] Henry w. Ott, “*Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*” , John Wiley & sons.
- [10] John C. fluke, Sr. , “*Controlling Conducted Emissions By Design*”, Van nostrand Reinhold
- [11] Marty Brown, “*Practical Switching Power Supply Design*” , Academic press, inc
- [12] Ron Lenk, “*Practical Design of Switching Power Supplies*” , McGraw-Hill Companies, Inc
- [13] George Chryssis, “*High Frequency Switching Power Supplies Theory and Design*” , theMcGraw-Hill Companies, Inc
- [14] M. Shoyama, T.M. Okunaga, G. Li, T. Ninoyama, “*Balance switching converter to reduce common-mode conducted noise*”, *IEEE PESC 2001 Record*, pp. 451-456, jun., 2001

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[15] Michel Mardiguian, “Controlling Radiated Emissions by design” , Kluwer Academic Publishers

[16] Yothin Prempraneerach , Mr. Anake Meemoosor “Investigation the Relationship Between Common Mode Current and Radiated Field of Buck Converter” International Conference on control, Automation and Systems (ICCAS 2004) Bangkok, Thailand.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## ภาคผนวก ก

### คุณสมบัติเพอร์โรท์และการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

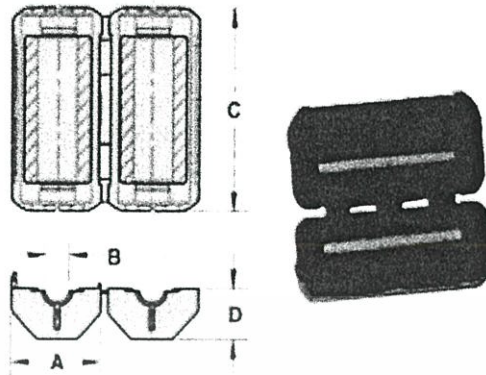


Figure 1

Part Number: 0431167281  
 Frequency Range: Lower & Broadband Frequencies 1-300 MHz (31 material)  
 Description: 31 ROUND CABLE CORE ASSEMBLY  
 Application: Suppression Components  
 Where Used: Cable Component  
 Part Type: Round Cable Snap-Its  
 Preferred Part: ✓

#### Mechanical Specifications

Weight: 33.000 (g)

#### Part Type Information

Round cable snap-its can easily accommodate round cables or bundled wires with diameters from 2.5 mm (.100") to 25.4 mm (1.000"). These assemblies are available in four ferrite material classes to suppress differential or common-mode conducted EMI from 1 MHz into the GHz region. The polypropylene cases are meeting the RoHS restrictions of hazardous substances and have a flammability rating of UL 94-V0.

-Round cable snap-it assemblies are controlled for impedances only. The impedances listed are typical values. Minimum impedance values are specified for the + marked frequencies. The minimum guaranteed impedance is the listed impedance less 20%.

-Single turn impedance tests for the 31, 43 and 44 material are performed on the 4193A Vector Impedance Analyzer. The 61 material parts are tested on the 4191A RF Impedance Analyzer. Cores are tested with the shortest practical wire length.

-Many of the snap-it parts have round core equivalents. See Round Cable EMI Suppression Cores section of our catalog.

-'B' Dimension is the core Dimension.

-Round Cable Snap-it Kits are available for each of the four suppression materials. 31 Snap-It Kit (0199000030), 43 Snap-It Kit (0199000031), 48 Core and Snap-It Kit (0199000032) and 61 Snap-It Kit (0199000033).

-Explanation of Part Numbers: Digits 1 & 2 = product class and 3 & 4 = material grade.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Mechanical Specifications**

Dim	mm	mm tol	nominal inch	inch misc.
A	23.70	-	0.933	-
B	10.15	-	0.400	-
C	39.40	-	1.550	-
D	11.70	-	0.461	-
E	-	-	-	-
F	-	-	-	-
G	-	-	-	-
H	-	-	-	-
J	-	-	-	-
K	-	-	-	-

**Electrical Specifications**

Typical Impedance ( $\Omega$ )	
1 MHz	18
5 MHz	56
10 MHz+	81
25 MHz+	144
100 MHz+	240
250 MHz	270

Electrical Properties	

**Legend**

+ Test frequency

Preferred parts, the suggested choice for new designs, have shorter lead times and are more readily available.

The column H<sub>dc</sub> gives for each bead the calculated dc bias field in oersteds for 1 turn and 1 ampere direct current. The actual dc H field in the application is this value of H times the actual NI (ampere-turn) product. For the effect of the dc bias on the impedance of the bead material, see figures 18-23 in the application note How to choose Ferrite Components for EMI Suppression.

A 1/2 turn is defined as a single pass through a hole.

$\Sigma \mu A$  - Core Constant

$A_e$  - Effective Cross-Sectional Area

$A_L$  - Inductance Factor ( $\frac{1}{N^2}$ )

N/AWG - Number of Turns/Wire Size for Test Coil

$l_e$  - Effective Path Length

$V_e$  - Effective Core Volume

NI - Value of dc Ampere-turns

**Land Patterns**

V	W ref	X	Y	Z
-	-	-	-	-

**Winding Information**

Turns Tested	Wire Size	1st Wire Length	2nd Wire Length
-	-	-	-

**Reel Information**

Tape Width mm	Pitch mm	Parts 7" Reel	Parts 13" Reel	Parts 14" Reel
-	-	-	-	-

**Package Size**

Pkg Size
-
(-)

**Connector Plate**

# Holes	# Rows
-	-

**Ferrite Material Constants**

Specific Heat .....	0.25 cal/g/°C
Thermal Conductivity .....	10x10 <sup>-3</sup> cal/sec/cm/°C
Coefficient of Linear Expansion .....	8 - 10x10 <sup>-6</sup> /°C
Tensile Strength .....	4.9 kgf/mm <sup>2</sup>
Compressive Strength .....	42 kgf/mm <sup>2</sup>
Young's Modulus .....	15x10 <sup>3</sup> kgf/mm <sup>2</sup>
Hardness (Knoop) .....	650
Specific Gravity .....	≈ 4.7 g/cm <sup>3</sup>

*The above quoted properties are typical for Fair-Rite MnZn and NiZn ferrites.*

See next page for further material specifications

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

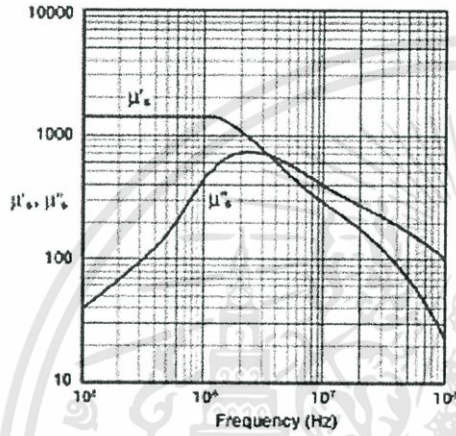
A MnZn ferrite designed specifically for EMI suppression applications from as low as 1 MHz up to 500 MHz. This material does not have the dimensional resonance limitations associated with conventional MnZn ferrite materials.

Round cable EMI suppression cores, round cable snap-its, flat cable EMI suppression cores, and flat cable snap-its are all available in 31 material.

**31 Material Specifications:**

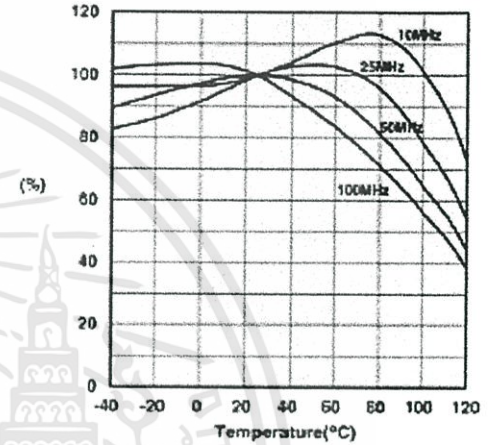
Property	Unit	Symbol	Value
Initial Permeability @ B < 10 gauss		$\mu_i$	1500
Flux Density @ Field Strength	gauss oersted	B H	2400 5
Residual Flux Density	gauss	$B_r$	2500
Coercive Force	oersted	$H_c$	0.35
Loss Factor @ Frequency	$10^{-4}$ MHz	$\tan \delta \mu_i$	20 0.1
Temperature Coefficient of Initial Permeability (20 - 70°C)	%/°C		1.6
Curie Temperature	°C	$T_c$	>130
Resistivity	$\Omega \cdot \text{cm}$	$\rho$	$3 \times 10^7$

**Complex Permeability vs. Frequency**



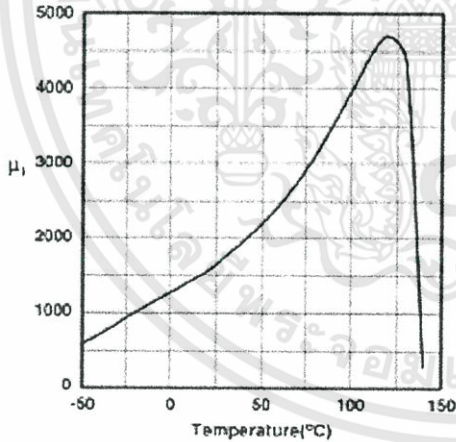
Measured on a 17/10.6mm toroid at 25°C using the HP 4284A and the HP 4291A.

**Percent of Original Impedance vs. Temperature**



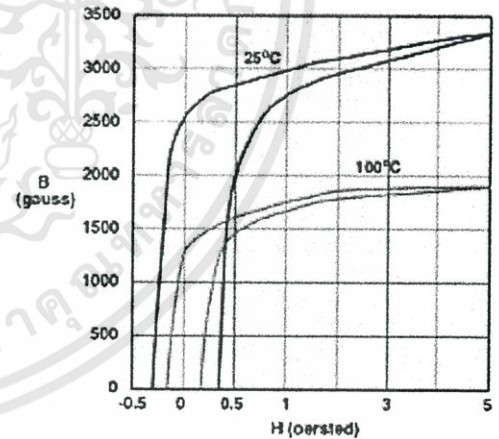
Measured on a 2631000301 using the HP4291A.

**Initial Permeability vs. Temperature**



Measured on a 17/10.6mm toroid at 100kHz.

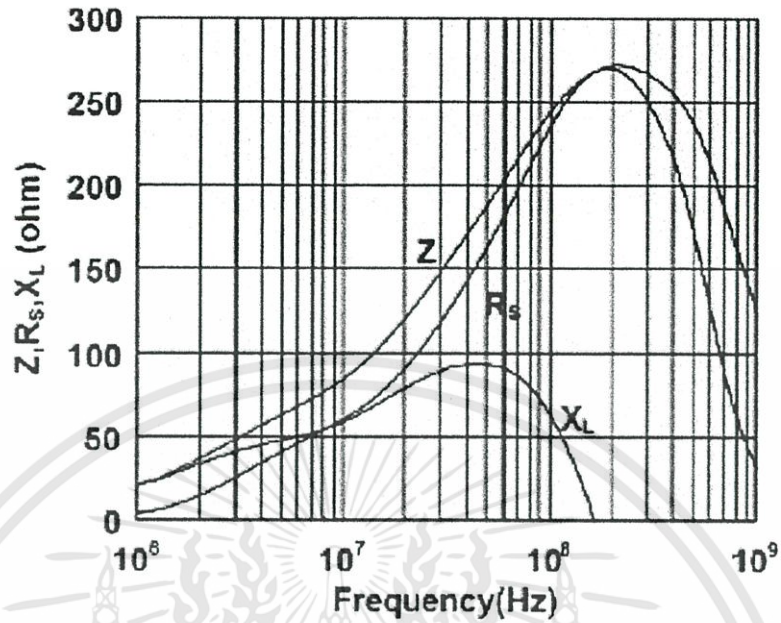
**Hysteresis Loop**



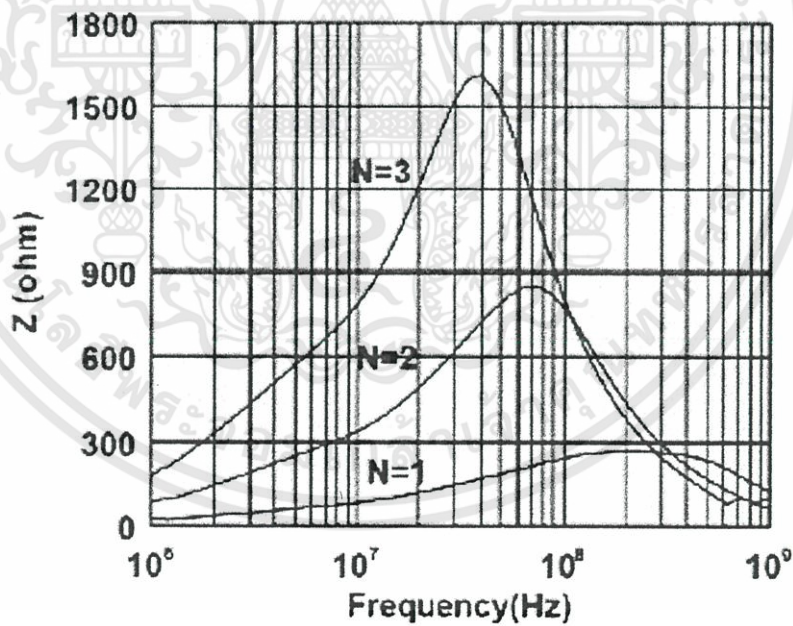
Measured on a 17/10.6mm toroid at 10kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0431167281



Impedance, reactance, and resistance vs. frequency.



Impedance vs. frequency with one, two, and three turns.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# How to Choose Ferrite Components for EMI Suppression

## Introduction

The following pages will focus on Soft Ferrites used in the application of electromagnetic interference (EMI) suppression. Although the end use is an important issue and some applications are mentioned, this technical section is not intended to be a design manual, but rather, an aid to the designer in understanding and choosing the optimum ferrite material and component for their particular application. Ferrite suppressor cores are simple to use, in either initial designs or retrofits, and are comparatively economical in both price and space. Ferrite suppressors have been successfully employed for attenuating EMI in computers and related products, switching power supplies, electronic automotive ignition systems, and garage doors openers, to name just a few.

Conducted Limits*		
Frequency	Class A	Class B
450 kHz – 1.6 MHz	60 dBuV	50 dBuV
1.6 MHz – 30 MHz	70 dBuV	60 dBuV

\*Measured using a 50-ohm LISN

Radiated Limits**		
Frequency	Class A	Class B
30 MHz – 88 MHz	50 dBuV/m	40 dBuV/m
88 MHz – 216 MHz	53 dBuV/m	43 dBuV/m
216 MHz – 960 MHz	56 dBuV/m	46 dBuV/m
above 960 MHz	64 dBuV/m	54 dBuV/m

\*\*Measured at a 3-meter distance

## Use of Ferrite Suppressor Cores

The United States was one of the first countries to recognize the potential problems caused by electromagnetic pollution. As a result the FCC was charged with the responsibility of promulgating rules and regulations to control and enforce limits on high frequency interference.

Figure 1 shows the current radiation limits as defined by FCC Rules Part 15, for class A (industrial) and class B (mass-market) equipment.

Contrary to the times when these regulations were first enforced and designing for EMI protection was often an afterthought rather than a forethought, a major portion of today's circuitry is incorporating EMI safeguards in its initial design. Many approaches can be used to comply with design or specification limits for EMI. Attention to basic circuit design, component layout, shielded enclosures and other use of shielding materials may be considered. For reducing or eliminating conducted EMI on printed circuit boards in wiring and cables, ferrite components have been used very successfully for decades. The ferrite core introduces into the circuit a frequency variable impedance, see Figure 2. The core will not affect the lower frequency operating signals but does block the conduction of the EMI noise frequencies. The Figures 3 and 4 are photographs of a representative sampling of the Fair-Rite Products Corp. product line of suppressor cores.

Figure 1 FCC Radiation Limits for class A & B equipment

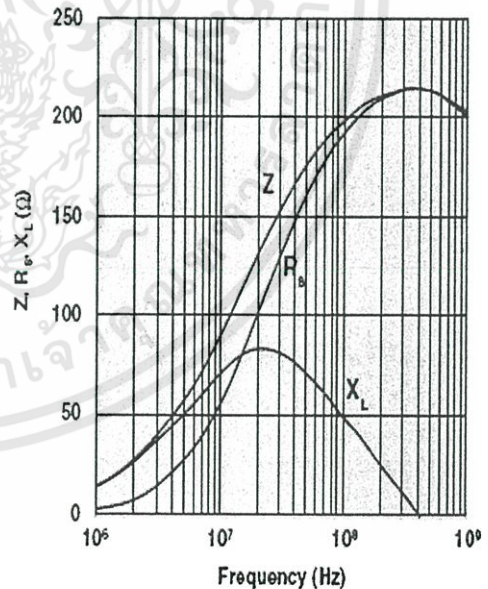


Figure 2 Impedance, reactance, and resistance vs. frequency for a ferrite core in 43 material.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

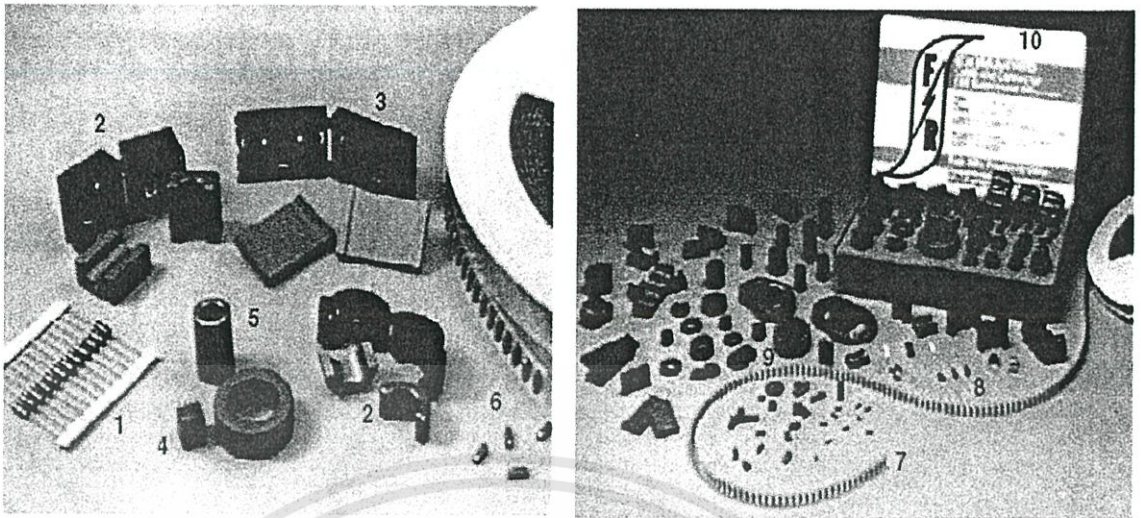


Figure 3, 4 Variety of EMI Suppression Cores including: (1) Beads on Leads, (2) Split Round Cable Suppression Cores and Cases, (3) Split Flat Cable Suppression Cores and Cases, (4) Printed Circuit (PC) Beads, (5) Round Cable Suppression Cores (6) Surface-Mount (SM) Beads, (7) on Reel, (8) Wound Beads, (9) Connector Suppression Discs and Plates and (10) One of our Engineering Kits containing a Large Variety of Samples of EMI Suppressor Cores.

### The Magnetics

The permeability of a ferrite material is a complex parameter consisting of a real and an imaginary part. The real component represents the reactive portion and the imaginary component represents the losses. These may be expressed as series components ( $\mu_s', \mu_s''$ ) or parallel components ( $\mu_p', \mu_p''$ ).

Figure 5 is the vector representation of the series equivalent circuit of a ferrite suppression core; the loss free inductor ( $L_s$ ) is in series with the equivalent loss resistor ( $R_s$ ). The following equations relate the series impedance and the complex permeability:

$$Z = j\omega L_s + R_s = j\omega L_o(\mu_s' - j\mu_s'') \text{ ohm}$$

so that

$$\omega L_s = \omega L_o \mu_s' \text{ ohm}$$

$$R_s = \omega L_o \mu_s'' \text{ ohm}$$

where:  $L_o = \frac{4\pi N^2 10^{-9}}{C_1}$  (H) is the air core inductance.

$C_1$  = core factor

The impedance of a ferrite suppressor core is a combination of the intrinsic material characteristics  $\mu_s'$  and  $\mu_s''$ , the square of the turns and of the ferrite core. The complex permeability components  $\mu_s'$  and  $\mu_s''$  vary as a function of frequency. The core geometry and the number of turns are frequency independent contributors to the overall impedance.

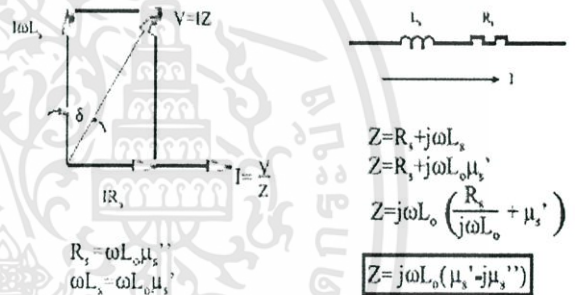


Figure 5

### Material Selection

Conducted EMI can occur over a wide range of frequencies, from as low as 1 MHz to several GHz. To provide protection over such a wide frequency range a number of ferrite materials will have to be made available.

Fair-Rite offers a complete line of suppression ferrites that cover a gamut of frequencies. Starting at 1 MHz MnZn ferrites 73 and 31 are used. Beginning around 20 MHz up to 200/300 MHz the NiZn materials 43 and 44 and the MgZn 46 material are recommended. For the highest frequencies the NiZn 61 material is the choice.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figures 6 through 11 show for these six suppression materials the complex permeabilities  $\mu'_s$  and  $\mu''_s$  as a function of frequency. For all these materials at low frequencies  $\mu'_s$  is highest but as the frequency increases  $\mu''_s$  becomes the dominant material parameter when the biggest contributor to the overall impedance. At the low frequencies where  $\mu'_s$  is highest the suppression core is mostly inductive and rejects EMI signals. At the higher frequencies where  $\mu''_s$  becomes the more significant parameter the impedance will become more and more resistive and absorbs the conducted EMI.

Table 1 lists Fair-Rite's suppression materials, suggested operating frequency ranges and the test frequencies for the six suppression materials. The recommended materials will provide the highest combination of the primary material characteristics  $\mu'_s$  and  $\mu''_s$  over that frequency range.

Table 1

Material	Frequency Range	Test Frequencies	Comments
73	1-25 MHz	10-25 MHz	Small parts only
31	1-300 MHz	10-25-100 MHz	Large parts only
43	20-300 MHz	25-100 MHz	Wide range of parts
44	20-300 MHz	25-100 MHz	High resistivity
46	20-300 MHz	100 MHz	Large Parts
61	200+ MHz	250-500 MHz	For VHF designs

Making the material selection is the first step in eliminating conducted EMI problems. To make this material selection it is imperative that the frequency or frequencies of the unwanted noise are known. This needs not be an exact figure; an approximation will be sufficient. From the EMI frequency the material can be selected. It should be made clear that several environmental conditions will have to be addressed before this selection becomes final.

### Environmental Conditions

As shown in Figures 6 through 11, the  $\mu'_s$  and  $\mu''_s$  will vary as a function of frequency. However, several environmental conditions will also affect these primary material parameters. The most significant ones are temperature and dc bias.

Changes in the combination of  $\mu'_s$  and  $\mu''_s$  due to temperature is strictly a material characteristic which is not affected by the core geometry. The graphs in Figures 12 through 17 show the percentage change in impedance as a function of temperature when compared to room temperature. These typical changes in impedance will be applicable for all components made from these materials. Designers can use these graphs to evaluate performance of specific components versus temperature.

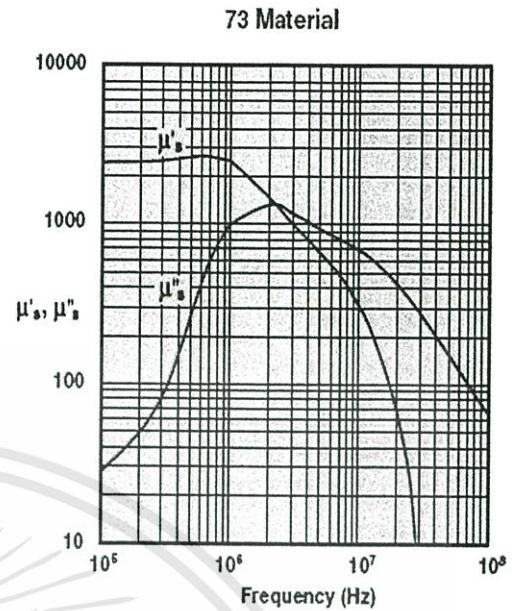


Figure 6 Complex Permeability vs. Frequency Measured on a 2673000301 bead using the HP 4284A and the HP 4291A.

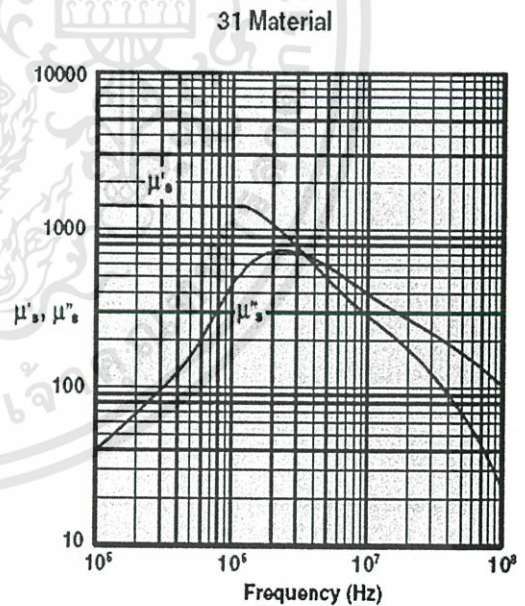
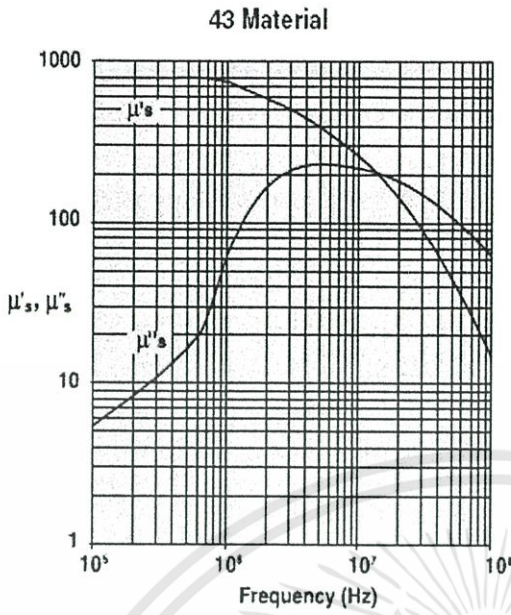
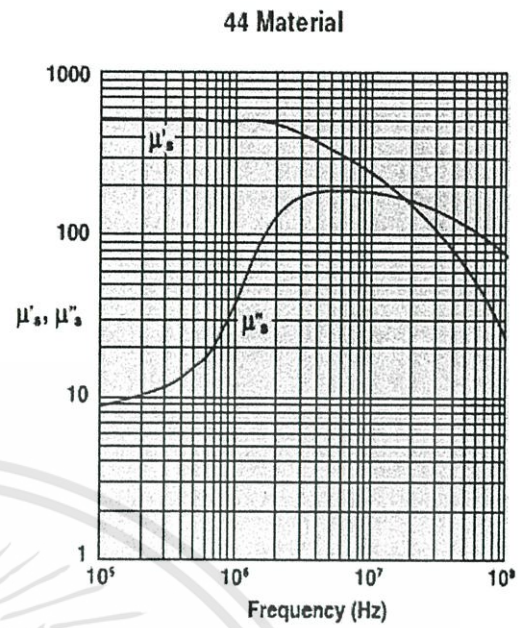


Figure 7 Complex Permeability vs. Frequency Measured on a 17/10/6mm toroid using the HP 4284A and the HP 4291A.

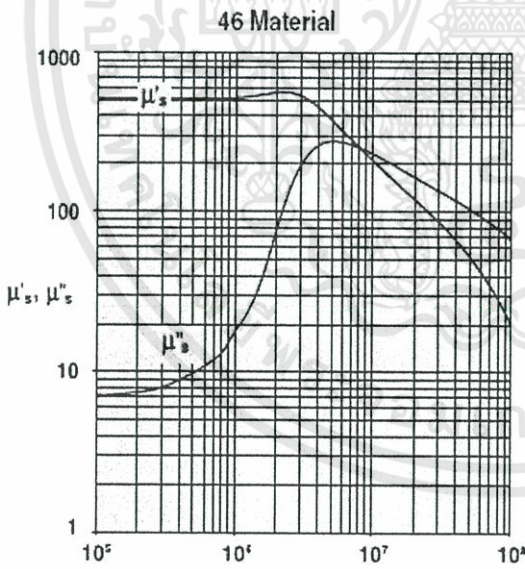
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



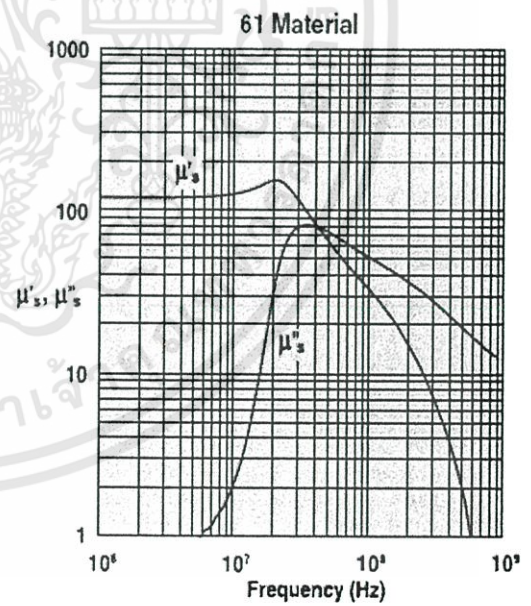
**Figure 8** Complex Permeability vs. Frequency Measured on a 17/10/6mm toroid using the HP 4284A and the HP 4291A.



**Figure 9** Complex Permeability vs. Frequency Measured on a 17/10/6mm toroid using the HP 4284A and the HP 4291A



**Figure 10** Complex Permeability vs. Frequency Measured on a 17/10/6mm toroid using the HP 4284A and the HP 4291A.



**Figure 11** Complex Permeability vs. Frequency Measured on a 17/10/6mm toroid using the HP 4284A and the HP 4291A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The dc bias is more complex. The dc bias will affect both the  $\mu'$  and  $\mu''$ , but this is also influenced by the core geometry, specifically the magnetic path length. Therefore Fair-Rite provides dc bias information based on a dc H field in oersted for many of its suppression components. For all EMI suppression beads and round cable suppression cores listed in the catalog a calculated H value ( $H=1.256/I_m$ ) that is based on a single turn and one Amp direct current is shown. This calculated value of H should be modified if more turns are used or if the current is not 1 A. A 2 Amp current will of course double the value listed for the part. Once the true dc H field is calculated, graphs in Figures 18 through 23 will provide the change in impedance information for the appropriate material, frequency and true H value.

Dc bias curves are included on the Fair-Rite CD-ROM. Also those components for which the magnetic path length cannot easily be calculated the dc bias curves are on the CD-ROM as well. Again, this will provide the designer with a quick evaluation on how the dc bias affects the performance of these components.

73 Material

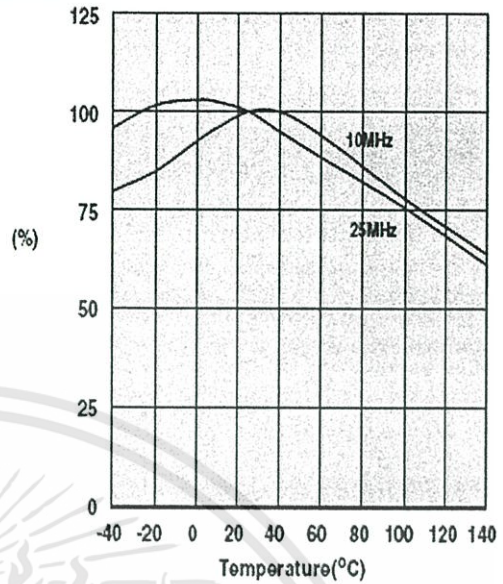


Figure 12 Percent of Original Impedance vs. Temperature Measured on a 2673000301 using the HP4291A.

31 Material

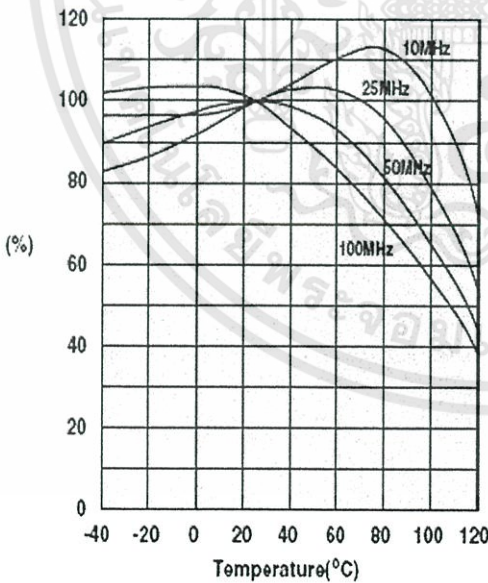


Figure 13 Percent of Original Impedance vs. Temperature Measured on a 2631000301 using the HP4291A.

43 Material

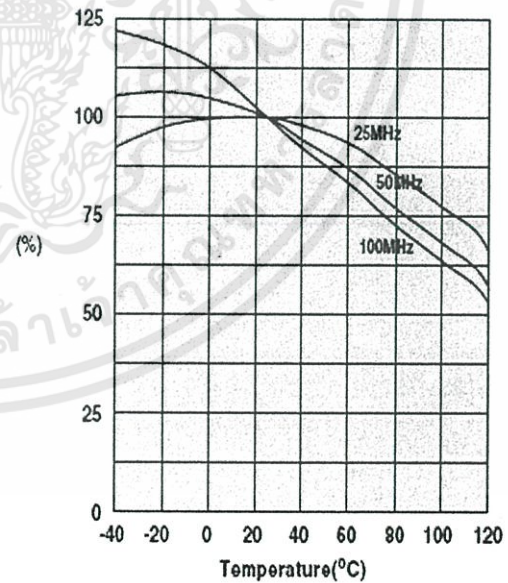


Figure 14 Percent of Original Impedance vs. Temperature Measured on a 2643000301 using the HP4291A.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

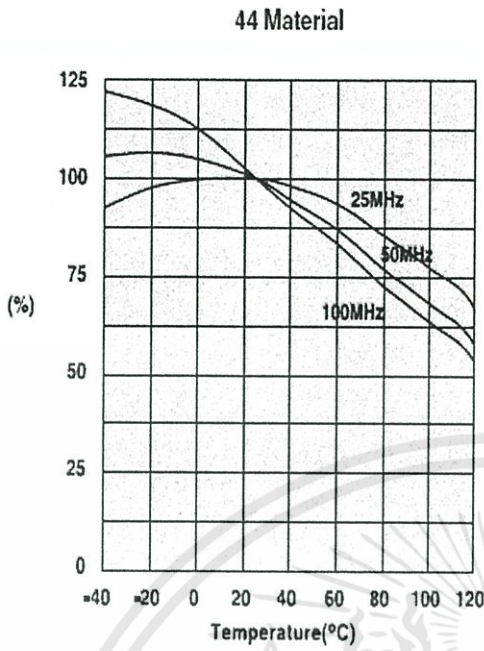


Figure 15 Percent of Original Impedance vs. Temperature Measured on a 2644000301 using the HP4291A.

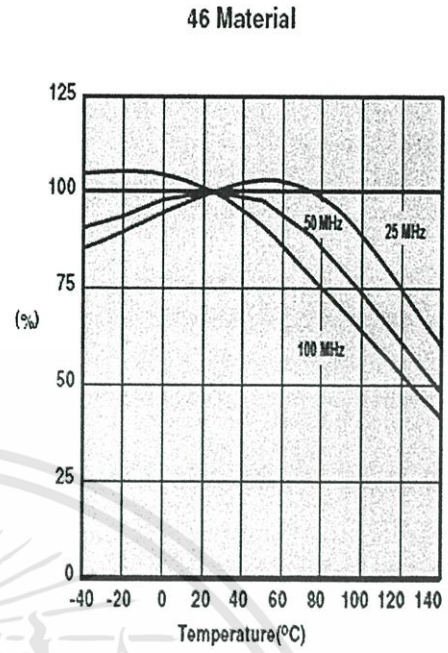


Figure 16 Percent of Original Impedance vs. Temperature Measured on a 2646000301 using the HP4291A.

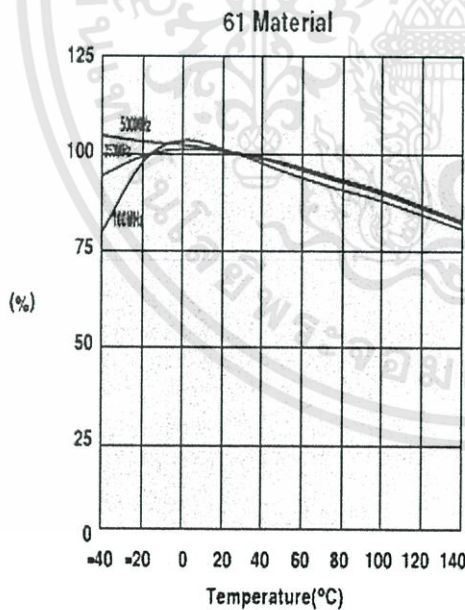


Figure 17 Percent of Original Impedance vs. Temperature Measured on a 2661000301 using the HP4291A.

### Secondary Material Parameters

Although  $\mu'_c$  and  $\mu''_c$  are the most critical material characteristics for suppression applications, resistivity and Curie temperature are ferrite material parameters that should be considered as well.

The Curie temperature is the transition temperature above which the ferrite loses its magnetic properties. At this temperature the component is no longer performing its intended function. Once the material cools down below this temperature it will again perform as before. For all Fair-Rite materials a minimum Curie temperature is specified.

As mentioned previously, Fair-Rite manufactures three classes of ferrite materials, MnZn, NiZn and MgZn ferrites. The manganese zinc materials have low resistivities whereas the nickel zinc and magnesium zinc materials have high resistivities. For applications that use non-insulated wires or for use as connector suppression plates, a ferrite material with the highest resistivity is recommended. Fair-Rite's 44 material is an improved 43 material by providing both increased resistivity and Curie temperature. Components in the 44 NiZn material are catalog standard parts for connector plates and wound parts such as PC beads and wound beads.

73 Material

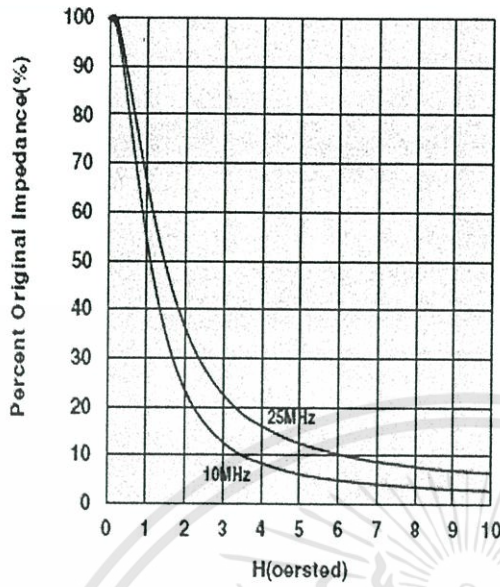


Figure 18 Percent of Original Impedance vs. Magnetic Field Strength. Measured on a 2673000301 using the HP4291A.

31 Material

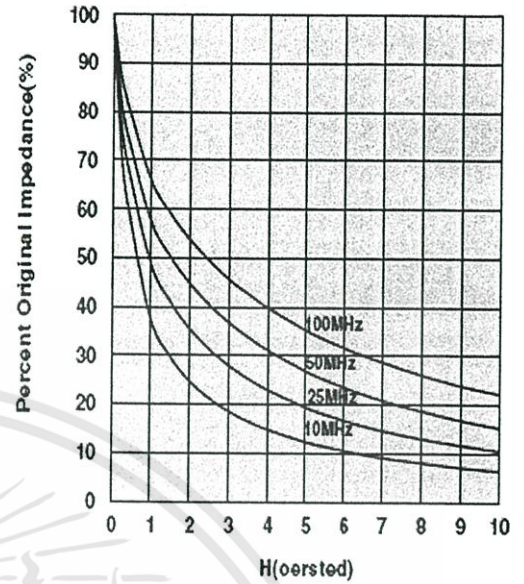


Figure 19 Percent of Original Impedance vs. Magnetic Field Strength. Measured on a 2631000301 using the HP4291A.

43 Material

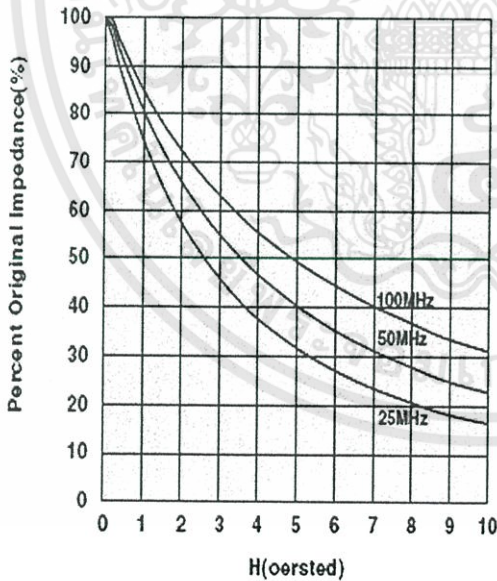


Figure 20 Percent of Original Impedance vs. Magnetic Field Strength. Measured on a 2643000301 using the HP4291A.

44 Material

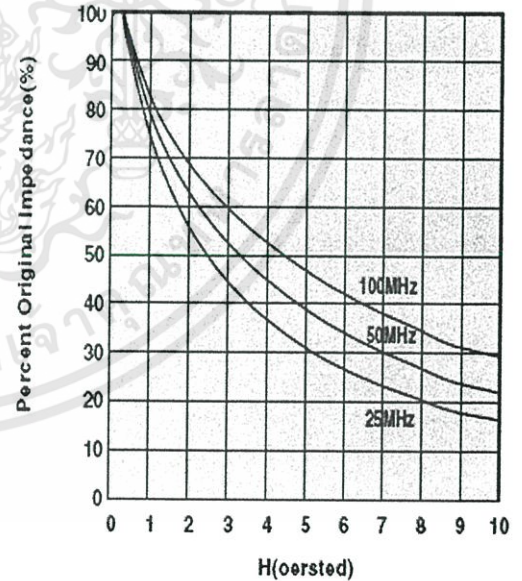


Figure 21 Percent of Original Impedance vs. Magnetic Field Strength. Measured on a 2644000301 using the HP 4291A.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

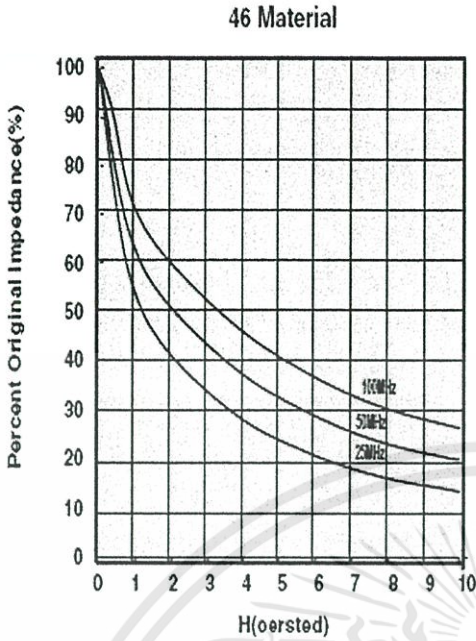


Figure 22 Percent of Original Impedance vs. Magnetic Field Strength. Measured on a 2646000301 using the HP4291A.

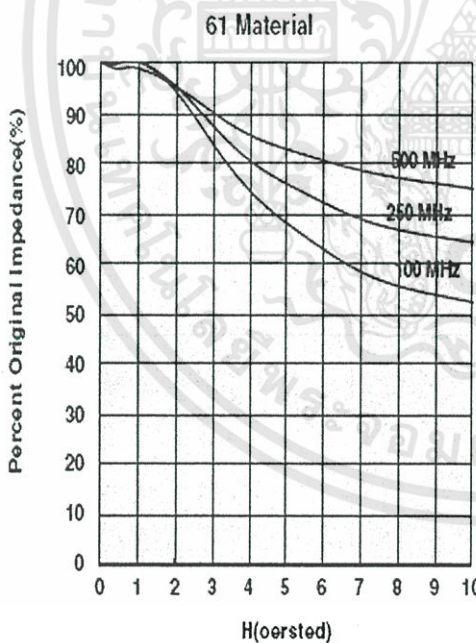


Figure 23 Percent of Original Impedance vs. Magnetic Field Strength. Measured on a 2661000301 using the HP4291A.

### Common-Mode Design

If the dc currents are so high that the resulting impedances are not sufficient to suppress the conducted noise, the common-mode approach might solve the problem. As shown in Figure 24, in a common-mode design both current-carrying conductors will pass through the same hole in the core. The dc fields will cancel and the common-mode noise that is picked-up on both lines will be attenuated. It should be pointed out that an EMI signal that is on the line to the load and then returns from the load will not "see" the core and will not be attenuated.

In applications with a large direct current in a single conductor, the solution might be the use of an open magnetic circuit core such as a wound ferrite rod. In automotive designs where the ground is used as the return path, this often is the only option.

When high frequency operating signals, typically above 1 MHz, are susceptible to EMI, the common-mode approach might be used to solve that problem. In this instance common-mode is not used for the current compensation, but rather for the compensation of the high frequency signals. These signal pairs will not be suppressed, yet any common-mode EMI will be attenuated. The use of round or flat cable cores is a good example of this application of this type of common-mode suppression.

### Common-Mode Design

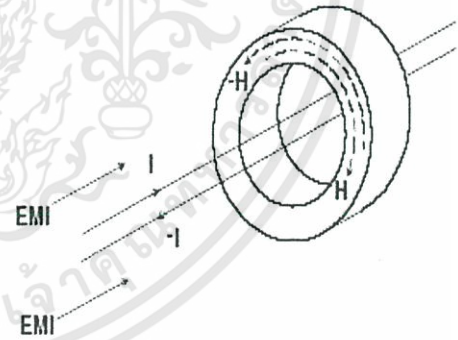


Figure 24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

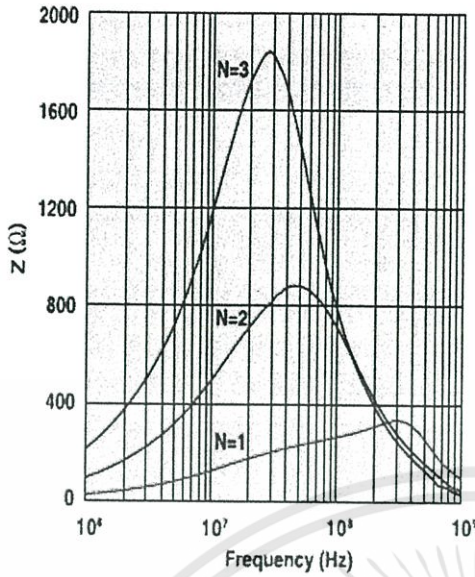


Figure 25 Impedance vs. frequency for a 14/6/28mm cable core in 43 material wound with one, two, and three turns.

Overall the process of selecting a bead or cable core that fits the wire or cable is mainly a mechanical evaluation, but the longer the selected core the higher the impedance for a given volume of ferrite material.

Suppression Materials

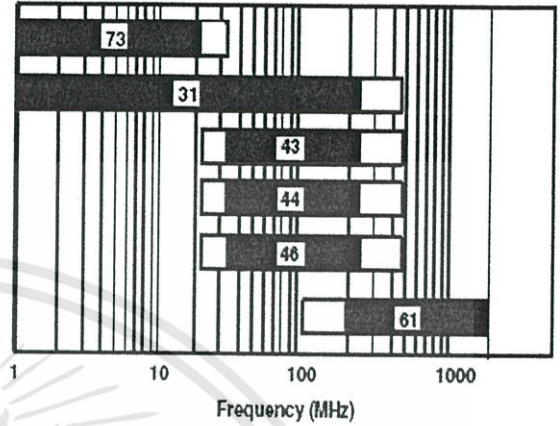


Figure 26 Available Fair-Rite Suppression Materials vs. Frequency

Core Selection

Once the proper ferrite material for a specific suppression application has been decided the required ferrite core is the next step in solving the EMI problem. The core contribution to the impedance is expressed in the formula

$$L_o = \frac{4\pi N^2 10^{-9}}{C_1} \text{ (H)}$$

From this formula it is evident that the impedance is proportional to the square of the number of turns and the core geometry shown by the core factor  $C_1$ . The advantage of the proportionality of  $N^2$  is often overlooked and yet can enhance the overall impedance significantly for a rather minor cost. Figure 25 shows the impedance versus frequency curves for one of Fair-Rite's 43 material cable cores wound with one, two and three turns. By increasing the number of turns the winding capacitance is increased resulting in a shift in the maximum impedance to lower frequencies. If an improvement of the low frequency impedance performance is needed, this increase in turns can be very beneficial for the 43 material applications.

The core geometry most often used in suppression applications is the toroidal core. When the dimensions are in inches, the  $L_o$  for the toroidal core shape is  $1.17 N^2 H \log_{10} OD/ID 10^{-9}$  (H). Of the three core dimensions OD, ID and H (height), the H is the most significant. This dimension is proportional to the toroidal  $L_o$  and hence of the impedance of the core. Doubling H will double the volume and also the impedance. Doubling the core volume by changing the OD and or the ID will only increase the impedance by approximately 40%.

Suppressing Common-Mode Noise

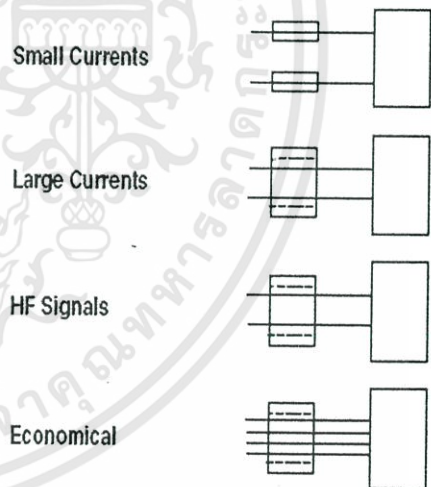
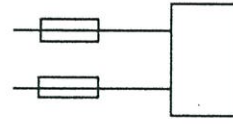


Figure 27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Suppressing Differential-Mode Noise

Small Currents



Large Currents

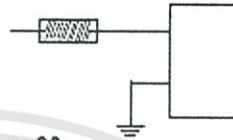


Figure 28

### Summary

#### 1. Material Selection

The graph in Figure 26 aids in the initial material selection for suppressing conducted EMI frequencies.

DC bias, core size, operating temperature and resistance requirements might affect this choice.

#### 2. Core Selection

To make a final core selection, the type of EMI, common-mode or differential-mode, will affect the choice of the core configuration.

Figures 27 and 28 provide an overview of the available core shape options for different levels of input currents.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Investigation the Relationship Between Common Mode Current and Radiated Field of Buck Converter

Mr. Anake Meemoosor\* \*\*, Mr. Kraisorn Aunchaleevarapan\*\* and Assoc. Prof. Dr. Yothin Prempraneerach\*

\* Control Engineering Dept, Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520  
(Tel +66-2-737-3000, E-mail:engwkj@hotmail.com)

\*\* Electrical and Electronic Products Testing Center (PTEC), Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520  
(Tel +66-2739-2188, E-mail:anake.mee@ptec.or.th)

### Abstract

An EMC analysis of a switched mode power supply (SMPS) have been usually using unbalance circuit topologies and the major factor of disturbance is parasitic capacitance. We have proposed a balanced switching converter circuit, which is an effective way to reduce the common mode conducted noise. In this paper presents the relationship between common mode current and radiated field.

**Keyword :** SMPS, CMI,  $i_{CM}$ , MOSFET, EMI

### 1. Introduction

Since their introduction at the end of the 1960's, of switching mode power supplies (SMPS) have become progressively popular, up to the point in which the vast majority of today's electronic equipment use this type of regulator. With regard to the electromagnetic interferences (EMI), this type of power supply has always been serious concern because of its conducted and radiated emissions. In a SMPS the primary source of internal radiated on the cables, it's usually contained the high frequency. If we can reduce the common mode current, the radiated noise is proportional reduced. The common mode noise is mostly occurred due to circuit is unbalanced [1,3] which is caused by the capacitive coupling to the frame ground which passes through a heatsink of the switching devices [4]. In the last few year have researchers tuned their interests on the electromagnetic (em) radiation from such devices. The modification of Buck converter circuit can be done by balancing the common mode impedance (CMI) method which achieved by source, transmission line and termination balance. The conventional Buck converter is modified in three steps condition such that 1 : two switches buck converter with termination balanced, 2 : two switches buck converter with termination and transmission line balanced, 3 : two switched converter with termination, transmission line and source balanced. It's useful to find the relationship between common mode current and radiated field of Buck converter.

### 2. SMPS model and experimental set up

EMI is the principle loop of the converter section consisting of the switching semiconductor component (in this case a MOSFET), the DC source, the inductor, the filtering capacitor and the load. Its equivalent and geometrical layout with the dimensions, are in Fig.1

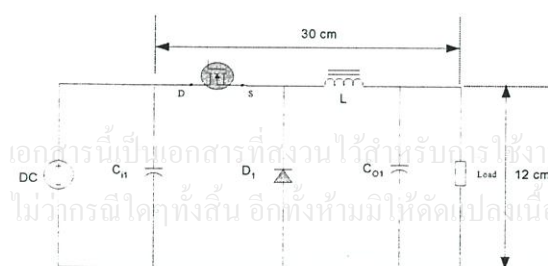


Fig. 1 SMPS geometrical layout

The MOSFET is driven by the electronic control system represented by equivalent gate voltage  $V_{eq} = 22$  V, which has rise time and fall time respectively such that  $T_{rise} = 750$  ns and  $T_{fall} = 100$  ns. The DC source voltage  $V_{dc} = 30$  V. The conductors are printed traces on a standard circuit board. The filtering capacitor  $C$  is in parallel to the load.

### 3. Field calculation

An original technique to calculate the field radiated by the converter section of a SMPS is developed an amply discussed, in this paragraph, for readers convenience only, it will be briefly summarized. The conductors of the SWMPS circuit are considered to be made up of a number of ideal radiated dipoles, short enough for the current to be approximated as constant along the length  $dl$  of each dipole. The expressions for the fields in cylindrical coordinates as following

$$\hat{E}_r = 2 \frac{\hat{I} dl}{4\pi} \eta_0 \beta_0^2 \cos \theta \left( \frac{1}{\beta_0^2 r^2} - j \frac{1}{\beta_0^3 r^3} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad (1a)$$

$$\hat{E}_\theta = \frac{\hat{I} dl}{4\pi} \eta_0 \beta_0^2 \sin \theta \left( j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} - j \frac{1}{\beta_0^3 r^3} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad (1b)$$

$$\hat{H}_\phi = \frac{\hat{I} dl}{4\pi} \beta_0^2 \sin \theta \left( j \frac{1}{\beta_0 r} + \frac{1}{\beta_0^2 r^2} \right) e^{-j\beta_0 r} \quad (1c)$$

where  $I$  is the current.  $\beta_0$  the propagation constant,  $\eta_0$  the free space intrinsic impedance,  $\theta$  the azimuth angle. In near field region the so-called electrostatic term ( $j / \beta_0^3 r^3$ ) is predominant. It represents the field of electrostatic charges physically accumulated at the ends of an isolated dipole. If two dipoles are connected in series and carry the same current, the electrostatic charges at the common end have different signs and this makes their total electrostatic field vanish. In using equations (1) the electrostatic terms ( $j / \beta_0^3 r^3$ ) are evaluated from the dipole's center and not from its ends (because in (1)  $r$  is the distance between the center of each dipole and the test point) so their contributions to the total field do not vanish, mainly when  $r$  is small. This gives rise to unnaturally large electrostatic field that can cause an overestimation of many dBs. To avoid this error the solutions to omit the electrostatic terms in (1) altogether and calculate

the electrostatic field directly from the charges where they do not vanish (e.g. at the filtering capacitor leads)

**4. The experimental and discussion**

Each version of Buck converter circuit must be setup for measurement both a common mode current and radiated field. The common mode current is measured by high frequency current probe and display by oscilloscope. For radiated field measurement, each version of Buck converter is setup on the non-conductive table in 3 meters semi-anechoic chamber and the radiated field is pickup by Bi-log antenna in frequency range from 30 MHz to 1 GHz and display by EMI receiver as shown in Fig.2

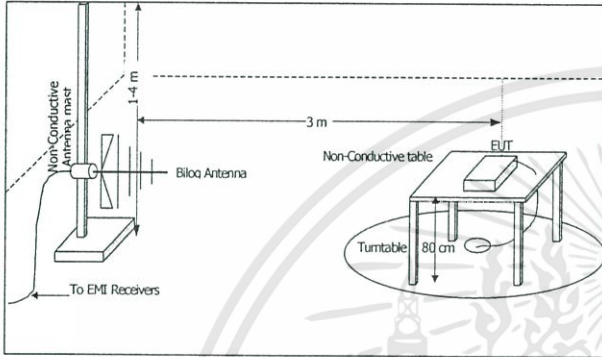


Fig. 2 The diagram of setup for radiated field measurement

**4.1 Test No.1 (Fig. 3)**

In this test, we use the circuit as shown in Fig 3 (a), conventional buck converter topology will have inherent unbalanced circuit between sending power line and return power line with only one switching device and one inductor on the sending power line the common-mode noise is occurring mostly due to circuit is unbalanced which is caused by the capacitive coupling to the frame ground, which pass through a heatsink of the switching devices and the parasitic capacitance at the lead terminal which can see in Fig 3 (a). Measurement results of radiated EMI and common mode current of conventional buck converter is shown in Fig 3 (b) and Fig 3 (c) respectively

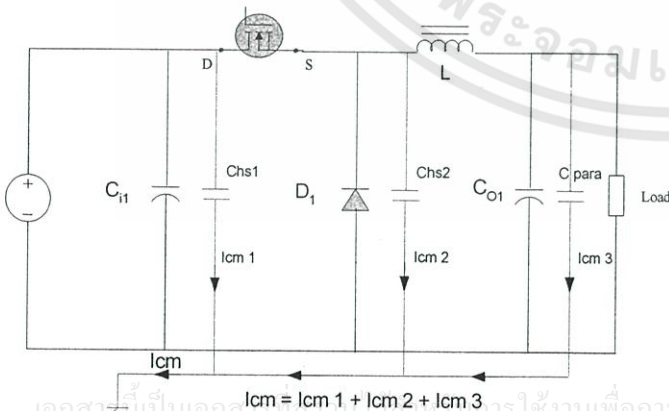


Fig. 3 (a) Test No. 1 Conventional buck converter

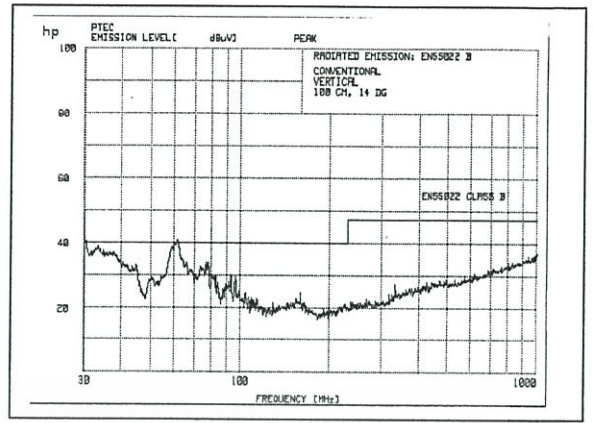


Fig. 3 (b) Radiated emission from conventional buck converter

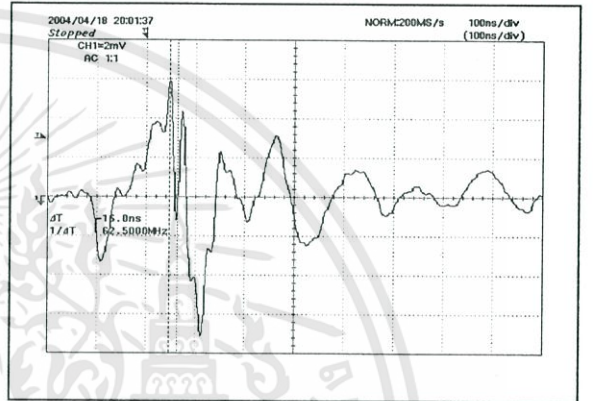


Fig. 3 (c) Common mode current of conventional buck converter

Fig. 3 Measurement results of the radiated EMI and common mode current of conventional buck converter

**4.2 Test No.2 (Fig. 4)**

Topology modification in conventional buck converter to two switches balanced buck converter, which is topology modified for balancing can be applied to achieve the concepts of common mode impedance balancing and noise source Balancing. The impedance balancing concept can be achieved by source, transmission line and termination balanced as shown in Fig 4 (a), the common mode current will be cancelled out in the from ground measurement result of the radiated EMI and common mode current of two switches buck converter with source, transmission line and termination balanced is shown in Fig 4 (b) , Fig 4 (c) respectively

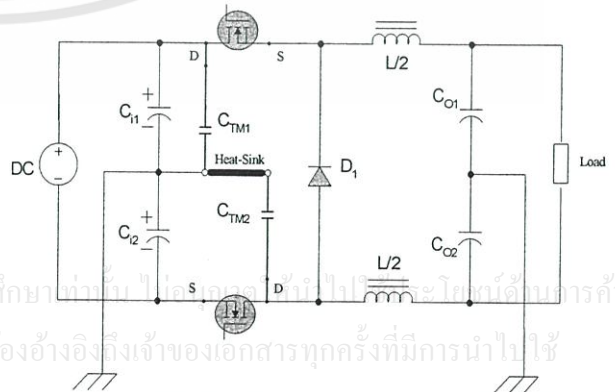


Fig. 4 (a) Test No. 2 Diagram

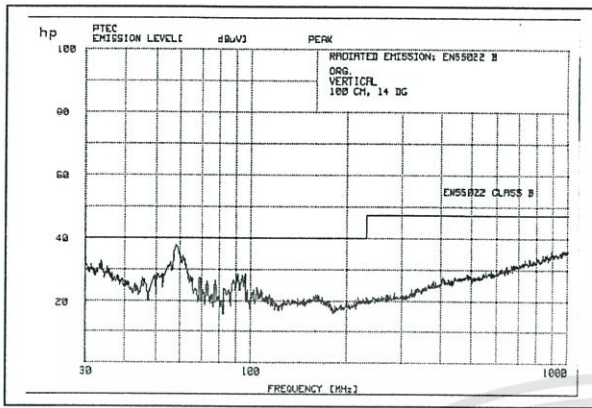


Fig. 4 (b) Radiated emission

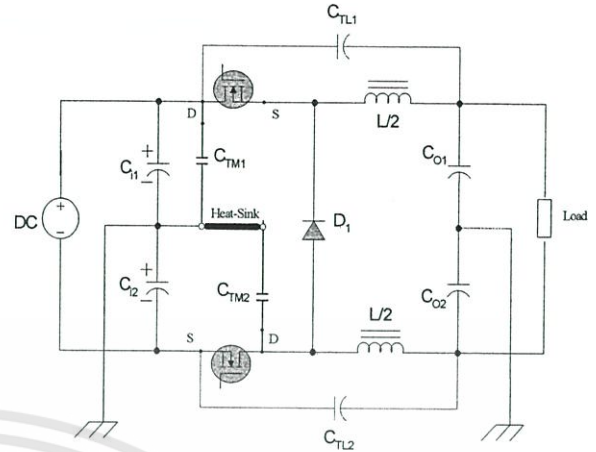


Fig. 5 (a) Test No. 3 Diagram

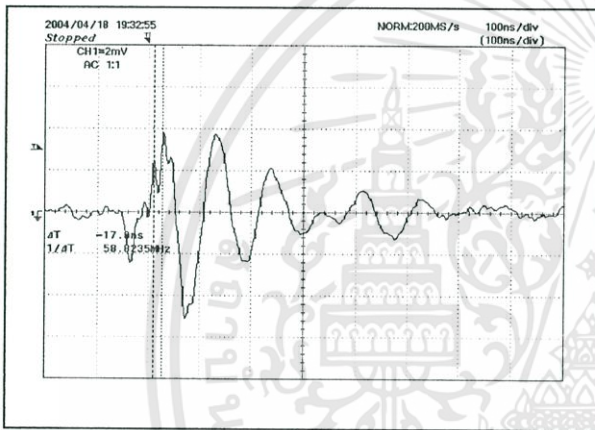


Fig. 4 (c) Common mode current

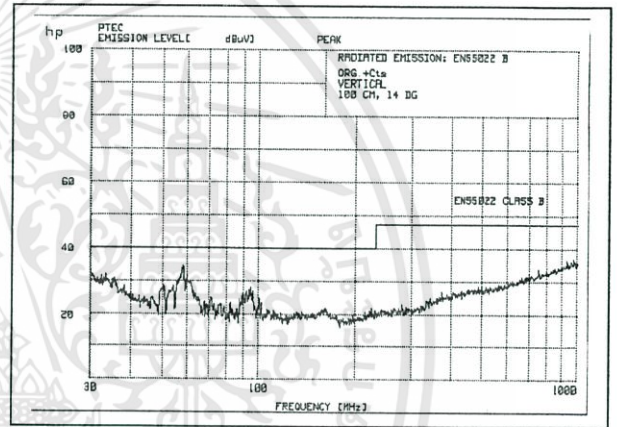


Fig. 5 (b) Radiated emission

Fig. 4 Measurement results of the radiated EMI and common mode current of two switches buck converter with termination balanced

4.3 Test No.3 (Fig. 5)

To increase the efficiency of cancellation mechanism, common mode current paths on sending and returning transmission line can be added the capacitive paths across both inductors, where these paths provide for high frequency current or common-mode current. If these transmission line capacitor  $C_{TL1}$  and  $C_{TL2}$  can be selected properly, the efficiency of cancellation mechanism is more improved. Experiment results of this improvement are shown in Fig 5 (b) and Fig 5 (c) respectively. Comparing Fig 5 (b) with Fig 4 (b), it can be seen that these are approximately 3  $dB_{\mu V/m}$  drops around 58 MHz.

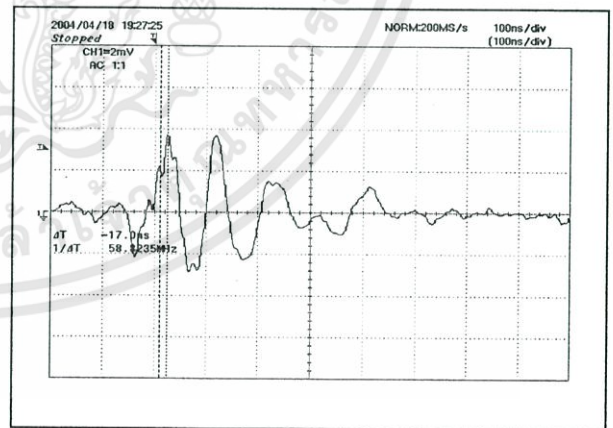


Fig. 5 (c) Common mode current

Fig. 5 Measurement results of the radiated EMI and common mode current of two switches buck converter with termination and transmission line balanced

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่หรือใช้ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 Test No.4 (Fig. 6)

The heatsink are usually used with MOSFET, so the parasitic capacitance,  $C_{TM}$  is formed between the drain of MOSFET and the frame ground through its heat sink. These parasitic capacitances play a major role in production of common mode noise component. In proposed buck converter, there are two parasitic capacitances are formed from heatsink of two MOSFETS  $C_{TM1}$  and  $C_{TM2}$  as shown in Fig 4 (a) The proposed buck converter can be reduced the effect from heat sink that mounted by MOSFETS.

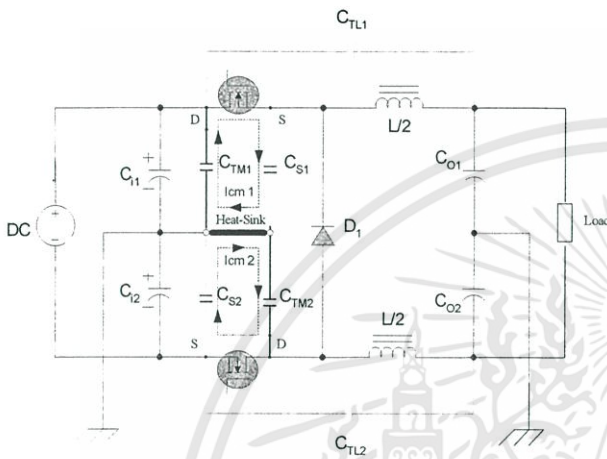


Fig. 6 (a) Test No. 4 Diagram

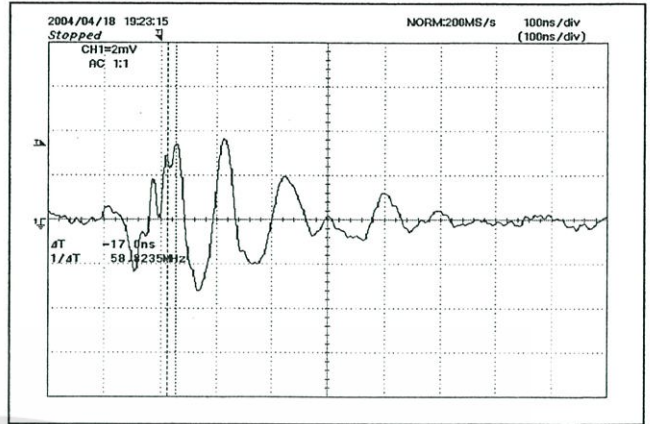


Fig. 6 (c) Common mode current

Fig. 6 Measurement results of the radiated EMI and common mode current of two switches buck converter with termination, transmission line and source balanced

The reduction can be achieved by add the compensation capacitor to build the sub-circuit of MOSFET-heatsink as shown in Fig. 6 (a) There are two loops of common-mode current upper loop is  $i_{CM1}$  and lower loop is  $i_{CM2}$  both of the currents are opposite in direction. If the sub-circuit can be correctly proportioned to equalize the impedance, the common-mode current  $i_{CM1}$  and  $i_{CM2}$  will be cancelled out in the heat sink. The experimental results of this idea are shown the radiated emission EMI and common mode current measurement in Fig. 6 (b) and Fig. 6 (c) respectively. In case of radiated emission EMI comparing between conventional buck converter and two switches balanced buck converter that has been proposed in this paper, we can see that the radiated EMI is greatly reduced due to decreasing the common mode current in the circuit. It is shown that the radiated emission EMI in mostly switching mode power supply is dominated by the common mode noise current so that if the common-mode noise current in general switching mode power supply can be greatly reduced, it is not only to reduce the conducted EMI but also it is always greatly reduced the radiated emission EMI.

From Fig. 3 to Fig. 6 we can find the relation of radiated field to the common mode current as the relation ratio is defined by deviation of radiated field divided by deviation of common mode current, that is equation 2 as shown in Fig. 7

$$Relation\ ratio = \frac{\Delta E}{\Delta I} = 2dB / m / mA \quad (2)$$

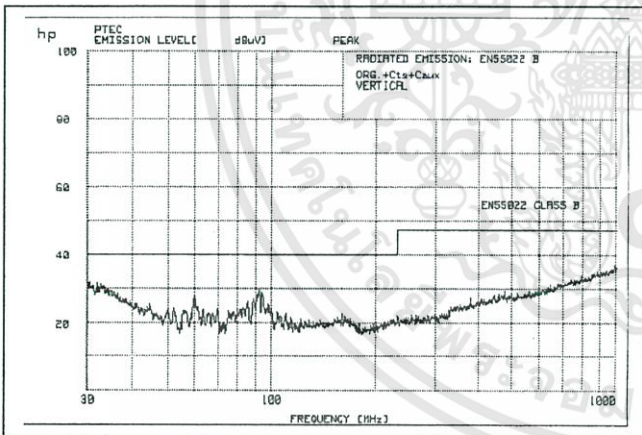


Fig. 6 (b) Radiated emission

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

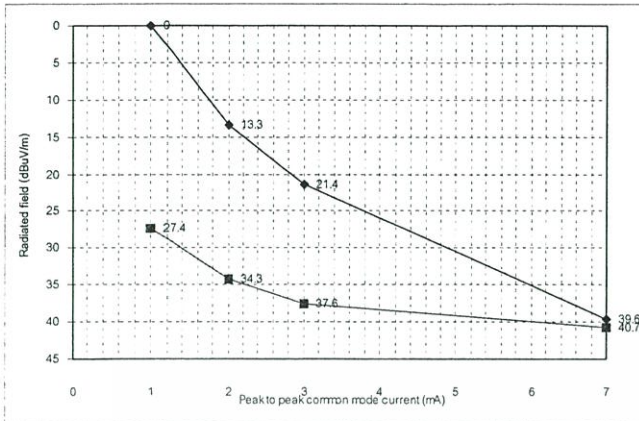


Fig. 7 The relationship between  $i_{cm}$  and radiated field measurement results to compare with calculated results

The radiated emission from SMPS circuit are calculated using Equation 1(a) – (c) and is plotted in Fig. 7. The measured results and calculated results are different each other, because the calculated results used for free-space condition. In the other way the measured results was conducted on semi-anechoic chamber with consist of several unknown parasitic parameter. Usually the Equation 1 (a) – (c) use for antenna-like structure so the calculated of radiated emission by using this equation base on differential mode and common mode emission, which grater than this research causing only common mode current.

### 5. Conclusion

In this paper, the relationship of common mode current base on measured and radiated emission is presented. The SMPS is used as radiated source. The standard current probe is used for measured common mode current is attached on the signal line and used for predicting the radiated emission. The configuration of SMPS is replaced by antenna like structure model, then the common mode current base on conducted emission testing is fed in to the antenna model for predicting. This method show that it is possible to predict the radiated emission using common mode current measurement. For evaluation the performance of prediction result, the standard procedure of radiated emission testing are compared to the measured result and shown that it in good agreement for each other.

### Acknowledgment

The authors wish to thank Electrical and Electronic Products Testing Center (PTEC) for supporting the radiated EMI testing equipments to conduct the experiment.

### References

- [1] Wu Xin, Franki N.K. Poon, C.M.Lee, M.H.Pong, "A Study of Common-Mode Noise in Switching Power Supply from a Current Balancing Viewpoint", *IEEE 1999 international conference on power electronics and drive systems PEDS'99*, July 1999, Hong Kong
- [2] C.R. Pual, K.B. Hardin, "Diagnosis and Reduction of Conducted Noise Emissions", *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*, Vol.30, No.4, Nov/Dec, 1988, pp.553-560.
- [3] A. Rockhill, T. A. Lipo and A.L. Julian, "High Voltage Buck Converter Topology for Common Mode Voltage Reduction", *Proc. Of PESC'96, Baveno, Italy*, 24-27 June 1996, pp.1968-1972, Vol. II.
- [4] G. Antonini, S. Cristina, "EMC Characterization of SMPS Devices : Circuit and Radiated Emission Model", *IEEE Tran. on Electromagnetic Compatibility*, Vol.38, No.3, Aug, 1996, pp. 300-309
- [5] Laszlo Tihanyi "Electromagnetic Compatibility in power electronics", IEEE press published by j.k. Eckert Inc. USA 1995
- [6] Mark I Montrose "EMC and the Printed Circuit Board", IEEE press Series on Electronics Technology Robert Herrick, Series Editor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ-นามสกุล** นาย เอนก มีมุขอ
- วันเดือนปีเกิด** เกิดเมื่อวันที่ 2 มกราคม 2518 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร
- ที่อยู่ปัจจุบัน** บ้านเลขที่ 75/7 ถนนพระรามที่ 6 แขวงทุ่งพญาไท เขตราชเทวี จังหวัด กรุงเทพมหานคร 10400
- ประวัติการศึกษา** สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2541  
เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2546
- ประสบการณ์การทำงานและผลงานวิจัย**
- พ.ศ. 2542 เข้าทำงานในตำแหน่งวิศวกรทดสอบประจำศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (PTEC)
- พ.ศ. 2543 เข้ารับการฝึกอบรมหลักสูตร “Training on EMC Test System” ระหว่างวันที่ 20 – 29/3/2543 จัดโดย Rohde & Schwarz Support Centre Asia, ณ. ประเทศสิงคโปร์
- พ.ศ. 2544 เข้ารับการฝึกอบรมหลักสูตร “EMC standard testing” ระหว่างวันที่ 1/10/2544 – 30/11/2544 จัดโดย Tokin EMC Engineer Co.,Ltd. ณ ประเทศญี่ปุ่น
- พ.ศ. 2545 มีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่เรื่อง “Low Cost Differential Mode And Common Mode Noise Rejection Networks (DMNRN&CMNRN) For EMI Filter Design”, International Conference on Electromagnetic Compatibility (ICEMC 2002) Bangkok, Thailand
- พ.ศ. 2545 ทำงานในตำแหน่งหัวหน้าหน่วยทดสอบ EMI ประจำศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (PTEC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น มิใช่ให้ผู้อื่นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พ.ศ. 2547 มีผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่เรื่อง  
 “Investigation the Relationship Between Common Mode Current and Radiated Field of Buck Converter” International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2004) Bangkok, Thailand
- พ.ศ. 2547 -ปัจจุบัน ทำงานในตำแหน่งหัวหน้าหน่วยทดสอบ EMC ประจำศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (PTEC)
- พ.ศ. 2548 เข้ารับการฝึกอบรมหลักสูตร “Assessor Course for ISO/IEC 17025 รุ่นที่ 4 ” ระหว่างวันที่ 24 – 29/4/2548 จัดโดยสำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม กระทรวงอุตสาหกรรม
- พ.ศ. 2548 เข้ารับการฝึกอบรมหลักสูตร “Electromagnetic Compatibility and Signal Integrity” ระหว่างวันที่ 18 – 22/7/2548 จัดโดย ASIAN-EU UNIVERSITY NETWORK PROGRAMME
- พ.ศ. 2550 -ปัจจุบัน ได้รับการขึ้นทะเบียนเป็นผู้ประเมินทางเทคนิคระบบห้องปฏิบัติการทดสอบและ/หรือสอบเทียบ ออกให้ ณ วันที่ 3/10/2550 โดยสำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม กระทรวงอุตสาหกรรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้